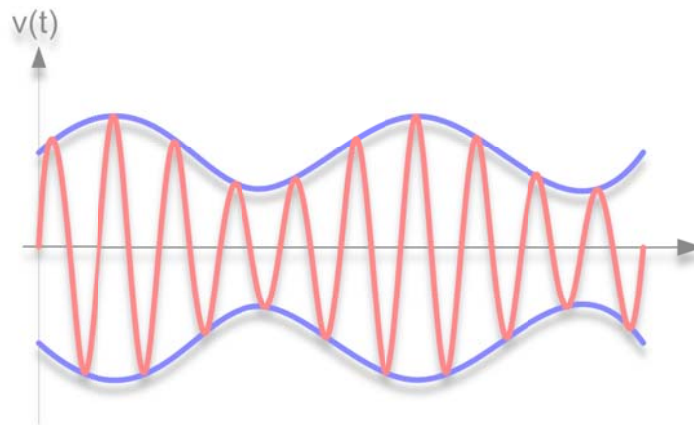




Analoge Modulationen

Amplitudenmodulation



AM

Inhalt

1.	Einführung in die Modulation	1
1.1	Zugriffsmethoden, Bündelung der Signale, Access-Methods, Bundling of Signals	3
2.	Analoge Grundmodulationsarten	7
2.1	Amplitudenmodulation	7
2.1.1	Klassische Amplitudenmodulation.....	7
2.1.2	Double Sideband Modulation DSB and Single Sideband Modulation SSB	16
2.1.3	Unabhängiges Seitenband, Independent Sideband ISB.....	21
2.1.4	Restseitenbandmodulation VSB.....	21
2.1.5	Quadratur-AM QAM.....	22
2.1.6	AM-Modulatoren	24
2.1.7	AM-Demulatoren	30
2.1.8	Stör- und Rauschverhalten von AM	32
Fig. 1-1:	Gründe für die Modulation.....	1
Fig. 1-2:	Modulation von Pulsträgern	3
Fig. 1-3:	Modulation von Sinusträgern	3
Fig. 1-4:	Frequenkanäle in FDMA systemen.....	4
Fig. 1-5:	Zeitschlitz in TDMA systemen.....	4
Fig. 1-6:	Codezuweisungen in CDMA systemen.....	5
Fig. 1-7:	Modulierte Träger in OFDM systemen	6
Fig. 2-1:	Varianten der Amplitudenmodulation.....	7
Fig. 2-2:	AM- Signal im Zeitbereich	8
Fig. 2-3:	AM- Signal im Frequenzbereich (Spektrum).....	8
Fig. 2-4:	AM-Signal im Phasendiagramm (Phasor).....	9
Fig. 2-5:	AM- Signale mit Modulationsindexen von 0.2, 0.5 and 1	10
Fig. 2-6:	Modulationsindex 1.5 (Übermodulation)	11
Fig. 2-7:	Übermodulation ohne Phaseninversion	11
Fig. 2-8:	Spektrum eines AM-signals mit einem einzigen sinusförmigen Modulationssignal.....	12
Fig. 2-9:	AM-Spektrum eines beliebigen Modulationssignals	13
Fig. 2-10:	Spektrum des Basisband mit zwei sinusförmigen Modulationssignalen.....	13
Fig. 2-11:	AM-Spektrum eines Basisbandes mit 2 sinusförmigen Modulationssignalen	14
Fig. 2-12:	AM Bandbreite.....	15
Fig. 2-13:	AM-Leistung für 1-Ton-Modulation mit $f_m = 1$ kHz und $m = 1$	16
Fig. 2-14:	DSB-Signal mit reduziertem und unterdrückten Träger im Zeitbereich	17
Fig. 2-15:	Spektrum und Phasor eines DSB-Signals mit reduziertem und unterdrückten Träger	17
Fig. 2-16:	SSB-Signal mit reduziertem und unterdrückten Träger im Zeitbereich	18
Fig. 2-17:	Spektrum und Phasor eines SSB-Signals mit reduziertem und unterdrückten Träger.....	18
Fig. 2-18:	Hüllkurve für SSB, voller Träger, $m = 0.7$	19
Fig. 2-19:	Zusammenstellung der AM-Signale	20
Fig. 2-20:	Sende- und Empfangsfilter für Restseitenbandmodulation	21
Fig. 2-21:	QAM-Sender	22
Fig. 2-22:	QAM-Empfänger	23
Fig. 2-23:	Blockschaltbild eines additive AM-Modulators.....	24
Fig. 2-24:	Schaltbild eines Dioden AM-Modulators	24
Fig. 2-25:	Dioden AM-Modulator, a) Dioden IV-Kurve, b) Spektrum des Ausgangssignals	25
Fig. 2-26:	Blockschaltbild der multiplikativen AM-Modulatoren.....	25
Fig. 2-27:	AM-Modulator.....	26
Fig. 2-28:	AM-Modulator für hohe Sendeleistungen	26
Fig. 2-29:	Double Sideband Modulator mit unterdrücktem Träger	27
Fig. 2-30:	Double-balanced Ringmixer, a) Schaltbild, b) Modulationssignal, c) Schaltsignal (Carrier), d) Ausgangssignal im Zeitbereich, e) Spektrum des Ausgangssignals	27

Fig. 2-31: Double-balanced Ringmixer, Spektrum des Modulationssignals, des Trägers und des Ausgangssignals	28
Fig. 2-32: SSB-Modulator, Filter Methode.....	29
Fig. 2-33: SSB-Modulator, Phasen Methode.....	29
Fig. 2-34: Hüllkurvendetektor, Schaltung und Signalformen.....	30
Fig. 2-35: Detektor Ausgangsspannungen für verschiedene Zeitkonstanten τ	30
Fig. 2-36: Kohärenter AM Demodulator, Product Demodulator	31
Fig. 2-37: Blockschaltbild für die Rauschanalyse.....	32
Fig. 2-38: Schwellwerteffekt des Hüllkurvendemodulators	33

1. Einführung in die Modulation

In modernen Kommunikationssystemen kann das von der Nachrichtenquelle erzeugte Signal normalerweise nicht direkt übertragen werden. Meist ist eine Anpassung an den physikalischen Kanal, z.B. Koaxialkabel, drahtloser Kanal oder Lichtwellenleiter notwendig. Zur wirtschaftlichen Ausnutzung des Kanals wird vielfach auch eine Bündelung verschiedener Signale vorgenommen. Für die Übertragung in drahtlosen Kommunikationssystemen werden üblicherweise sinusförmige Träger verwendet, deren Amplitude, Frequenz, Phase, oder Kombinationen davon, mit der Nachricht beeinflusst werden.

Unter Modulation versteht man die Veränderung eines oder mehrerer Signalparameter (Amplitude, Frequenz oder Phase) eines Trägers in Abhängigkeit der Information. Dadurch wird dem Trägersignal die Information aufgeprägt.

Die Modulation erlaubt folgende Ziele zu erreichen:

- **Anpassung des Frequenzbereiches an den jeweiligen Übertragungskanal**, der Tiefpass-, Bandpass- oder Hochpass-Verhalten aufweisen kann (physikalischer Beweggrund). Das modulierte Signal wird in einen Frequenzbereich verschoben, der die einfache Realisation von Kommunikationssystemen ermöglicht, z.B. Abstrahlung über Antennen, Verwendung von Lichtwellenleitern, etc.
- **Multiplex-Übertragung, d.h. Bündelung der Signale**
Zusammenfassung mehrerer primärer Signale mittels geeigneter Modulationsverfahren zu einem sekundären Signal. Damit wird zur Erhöhung der Kanalkapazität der gleiche Übertragungskanal mittels Multiplexverfahren mehrfach ausgenutzt.
Zum Beispiel wird im Falle des Rundfunks die Modulation zur Selektion und Separation vieler Nachrichtensignale, also mehrerer UKW- oder TV-Sender mit unterschiedlicher Trägerfrequenz benutzt. Dabei wird jedem Nachrichtenkanal für die ganze Zeit einen Bruchteil des gesamten Frequenzbandes zur Verfügung gestellt (*Frequenzmultiplex*).
- **Störschutzerhöhung**: Umwandlung des Nachrichtenquaders, um den Nachrichtenquader an einen bestimmten Kanal anzupassen, z.B. kann durch codierte Modulationsverfahren oder Bandspreiztechnik, d.h. durch Austausch von Bandbreite gegen Störabstand, die Störsicherheit gegenüber Rauschen und Interferenz deutlich erhöht werden.

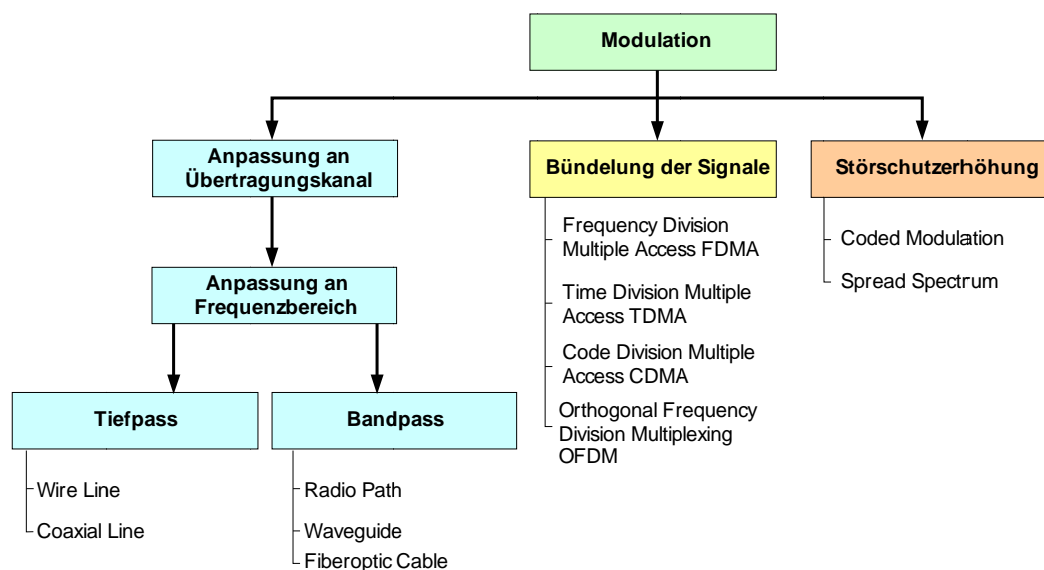


Fig. 1-1: Gründe für die Modulation

Modulation und Demodulation dienen also zur Aufbereitung von Informationen in eine Signalform, die die Übertragung der Informationen über *eine grösstmögliche Entfernung oder beliebige, vorgegebene Entfernungen* unter Wahrung des erforderlichen Störabstands gewährleistet. Dabei sind die Randbedingungen bezüglich der Kanalkapazität und die spezifischen Eigenschaften des Übertragungskanals zu berücksichtigen (frequenzabhängige Dämpfung und Phasenmass, zeit- und frequenzselektive Kanäle).

Nach der Modulation erscheint die Information in einer anderen Form, meistens in einem höheren Frequenzbereich (*Radio Frequency, RF*). Als Trägersignal kommt prinzipiell jede Signalart in Frage, auch Rauschen. Aber technisch haben sich nur zwei Signalförmigkeiten durchgesetzt:

- a) **Pulsträger (periodische Impulsfolge)** für Tiefpass- bzw. Basisbandübertragung und Zeitmultiplex sowie
- b). **Harmonische (sinusförmige) Träger** für Bandpass- oder Hochpassübertragungen und Frequenzmultiplex

Für die drahtlose Kommunikationstechnik können Modulationsverfahren mit Pulsträgern auf Grund ihres ungünstigen Spektralverhaltens nicht verwendet werden. Es kommen ausschliesslich sinusförmige Träger zur Anwendung.

Das Modulations- oder Nachrichtensignal, auch Basisbandsignal (*BaseBand, BB*) genannt, kann analog oder digital sein.

Analoge Signale sind zeit- und wertkontinuierlich, z.B. das Audiosignal eines Mikrophons.

Digitale Modulationssignale sind zeit- und wertdiskrete Signale in Form von diskreten Symbolen, die nur Werte aus einer endlichen Menge annehmen können, z.B. 0,1,-1. Oft werden binäre Symbole verwendet, die nur zwei Werte (z.B. 0 und 1, oder +1 und -1) annehmen können. Beispiele für digitale Modulationssignale sind serielle Bitfolgen an der Schnittstelle eines Rechners, oder Ausgangssignale eines A/D-Converters.

Damit lassen sich die Modulationsarten in vier Gruppen einteilen:

1. Analoge Modulation eines Pulsträgers
2. Digitale Modulation eines Pulsträgers
3. Analoge Modulation eines sinusförmigen Trägers
4. Digitale Modulation eines sinusförmigen Trägers

Hierbei unterscheiden sich die analogen Modulationsverfahren von den digitalen nicht durch ihr Wesen, sondern nur durch die Form des Modulations- oder Nachrichtensignals. Die *wichtigsten Grundverfahren* sind in Fig. 1-2 und Fig. 1-3 dargestellt.

Zusammenfassend gibt es für diese Grundverfahren also **drei Merkmale**:

1. Art des Modulationsträgers (Harmonischer Träger oder Pulsträger),
2. Art des Modulations- oder Nachrichtensignals (analog oder digital)
3. Wahl des zu beeinflussenden Signalparameters des Trägers (Amplitude, Frequenz oder Phase).

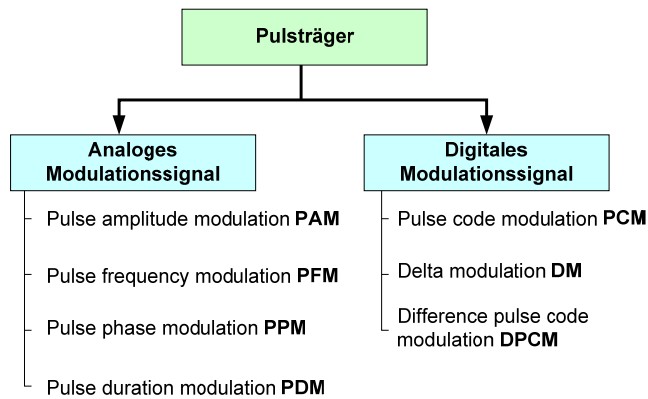


Fig. 1-2: Modulation von Pulsträgern

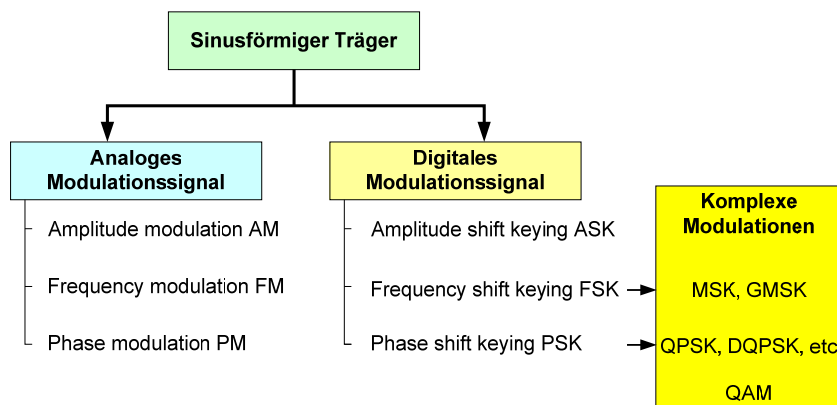


Fig. 1-3: Modulation von Sinusträgern

1.1 Zugriffsmethoden, Bündelung der Signale, Access-Methods, Bundling of Signals

Bei modernen drahtlosen Kommunikationssystemen soll eine Vielzahl von Teilnehmern auf die begrenzte Ressource des Frequenzbereichs oder Zeitbereichs zugreifen können, ohne dass sie sich gegenseitig stören.

Folgende grundsätzlich verschiedene Multiplexverfahren werden unterschieden:

Frequency Division Multiple Access FDMA

Time Division Multiple Access TDMA

Code Division Multiple Access CDMA

Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM

Space Division Multiple Access SDMA (Picocells)

Heute sind alle aufgeführten Verfahren gebräuchlich, oft sogar mehrere gleichzeitig.

FDMA Frequency Division Multiple Access:

Der zur Verfügung stehende Frequenzbereich wird auf mehrere Kanäle (Benutzer) aufgeteilt. Die einzelnen Kanäle stehen gleichzeitig zur Verfügung und können völlig unabhängig voneinander betrieben werden (z.B. beim Rundfunk). Es ist aber auch möglich, dass ein einziger Sender sämtliche Kanäle erzeugt und damit mehrere Kanäle zur Verfügung stellt (z.B. bei älteren Richtfunksystemen).

Die Bandbreite eines Kanals wird durch das verwendete Modulationsverfahren bestimmt. Das nicht benutzte Frequenzband zwischen den Kanälen vermeidet Störungen durch die benachbarten Kanäle. Sind in einem System gleichzeitig mehrere Kanäle mit Signalen belegt, führen Nichtlinearitäten des Systems zu Intermodulationen und die Kanalbelegung muss sorgfältig geplant werden.

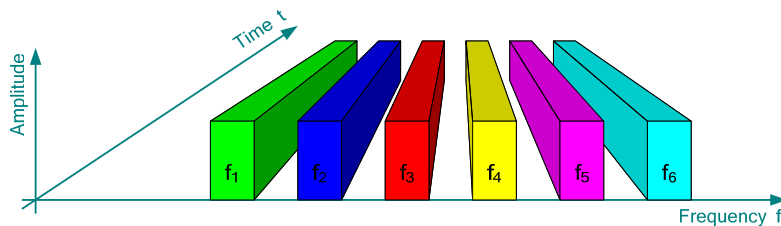


Fig. 1-4: Frequenzkanäle in FDMA systemen

Typical applications: Broadcast FM, TV-Channels

TDMA Time Division Multiple Access

Ein Kanal wird zeitlich nacheinander verschiedenen Benutzern zugeteilt.

Jedem Benutzer steht der Kanal nur während einem definierten Zeitschlitz (time slot) zur Verfügung.

Zwischen den einzelnen Slots ist eine Schutzzeit notwendig, damit es nicht aufgrund unterschiedlicher Signallaufzeiten zu Störungen zwischen benachbarten Slots kommt.

Da ein Kanal nur während einem Bruchteil der Zeit einem Teilnehmer zur Verfügung steht, müssen die Daten zeitlich komprimiert übertragen werden. Dies führt zu hohen Datenraten auf dem Übertragungskanal.

Den einzelnen Zeitschlitz können unterschiedliche Übertragungsrichtungen zugeordnet werden. Damit ist ein Voll duplex-Betrieb ohne aufwendige Filter möglich.

Oft werden TDMA und FDMA kombiniert eingesetzt: Die total zur Verfügung stehende Bandbreite wird in einzelne Kanäle unterteilt (FDMA), in denen dann der Zugriff im TDMA-Verfahren erfolgt.

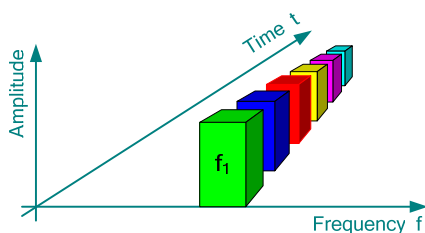


Fig. 1-5: Zeitschlitz in TDMA systemen

Typical applications: GSM, Bluetooth

CDMA Code Division Multiple Access

Beim CDMA-Verfahren wird allen Teilnehmern gleichzeitig die Benutzung des gesamten zur Verfügung stehenden Spektrums erlaubt.

Um die einzelnen Signale auseinander halten zu können, werden sie mit unterschiedlichen Codierungen versehen.

Hierzu ein anschaulicher Vergleich: An einer Party werden im gleichen Raum gleichzeitig verschiedene Sprachen (= Codes) gesprochen, jede aber nur ein Mal. Versteht nun ein Teilnehmer eine bestimmte Sprache, so ist er in der Lage, genau diesem Gespräch zu folgen.

Durch die Codierung tritt eine Spreizung der Einzelsignale auf, so dass diese anschliessend ein Vielfaches ihrer ursprünglichen Bandbreite belegen.

Praktische Spreizfaktoren sind: 8 ... 1024. Üblicherweise als 2er Potenzen.

CDMA wird auch **Bandspreiz-Technik** (engl. **spread spectrum**) genannt.

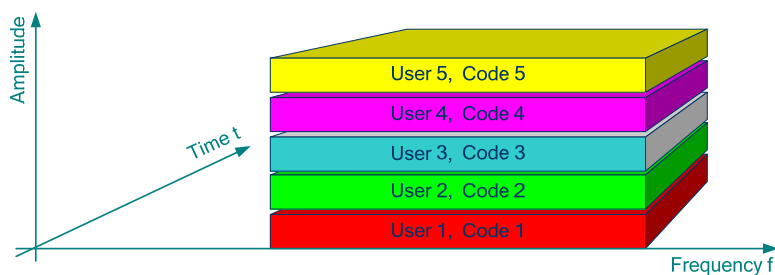


Fig. 1-6: Codezuweisungen in CDMA systemen

Im Mobilfunk kommen vor allem die folgenden zwei Verfahren zum Einsatz:

- Direct Sequence (DS-) CDMA und
- Frequency Hopping (FH-) CDMA.

Die Spreizung wird beim DS-Verfahren mit einem Code vorgenommen, der unabhängig von den zu sendenden Daten ist.

Der Empfänger arbeitet synchron zur Codesequenz des Senders und macht damit die Spreizung wieder rückgängig. Durch das Entspreizen werden gleichzeitig diskrete Störsignale gespreizt, was beim Empfänger zu einer Verbesserung des Störabstandes führt.

Vorteile der Bandspreiztechnik:

- Geringe Anfälligkeit gegenüber Mehrwegausbreitungs-Effekten. Wegen der hohen Sendebandbreite wird immer nur ein kleiner Teil durch das frequenzselektive Rayleigh-Fading beeinflusst → es treten nur schwache Signaleinbrüche auf.
- Geringe Beeinflussung durch Störsignale.
- Geringe spektrale Leistungsdichte.
- Der Spreizcode wirkt auch als Verschlüsselung. Die Nachricht kann nur bei bekannter Codierung wieder detektiert werden.
- Bandspreizsignale wirken auf konventionelle Systeme nur durch eine Verschlechterung des Rauschabstandes. Dies gilt auch umgekehrt.

Typical applications: D-AMPS, W-CDMA (UMTS), Bluetooth (FH-CDMA)

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OFDM ist ein Multiträger-Modulationsverfahren, das mehrere Trägerfrequenzen für die Übertragung eines Digitalsignals benutzt. Jeder Träger wird nur mit einem Teil der Information moduliert.

Da bei einer Modulation Seitenbänder entstehen, die im Abstand der Übertragungsrate zu Null werden, wählt man diesen Frequenzabstand für die Trägersignale.

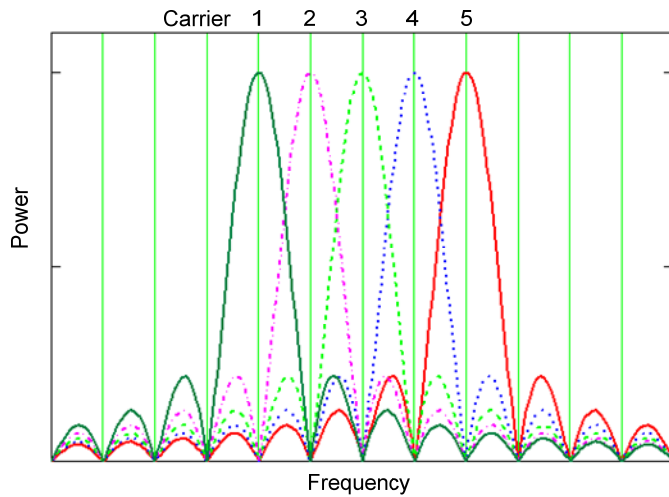


Fig. 1-7: Modulierte Träger in OFDM systemen

Typical applications:

Digital Video Broadcast DVB, Digital Audio Broadcast DAB, WLAN IEEE 802.11g, LTE

Bei der gewöhnlichen AM entspricht die Hüllkurve einfach der Summe von unmodulierter Trägeramplitude \hat{U}_c und Modulationssignal $u_M(t)$:

$$v_{c_{AM}}(t) = \hat{V}_c + v_m(t) \quad (0.3)$$

Mit einer sinusförmigen Modulationsspannung

$$v_m(t) = \hat{V}_m \cdot \cos(\omega_m t) \quad (0.4)$$

wird die Hüllkurve

$$v_{c_{AM}}(t) = \hat{V}_c + v_m(t) = \hat{V}_c + \hat{V}_m \cdot \cos(\omega_m t) \quad (0.5)$$

Da die Trägeramplitude \hat{V}_c konstant ist, entspricht die Form der Hüllkurve dem Modulationssignal.

Damit wird mit $\varphi_c = 0$ und der Anwendung der trigonometrischen Beziehung

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2}[\cos(a+b) + \cos(a-b)]$$

das amplitudenmodulierte Signal:

$$v_{AM}(t) = v_{c_{AM}}(t)\cos(\omega_c t) = \left[\hat{V}_c + \underbrace{\hat{V}_m \cos(\omega_m t)}_{v_m(t)} \right] \cos(\omega_c t) \quad (0.6)$$

$$v_{AM}(t) = \underbrace{\hat{V}_c \cos(\omega_c t)}_{\text{Carrier}} + \frac{\hat{V}_m}{2} \left[\underbrace{\cos(\omega_c - \omega_m)t}_{\text{Lower Sideband}} + \underbrace{\cos(\omega_c + \omega_m)t}_{\text{Upper Sideband}} \right] \quad (0.7)$$

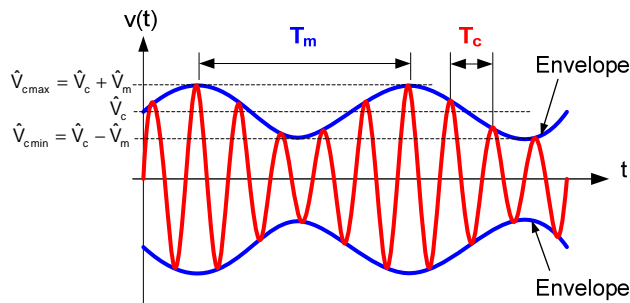


Fig. 2-2: AM- Signal im Zeitbereich

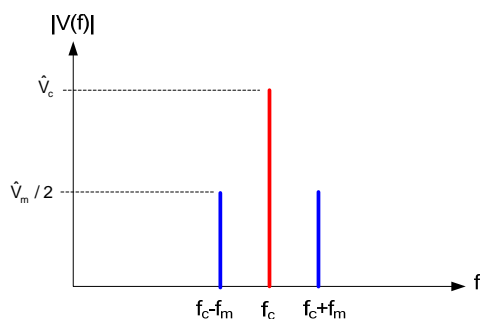


Fig. 2-3: AM- Signal im Frequenzbereich (Spektrum)

Die drei Frequenzkomponenten einer sinusförmig modulierten AM-Schwingung können auch als mit Winkelgeschwindigkeit rotierende Zeiger im Phasendiagramm gezeichnet werden.

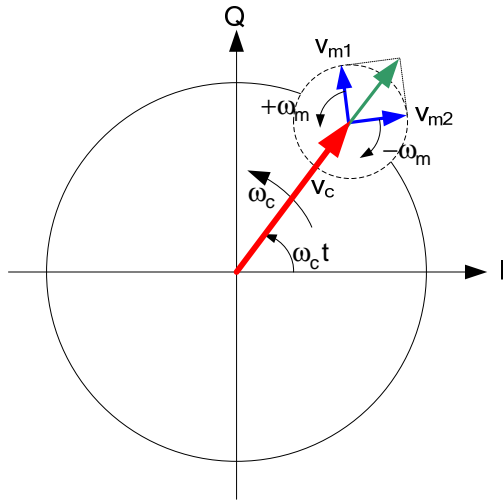


Fig. 2-4: AM-Signal im Phasendiagramm (Phasor)

Bezogen auf die Trägerfrequenz ω_c rotiert der Zeiger des Signals des unteren Seitenbands (v_{m2}) um ω_m langsamer, d.h. im Uhrzeigersinn, der Zeiger des Signals des oberen Seitenbands (v_{m1}) um ω_m schneller, also im Gegenuhrzeigersinn.

Die Resultierende der drei Zeiger ist ein Zeiger mit schwankender Amplitude und Drehung mit der Trägerfrequenz, also eine amplitudenmodulierte Schwingung.

Modulationsgrad

In der Gleichung (0.6) für das AM-Signal wird die Trägeramplitude ausgeklammert:

$$v_{AM}(t) = \left(1 + \underbrace{\frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_c}}_{\text{Modulationsindex } m} \cdot \cos(\omega_m t) \right) \cdot \hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c t)$$

$$= (1 + m \cdot \cos(\omega_m t)) \cdot \hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c t) \quad (0.8)$$

Der Modulationsindex m ist ein Maß für die Stärke der Amplitudenmodulation und wird manchmal in % angegeben. Nach der Demodulation ist die Amplitude des demodulierten Signals proportional zum Modulationsindex.

$$m = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_c} \quad (m \leq 1) \quad (0.9)$$

Der amplitudenmodulierte Träger erreicht einen Maximalwert von $\hat{V}_{c_{max}} = \hat{V}_c + \hat{V}_m = \hat{V}_c (1+m)$ und einen Minimalwert von $\hat{V}_{c_{min}} = \hat{V}_c - \hat{V}_m = \hat{V}_c (1-m)$.

Der Modulationsindex m kann somit aus Maximal- und Minimalwert der Umhüllenden berechnet werden:

$$m = \frac{\hat{V}_{c\max} - \hat{V}_{c\min}}{\hat{V}_{c\max} + \hat{V}_{c\min}} \quad (0.10)$$

AM-Signale mit verschiedenen Modulationsgraden

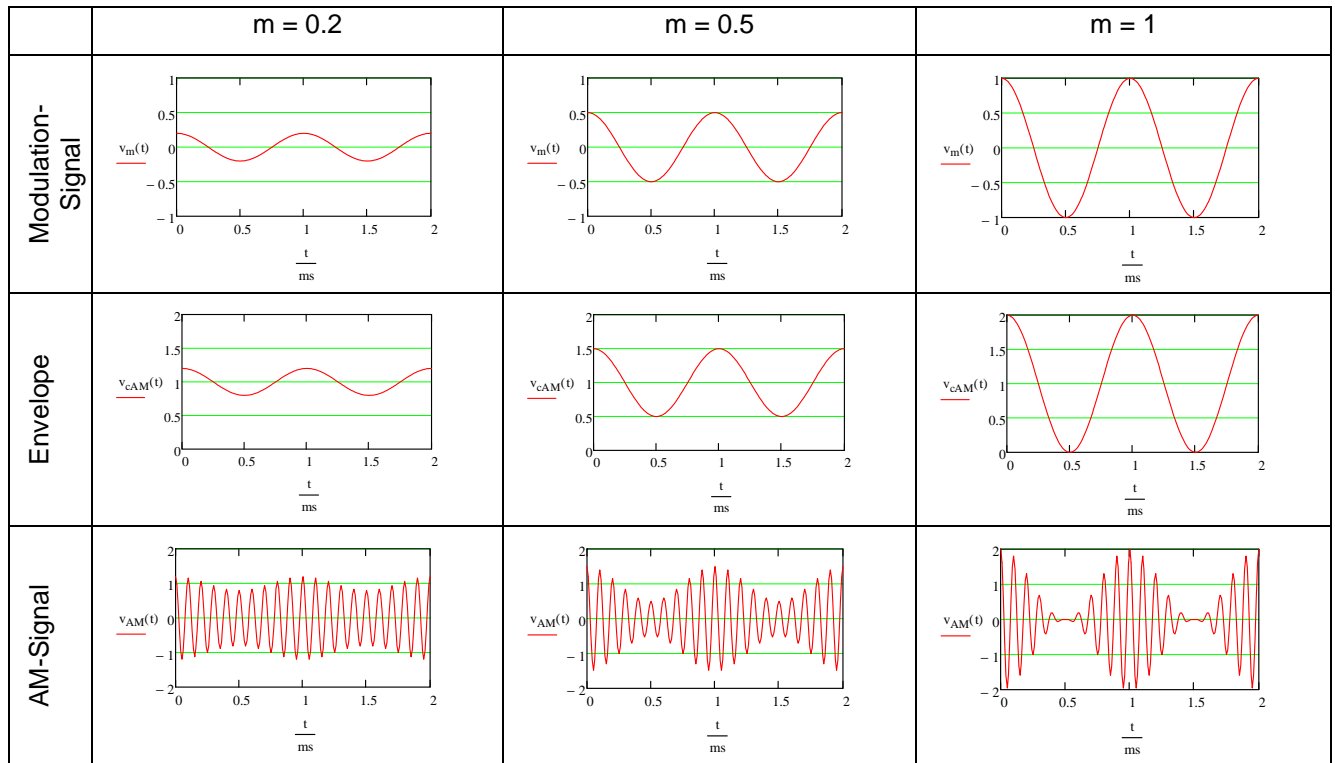


Fig. 2-5: AM-Signale mit Modulationsindizes von 0.2, 0.5 and 1

Übermodulation ($m > 1$):

Ist $\hat{V}_m > \hat{V}_c$ wird der Modulationsindex $m > 1$ und man spricht von Übermodulation.

Die Hüllkurven überschneiden die Nulllinie. Dadurch entstehen jeweils Phasensprünge, die Umhüllende entspricht nicht mehr dem Modulationssignal und die Hüllkurvendemodulation liefert ein verzerrtes Signal.

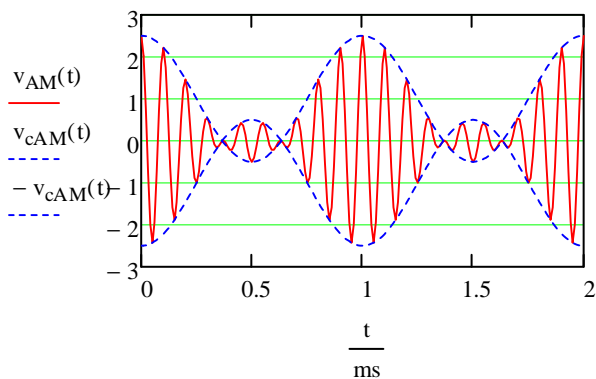


Fig. 2-6: Modulationsindex 1.5 (Übermodulation)

Oft können AM-Modulatoren die Phase jedoch nicht beeinflussen, so dass die Amplitude bis zum nächsten Phasensprung Null bleibt.

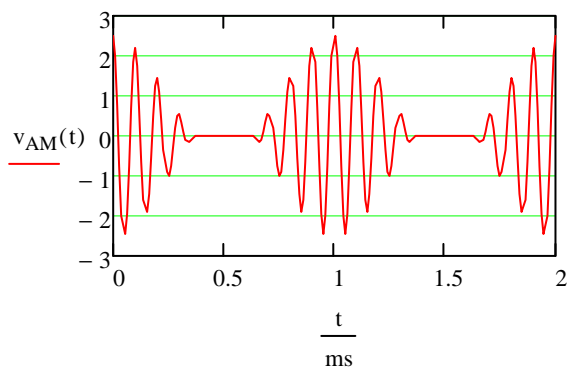


Fig. 2-7: Übermodulation ohne Phaseninversion

Amplitudenspektrum eines AM-Signals

Mit der Fouriertransformation oder durch Ausmultiplizieren und Umformen der Gleichung (0.8) des sinusförmig modulierten AM-Signals lassen sich die einzelnen Komponenten des Spektrums leicht berechnen:

$$\begin{aligned} v_{AM}(t) &= (1 + m \cdot \cos(\omega_m t)) \cdot \hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c t) \\ &= \underbrace{\frac{m}{2} \cdot \hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c - \omega_m)t}_{\text{Lower Sideband}} + \underbrace{\hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c t)}_{\text{Carrier}} + \underbrace{\frac{m}{2} \cdot \hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c + \omega_m)t}_{\text{Upper Sideband}} \end{aligned} \quad (0.11)$$

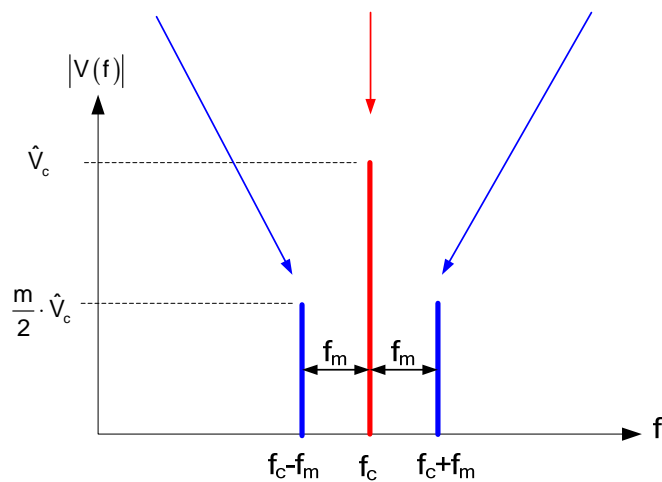


Fig. 2-8: Spektrum eines AM-Signals mit einem einzigen sinusförmigen Modulationssignal

Das Amplitudenspektrum besteht aus den Komponenten

- unmodulierter Träger
- zwei Seitenfrequenzen im Abstand der Modulationsfrequenz f_m vom Träger.

AM-Spektrum bei beliebigen Modulationssignalen

Nichtsinusförmige Modulationssignale belegen ein Basisband im Frequenzbereich $f_{m_{\min}}$ bis $f_{m_{\max}}$

Im AM-Signal entstehen zwei Seitenbänder, die um die Trägerfrequenz gespiegelt, genau dem Basisband entsprechen.

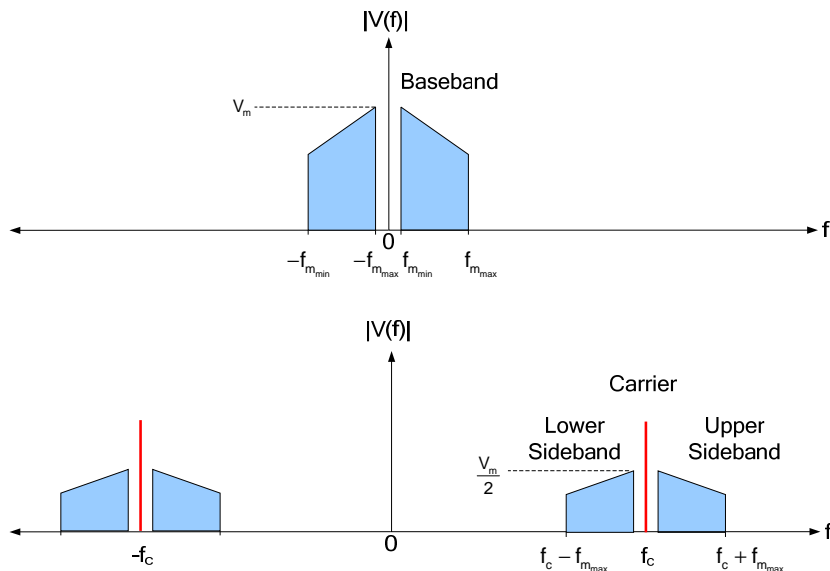


Fig. 2-9: AM-Spektrum eines beliebigen Modulationssignals

Im unteren Seitenband liegt die höhere Modulationsfrequenz $f_{m_{\max}}$ unterhalb der tieferen Modulationsfrequenz $f_{m_{\min}}$. Man bezeichnet dies als Kehrlage. Im oberen Seitenband sind die Verhältnisse dagegen normal (Regellage).

Jedes Seitenband enthält für sich die komplette Information des Basisbands!

Hier ist ersichtlich, dass durch die Amplitudenmodulation das zweiseitige Basisbandspektrum auf die Trägerfrequenz verschoben wird.

Ein nichtsinusförmiges Basisbandsignal besteht im einfachsten Fall aus zwei sinusförmigen Komponenten, f_{m_1} und f_{m_2} : $u_m(t) = \hat{U}_{m_1} \cdot \cos(\omega_{m_1} t) + \hat{U}_{m_2} \cdot \cos(\omega_{m_2} t)$

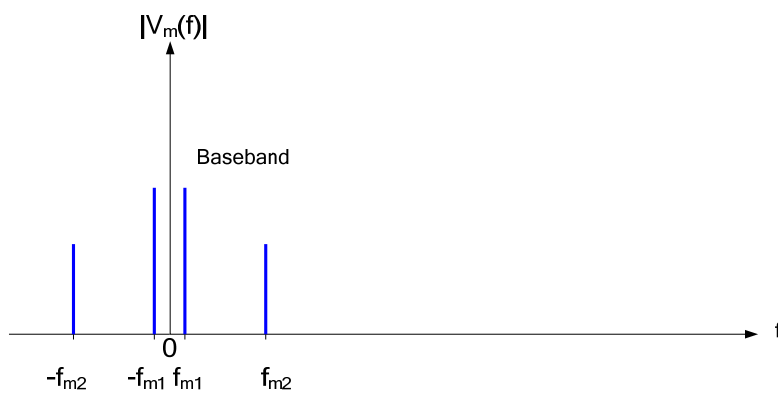


Fig. 2-10: Spektrum des Basisband mit zwei sinusförmigen Modulationssignalen

Damit wird das AM-Signal:

$$v_{AM}(t) = (\hat{V}_c + \hat{V}_{m1} \cdot \cos(\omega_{m1}t) + \hat{V}_{m2} \cdot \cos(\omega_{m2}t)) \cdot \cos(\omega_c t)$$

$$= \hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c t) + \hat{V}_{m1} \cdot \cos(\omega_{m1}t) \cdot \cos(\omega_c t) + \hat{V}_{m2} \cdot \cos(\omega_{m2}t) \cdot \cos(\omega_c t)$$

Ausmultipliziert und umgeformt:

$$v_{AM}(t) = \hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c t)$$

$$+ \frac{\hat{V}_{m1}}{2} \cdot \cos(\omega_c - \omega_{m1})t$$

$$+ \frac{\hat{V}_{m1}}{2} \cdot \cos(\omega_c + \omega_{m1})t$$

$$+ \frac{\hat{V}_{m2}}{2} \cdot \cos(\omega_c - \omega_{m2})t$$

$$+ \frac{\hat{V}_{m2}}{2} \cdot \cos(\omega_c + \omega_{m2})t$$
(0.12)

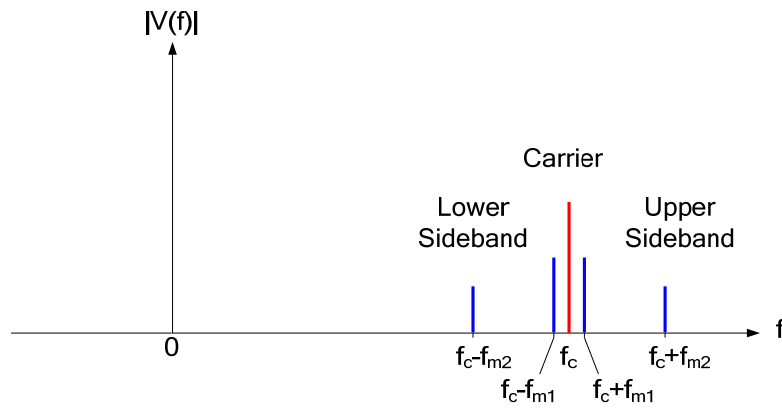


Fig. 2-11: AM-Spektrum eines Basisbandes mit 2 sinusförmigen Modulationssignalen

Bandbreite von AM-Signalen

Ein AM-Signal belegt eine Bandbreite, die der zweifachen maximalen Basisbandfrequenz entspricht:

$$B_{AM} = 2 \cdot f_{m_{max}} \quad f_{m_{max}} = \text{maximale Basisbandfrequenz} \quad (0.13)$$

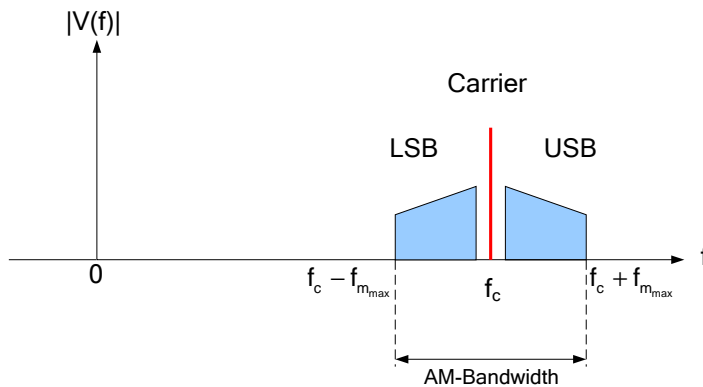


Fig. 2-12: AM Bandbreite

Ein Empfänger-Filter für AM muss mindestens eine Durchlassbandbreite gleich der AM-Bandbreite aufweisen. Bei zu kleiner Bandbreite werden die hohen Modulationsfrequenzen abgeschnitten.

Leistung von AM-Signalen

Die in einem Widerstand R umgesetzte Wirkleistung beträgt

$$P = \frac{\hat{V}^2}{2 \cdot R}$$

Bei AM sind verschiedene Leistungsdefinitionen gebräuchlich:

Trägerleistung = Leistung des unmodulierten Trägers

$$P_c = \frac{\hat{V}_c^2}{2 \cdot R} \quad (0.14)$$

AM-Leistung (mittlere Leistung)

= Summe der Leistungen sämtlicher Frequenzkomponenten.

$$P_{AM} = P_c + P_{USB} + P_{OSB} \quad (0.15)$$

$$P_{AM} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_{AM}^2(t) dt$$

Bei sinusförmigem Modulationssignal (1-Tone-Modulation) führt dies zu:

$$P_{AM} = P_c \left[1 + \left(\frac{m}{2}\right)^2 + \left(\frac{m}{2}\right)^2 \right] = P_c \cdot \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (0.16)$$

Peak Envelope Power PEP = Leistung einer Trägerperiode bei maximaler Hüllkurvenamplitude.

Bei sinusförmigem Modulationssignal gilt:

$$PEP = P_c \cdot (1 + m)^2 \quad (0.17)$$

Im besten Fall mit $m = 1$ ist die mittlere Leistung eines AM-Senders 1.5 mal die Trägerleistung P_c . 2/3 der Leistung befindet sich im Träger, der keine Information enthält, und nur 1/3 der Leistung in den beiden informationstragenden Seitenbändern. Bei den Maximalwerten der Umhüllenden muss der Sender in der Lage sein, die vierfache Trägerleistung (PEP) liefern zu können. Dies stellt hohe Anforderungen an die Linearität der Endstufe.

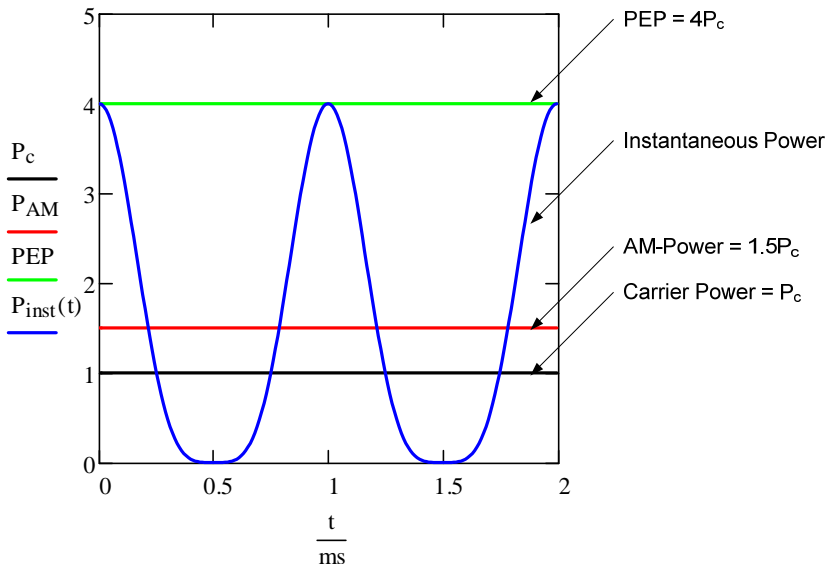


Fig. 2-13: AM-Leistung für 1-Ton-Modulation mit $f_m = 1$ kHz und $m = 1$

2.1.2 Double Sideband Modulation DSB and Single Sideband Modulation SSB

Gewöhnliche AM-Signale sind sowohl bezüglich ihrer Leistung wie auch bezüglich der Bandbreite sehr ineffizient. So stecken im besten Fall ($m = 1$) 2/3 der Leistung im unmodulierten Träger, und nur 1/3 der Leistung in den informationstragenden Seitenbändern. Es ist daher naheliegend, den Träger zumindest stark zu reduzieren oder ihn einfach wegzulassen. Dies führt zur Zweiseitenbandmodulation mit reduziertem Träger (DSB-RC, double sideband reduced carrier) oder unterdrücktem Träger (DSB-SC, double sideband suppressed carrier). DSB-SC verbessert zwar die Leistungseffizienz, hat aber immer noch die gleiche Bandbreite wie gewöhnliche AM.

Da die Information in jedem der Seitenbänder vollständig enthalten ist, genügt eigentlich die Übertragung eines einzelnen Seitenbands, was zur Einseitenbandmodulation (SSB, single side band) führt.

Varianten:

- USB: upper sideband
- LSB: lower sideband

Den mit diesen Modulationsarten verbundenen Vorteilen steht allerdings ein deutlich grösserer Schaltungsaufwand bei Sendern und Empfängern gegenüber. Eine Demodulation mit einem einfachen Hüllkurvendemodulator ist nicht möglich.

Früher war der Empfang von SSB- und DSB-SC-Signalen mit sehr grossem Aufwand verbunden und praktisch nur für einen geübten Benutzer möglich. Demgegenüber bietet die normale AM sehr einfache Demodulationsmöglichkeiten und ist auch für ungeübte Benutzer möglich.

Heute sind diese Probleme an sich nicht mehr von grosser Bedeutung. Dass die gewöhnliche AM bisher aber trotzdem nicht durch effizientere Methoden ersetzt wurde, ist im wesentlichen eine Frage der Kontinuität und der Kompatibilität der Systeme.

Zweiseitenbandmodulation DSB

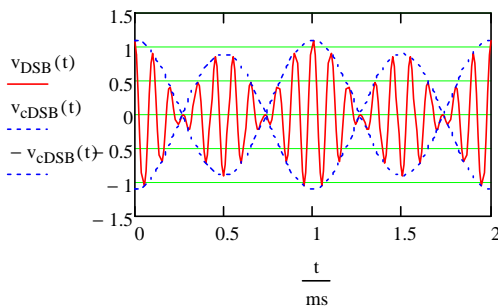
DSB-RC

$$v_{\text{DSB}}(t) = \hat{V}_c \cdot (k + m \cdot \cos(\omega_m t)) \cdot \cos(\omega_c t)$$

Beispiele mit sinusförmigem Modulationssignal:

$m = 1$, Träger auf 10% reduziert

$$v_{\text{DSB}}(t) = \hat{V}_c \cdot (0.1 + m \cdot \cos(\omega_m t)) \cdot \cos(\omega_c t)$$



DSB-SC

$$v_{\text{DSB-SC}}(t) = \hat{V}_m \cdot \cos(\omega_m t) \cdot \hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c t)$$

$m = 1$, Träger unterdrückt

$$v_{\text{DSB-SC}}(t) = \hat{V}_c \cdot (m \cdot \cos(\omega_m t)) \cdot \cos(\omega_c t)$$

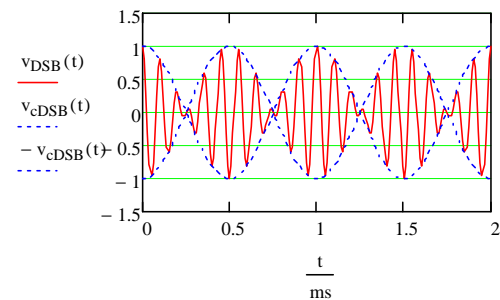


Fig. 2-14: DSB-Signal mit reduziertem und unterdrücktem Träger im Zeitbereich

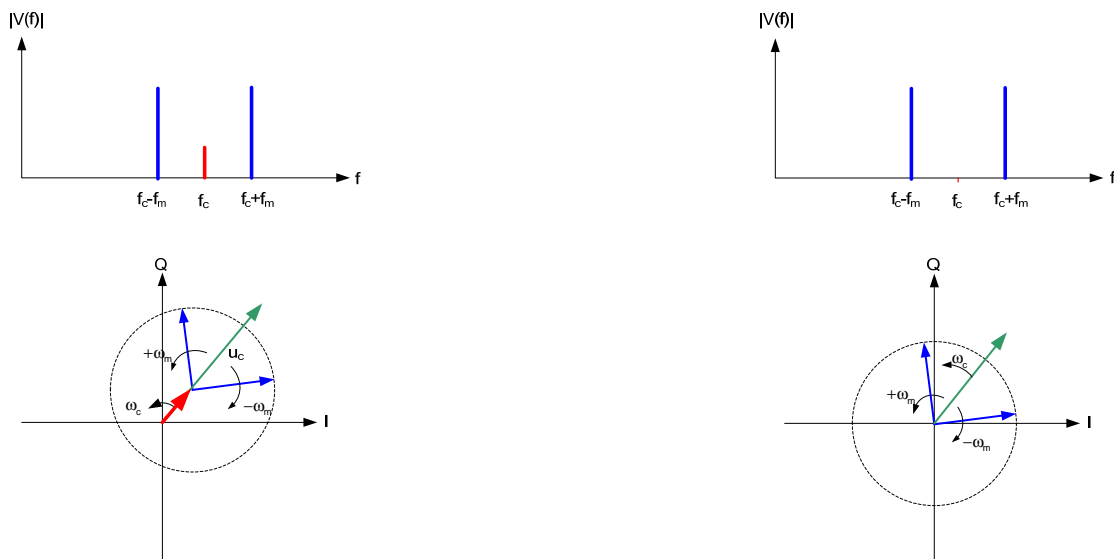


Fig. 2-15: Spektrum und Phasor eines DSB-Signals mit reduziertem und unterdrücktem Träger

Zweiseitenbandsignale weisen neben Amplitudenschwankungen auch Phasensprünge auf.

Bei Zweiseitenband-AM mit reduziertem oder unterdrücktem Träger entsteht beim Vorzeichenwechsel des Modulationssignals $v_m(t)$ ein Phasensprung des modulierten Signals und es handelt sich nicht mehr um eine reine Amplitudenmodulation. Die Form der Hüllkurve entspricht nicht dem Modulationssignal.

Die Leistung des DSB-SC-Signals berechnet sich zu:

$$P_{\text{DSB-SC}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_{\text{AM}}^2(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_m^2(t) \hat{V}_c^2 \cos^2(\omega_c t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_m^2(t) \hat{V}_c^2 \frac{1 + \cos(2\omega_c t)}{2} dt$$

$$= \frac{\hat{V}_c^2}{2} \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_m^2(t) dt + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_m^2(t) \cos(2\omega_c t) dt \right]$$

Da $v_m(t)$ ein Tiefpasssignal ist und seine Frequenzen viel kleiner sind als $2f_c$ wird

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_m^2(t) \cos(2\omega_c t) dt = 0 \text{ und damit}$$

$$P_{\text{DSB-SC}} = \frac{\hat{V}_c^2}{2} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_m^2(t) dt = \frac{\hat{V}_c^2}{2} P_m$$

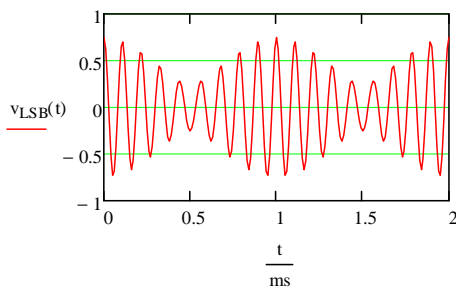
P_m = Leistung des Modulationssignals

Einseitenbandmodulation SSB

Beispiele mit sinusförmigem Modulationssignal:

LSB, $m = 1$, Träger auf 25% reduziert

$$v_{\text{LSB}}(t) = \hat{V}_c \cdot \left(0.25 \cdot \cos(\omega_c t) + \frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_c - \omega_m)t \right)$$



LSB, $m = 1$, Träger unterdrückt

$$v_{\text{LSB}}(t) = \hat{V}_c \cdot \frac{m}{2} \cdot \cos(\omega_c - \omega_m)t$$

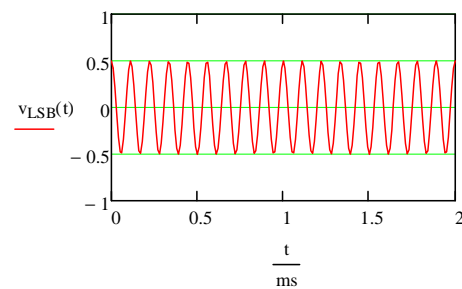


Fig. 2-16: SSB-Signal mit reduziertem und unterdrücktem Träger im Zeitbereich

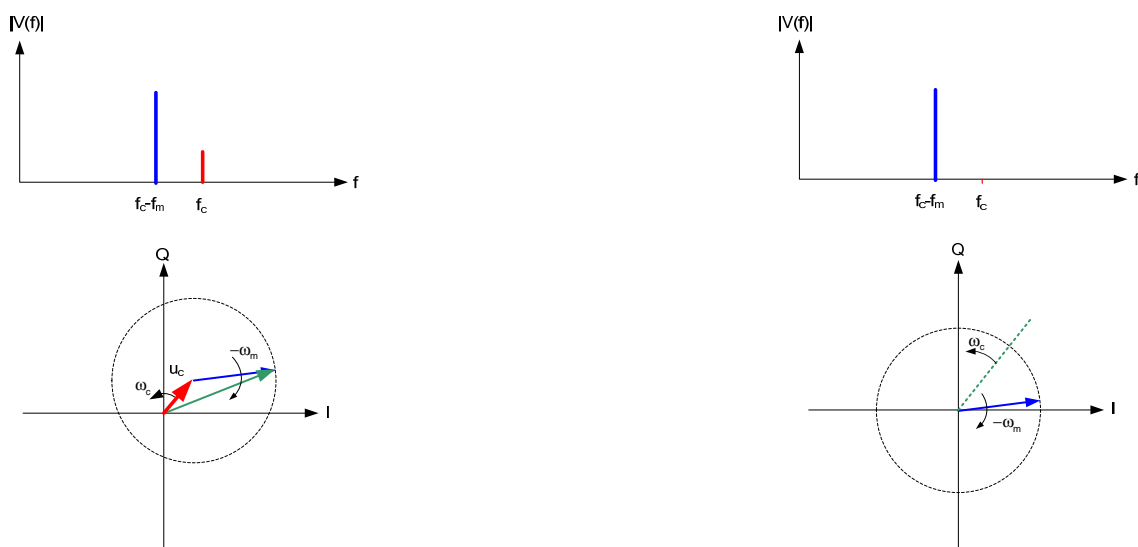


Fig. 2-17: Spektrum und Phasor eines SSB-Signals mit reduziertem und unterdrücktem Träger

Beim Einseitenbandsignal mit Träger (ev. reduziert) treten auch Phasenschwankungen auf.

Beim SSB-Signal mit Träger oder mit reduziertem Träger kann in der Hüllkurve noch das Modulationssignal erkannt werden. Die Hüllkurve weist jedoch einen gegenüber dem Modulationssignal verzerrten Verlauf auf.

Für die Hüllkurve eines SSB-Signals mit Träger gilt:

$$v_{\text{ESSB-FC}}(t) = \hat{V}_c \cdot \sqrt{1 + m^2 + 2 \cdot m \cdot \cos(\omega_m t)} \quad (0.18)$$

Beispiel mit $m = 0.7$ (70%) und vollem Träger:

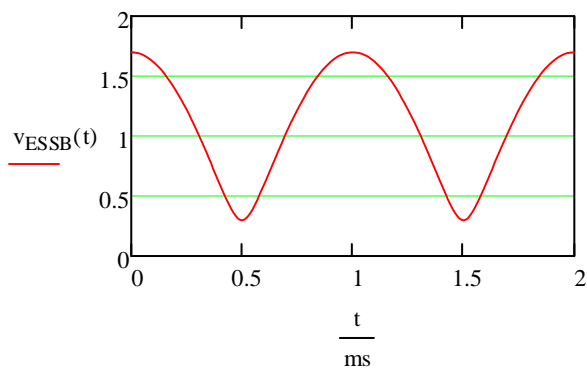


Fig. 2-18: Hüllkurve für SSB, voller Träger, $m = 0.7$

Bei SSB ohne Träger und sinusförmigem Modulationssignal ist die Hüllkurve konstant. Eine Modulation ist nicht ersichtlich.

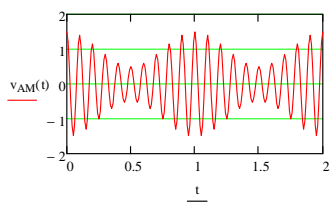
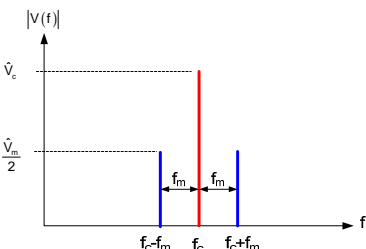
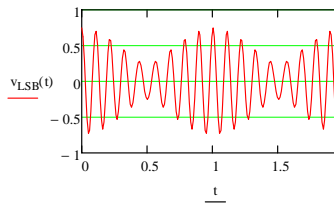
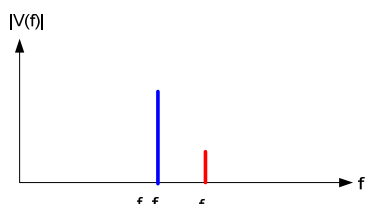
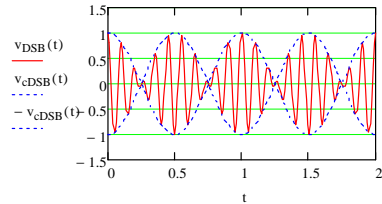
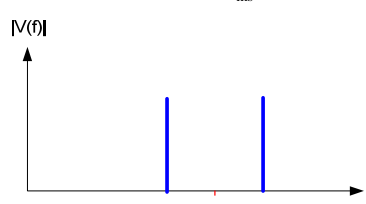
	Double Sideband	Single (lower) Sideband
With Carrier	$v_{AM}(t) = \underbrace{\hat{V}_c \cos(\omega_c t)}_{\text{Carrier}} + \frac{\hat{V}_m}{2} \left[\underbrace{\cos(\omega_c - \omega_m)t}_{\text{Lower Sideband}} + \underbrace{\cos(\omega_c + \omega_m)t}_{\text{Upper Sideband}} \right]$   <p>Bandwidth: $B = 2 \cdot f_{m_{\max}}$</p> <p>Power: $P_{AM} = P_c \cdot \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) = \frac{\hat{V}_c^2}{2 \cdot R} \cdot \left(1 + \frac{m^2}{2} \right)$</p>	$v_{LSB}(t) = \hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c t) + \hat{V}_m \cos(\omega_c - \omega_m)t$   <p>Bandwidth: $B = f_{m_{\max}}$</p> <p>Power: $P_{SSB-RC} = P_c \cdot (1 + m^2) = \frac{\hat{V}_c^2}{2 \cdot R} \cdot (1 + m^2)$</p>
	Suppressed Carrier	$v_{DSB-SC}(t) = \frac{\hat{V}_m}{2} \left[\underbrace{\cos(\omega_c - \omega_m)t}_{\text{Lower Sideband}} + \underbrace{\cos(\omega_c + \omega_m)t}_{\text{Upper Sideband}} \right]$   <p>Bandwidth: $B = 2 \cdot f_{m_{\max}}$</p> <p>Power: $P_{DSB-SC} = \frac{\hat{V}_m^2}{4 \cdot R}$</p>

Fig. 2-19: Zusammenstellung der AM-Signale

2.1.3 Unabhängiges Seitenband, Independent Sideband ISB

Die beiden Seitenbänder können auch mit unterschiedlichen Informationen moduliert werden, z.B. mit dem linken und dem rechten Kanal eines Stereo-Signals. Die praktische Realisation erfolgt durch Addition eines LSB- und eines USB-Signals.

2.1.4 Restseitenbandmodulation VSB

Falls das Basisband tiefe Frequenzen bis gegen 0 Hz enthält, so kann SSB nicht oder nur sehr schlecht realisiert werden (sehr steile Filter, etc.). Hier hilft Restseitenbandmodulation (VSB, vestigial sideband), bei der ein kleiner Teil des unerwünschten Seitenbandes mit übertragen wird.

Damit nun keine Fehler auftreten, muss auf der Empfängerseite vor der VSB-Demodulation ein spezielles Filter mit einer sogenannten Nyquistflanke (punktsymmetrischer Verlauf) vorgeschaltet werden. Die beim einen Seitenband weggeschnittenen Anteile werden durch einen entsprechenden Anteil des anderen Seitenbandes ergänzt.

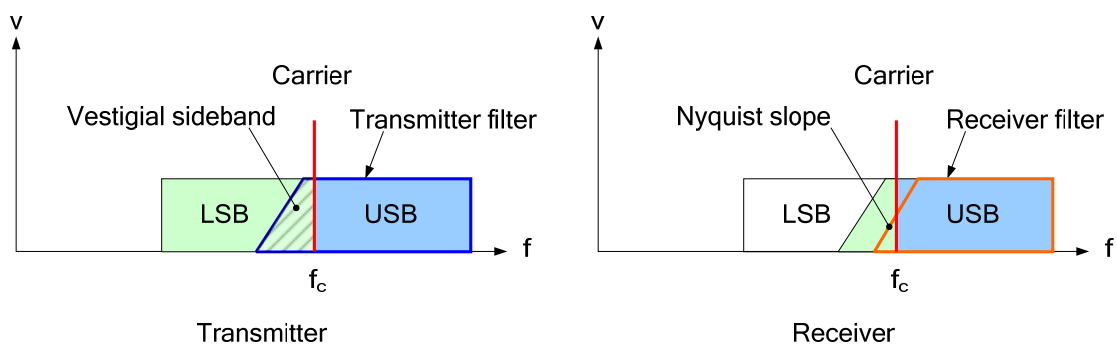


Fig. 2-20: Sende- und Empfangsfilter für Restseitenbandmodulation

Anwendung findet die Restseitenbandmodulation z.B. bei der analogen, terrestrischen TV-Bild-Übertragung.

2.1.5 Quadratur-AM QAM

Zwei um 90° phasenverschobene Träger können mit je einem unabhängigen Signal moduliert und zusammen übertragen werden.

Man nennt dieses Verfahren Quadraturamplitudenmodulation QAM.

Der Modulator nach Fig. 2-21: liefert am Ausgang das Signal

$$s_{\text{QAM}}(t) = s_{m1}(t) \hat{V}_c \cos(\omega_c t) + s_{m2}(t) \hat{V}_c \sin(\omega_c t) \quad (0.19)$$

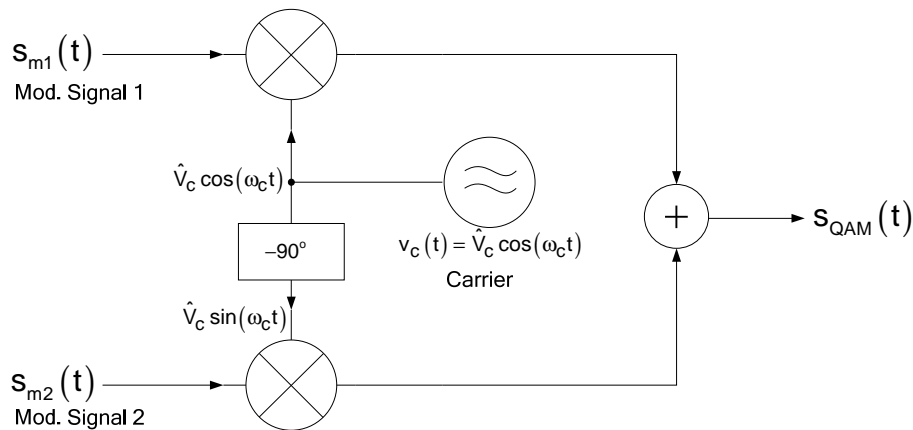


Fig. 2-21: QAM-Sender

Wird dieses Signal über einen idealen Kanal auf einen Demodulator nach Fig. 2-22: gegeben, werden die Modulationssignale $s_{m1}(t)$ und $s_{m2}(t)$ bis auf einen konstanten Amplitudenfaktor zurückgewonnen. Auf der Empfangsseite muss der Träger mit einer zusätzlichen Schaltung phasengenau rekonstruiert werden.

Die Signale $s_a(t)$ und $s_b(t)$ im Demodulator werden unter Berücksichtigung der trigonometrischen Identitäten

$$\sin^2(x) = \frac{1}{2}[1 - \cos(2x)]$$

$$\cos^2(x) = \frac{1}{2}[1 + \cos(2x)]$$

$$\sin(x)\cos(x) = \frac{1}{2}\sin(2x)$$

$$\begin{aligned} s_a(t) &= s_{\text{QAM}}(t) \hat{V}_c \cos(\omega_c t) = [s_{m1}(t) \hat{V}_c \cos(\omega_c t) + s_{m2}(t) \hat{V}_c \sin(\omega_c t)] \hat{V}_c \cos(\omega_c t) \\ &= s_{m1}(t) \hat{V}_c^2 \cos^2(\omega_c t) + s_{m2}(t) \hat{V}_c^2 \sin(\omega_c t) \cos(\omega_c t) \\ &= s_{m1}(t) \frac{\hat{V}_c^2}{2} + \underbrace{s_{m1}(t) \frac{\hat{V}_c^2}{2} \cos(2\omega_c t) + s_{m2}(t) \frac{\hat{V}_c^2}{2} \sin(2\omega_c t)}_{\text{remove with lowpass filter}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} s_b(t) &= s_{\text{QAM}}(t) \hat{V}_c \sin(\omega_c t) = [s_{m1}(t) \hat{V}_c \cos(\omega_c t) + s_{m2}(t) \hat{V}_c \sin(\omega_c t)] \hat{V}_c \sin(\omega_c t) \\ &= s_{m1}(t) \hat{V}_c^2 \cos(\omega_c t) \sin(\omega_c t) + s_{m2}(t) \hat{V}_c^2 \sin^2(\omega_c t) \\ &= s_{m2}(t) \frac{\hat{V}_c^2}{2} + \underbrace{s_{m1}(t) \frac{\hat{V}_c^2}{2} \sin(2\omega_c t) - s_{m2}(t) \frac{\hat{V}_c^2}{2} \cos(2\omega_c t)}_{\text{remove with lowpass filter}} \end{aligned}$$

Mit dem Tiefpassfilter werden alle Signale bei $2\omega_c$ entfernt.

$$s_{r1}(t) = s_{m1}(t) \frac{\hat{V}_c^2}{2}$$

$$s_{r2}(t) = s_{m2}(t) \frac{\hat{V}_c^2}{2}$$

Die demodulierten Signale $s_{r1}(t)$ und $s_{r2}(t)$ entsprechen damit bis auf die Konstante $\frac{\hat{V}_c^2}{2}$ den Modulationssignalen $s_{m1}(t)$ und $s_{m2}(t)$ des Senders.

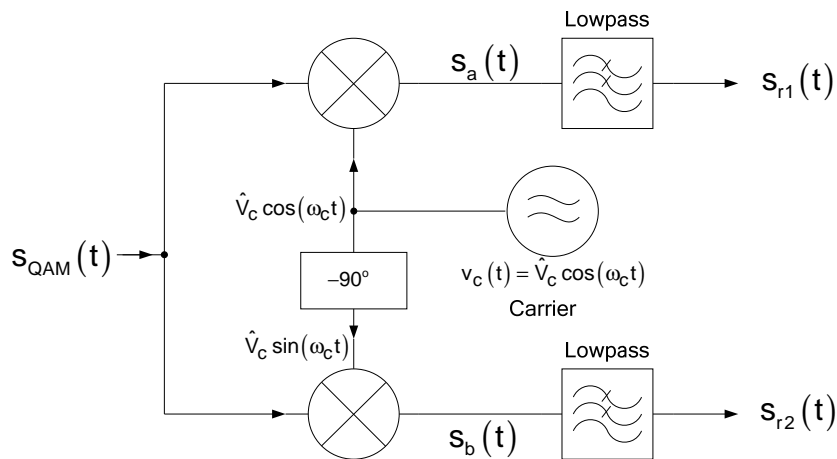


Fig. 2-22: QAM-Empfänger

Eine Anwendung der Quadratur-AM ist bei ARI und RDS im Stereo-Rundfunk zu finden.

2.1.6 AM-Modulatoren

Grundsätzlich kann Amplitudenmodulation durch Addition von Träger und Modulationssignal und Übertragung über einen nichtlinearen Zweitor

oder durch Multiplikation von Träger und Modulationssignal erzeugt werden.

Beide Methoden sind für Modulatoren mit kleinen Signalen geeignet.

Additive Methode

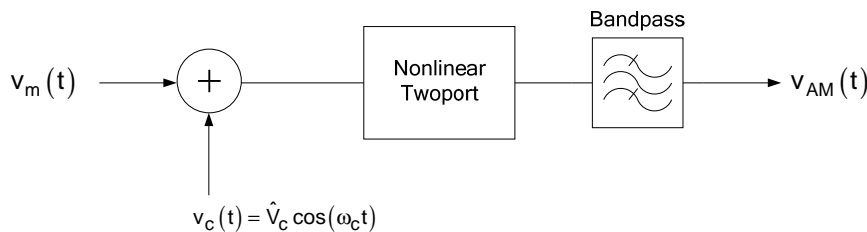


Fig. 2-23: Blockschaltbild eines additive AM-Modulators

Idealerweise soll die Nichtlinearität eine rein quadratische Kennlinie aufweisen.

Die quadratische Kennlinie $i = k \cdot v_s^2$

wird bei einem sinusförmigen Modulationssignal durch das Signal

$$v_s(t) = V_0 + v_m(t) + v_c(t) = V_0 + \hat{V}_m \cdot \cos(\omega_m t) + \hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c t)$$

ausgesteuert.

$$\text{Der Strom } i(t) = k \cdot (V_0 + \hat{V}_m \cdot \cos(\omega_m t) + \hat{V}_c \cdot \cos(\omega_c t))^2$$

enthält unter anderem die gewünschten Frequenzkomponenten ω_c , $(\omega_c - \omega_m)$ und $(\omega_c + \omega_m)$.

Beim Diodenmodulator wird die (nichtlineare) Diode in einem durch U_0 definierten Arbeitspunkt durch die Summe von $u_m(t)$ und $u_c(t)$ angesteuert. Damit fließt im Stromkreis ein nichtlinearer Strom, der am Lastwiderstand eine Spannung erzeugt, deren Spektrum nebst vielen unerwünschten Signalen auch das gewünschte AM-Signal enthält. Dieses wird vom Bandpassfilter durchgelassen.

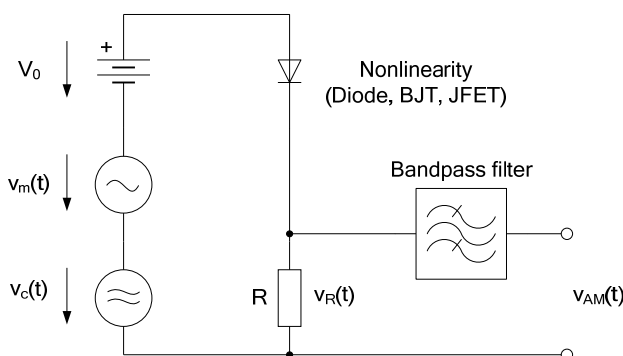


Fig. 2-24: Schaltbild eines Dioden AM-Modulators

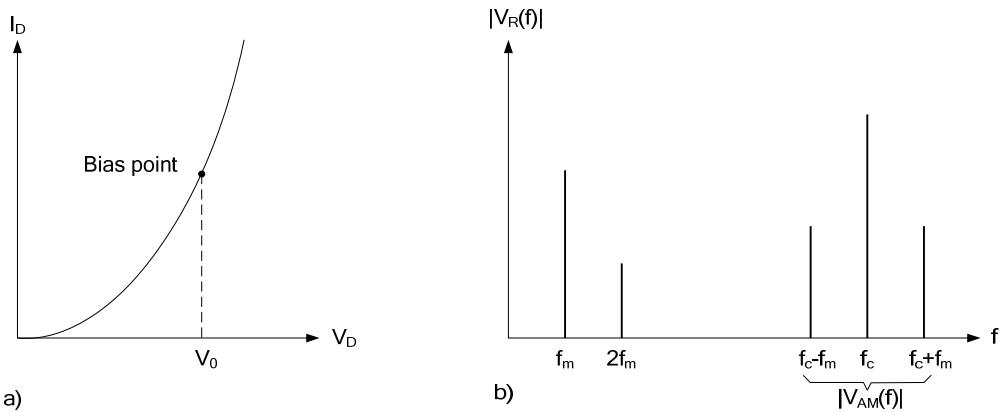


Fig. 2-25: Dioden AM-Modulator, a) Dioden IV-Kurve, b) Spektrum des Ausgangssignals

Eine Diode hat nur angenähert eine quadratische Kennlinie. Der PN-Übergang einer Diode weist tatsächlich einen exponentiellen Verlauf auf:

$$i = I_s \cdot \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) \quad I_s = \text{Reverse Current, } V_T = \text{Temperature Voltage (ca. 25mV), } v_D = \text{Diode Voltage}$$

Voltage

Die Exponentialfunktion kann auch als Potenzreihenentwicklung dargestellt werden:

$$e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots + \frac{x^n}{n!} + \dots$$

Nebst vielen anderen Potenzen kommt auch das für den AM-Modulator notwendige quadratische Glied vor.

Störend sind sämtliche Glieder höherer Ordnung. Sie können unerwünschte Frequenzkomponenten erzeugen, die im AM-Band liegen und daher nicht vom Bandpassfilter entfernt werden können.

Die Kennlinie eines JFET weist eine quadratische Funktion auf, weshalb AM-Modulatoren mit JFET verzerrungsarm realisiert werden können.

Multiplikative Methode

Mit der Gleichung (0.6) $v_{AM}(t) = v_{cAM}(t) \cos(\omega_c t) = [\hat{V}_c + v_m(t)] \cos(\omega_c t) = v_m(t) \cos(\omega_c t) + \hat{V}_c \cos(\omega_c t)$ resultieren zwei Blockschaltbilder für die Realisation.

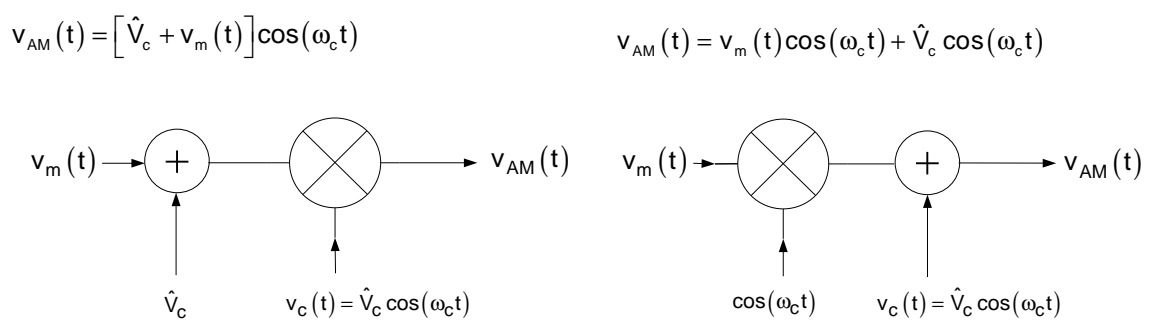


Fig. 2-26: Blockschaltbild der multiplikativen AM-Modulatoren

Das Blockschaltbild rechts stellt einen DSB-SC-Modulator dar, bei dem der Träger wieder hinzugefügt wird. Dieser Modulator kann durch die Schaltung in Fig. 2-27: AM-Modulator realisiert werden.

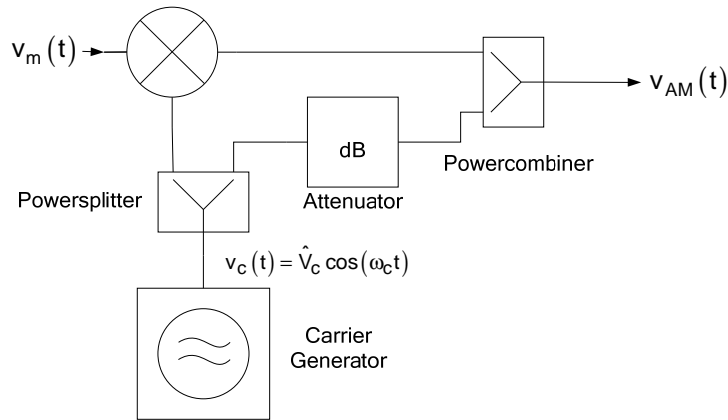


Fig. 2-27: AM-Modulator

AM-Modulatoren für Sender mit grossen Leistungen

Bei Leistungsendern erfolgt die Amplitudenmodulation oft in der Endstufe (Röhre oder Transistor). Dabei wird die Verstärkung der Endstufe durch das Modulationssignal beeinflusst.

Praktisch wird meist die wirksame Speisespannung der Endstufe durch das Modulationssignal gesteuert. Dies kann beispielsweise mit schnellen getakteten Speisegeräten oder aber, wie im nebenstehenden Beispiel, durch einen Modulationstrafo geschehen.

Die benötigte NF-Leistung liegt in der Grössenordnung der Sendeleistung, muss doch das NF-Signal praktisch die Seitenbandleistung aufbringen.

Die HF-Endstufe kann dafür auch im nichtlinearen Betrieb mit gutem Wirkungsgrad arbeiten. Die entstehenden Oberwellen werden im Kollektorschwingkreis wieder weggefiltert.

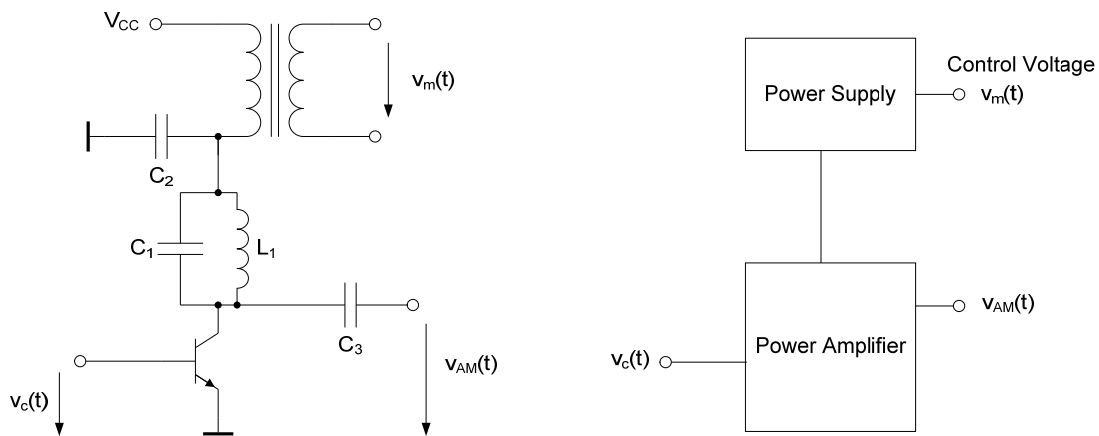


Fig. 2-28: AM-Modulator für hohe Sendeleistungen

DSB-Modulatoren

Wird das Modulationssignal mit dem Träger multipliziert entsteht ein Zweiseitenbandsignal ohne Träger (DSB-SC). Als Multiplikator können Ringmischer nach Fig. 2-30: verwendet werden:

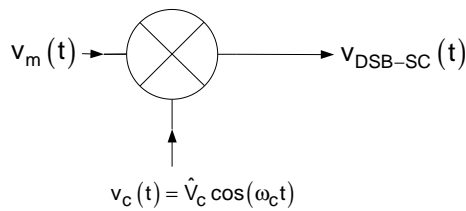


Fig. 2-29: Double Sideband Modulator mit unterdrücktem Träger

$$v_{\text{DSB-SC}}(t) = v_m(t)v_c(t) = \hat{V}_c \cos(\omega_c t) \cdot \hat{V}_m \cos(\omega_m t) = \frac{\hat{V}_c \hat{V}_m}{2} (\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t)$$

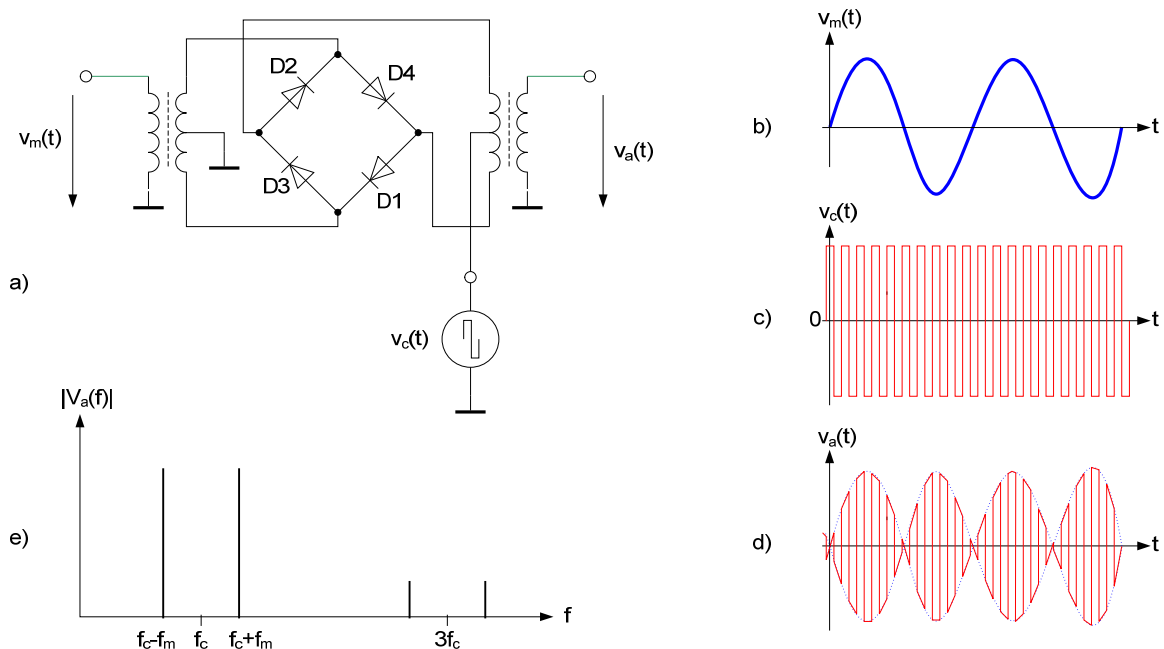


Fig. 2-30: Double-balanced Ringmixer, a) Schaltbild, b) Modulationssignal, c) Schaltsignal (Carrier), d) Ausgangssignal im Zeitbereich, e) Spektrum des Ausgangssignals

Die 4 Dioden schalten die Polarität des Modulationssignals im Takt des Trägersignals um. Sie können auch durch andere Schaltelemente, z.B. JFET oder MOSFET ersetzt werden. Die beliebteste Ringmodulatorschaltung die in IC's verwendet wird, ist die Gilbert-Zelle.

Das Trägersignal $v_c(t)$ ist meist ein Sinussignal grosser Amplitude und kann wegen der Begrenzung durch die Dioden als Rechtecksignal betrachtet werden und die Dioden werden als Schalter betrieben.

Bei der positiven Halbwelle des Trägers $v_c(t)$ leiten die Dioden D1 und D2. Damit wird das Ausgangssignal $v_a(t) = v_m(t)$.

Bei der negativen Halbwelle des Trägers $v_c(t)$ leiten die Dioden D3 und D4. Das Ausgangssignal wird $v_a(t) = -v_m(t)$.

Die Fourier-Reihe des Rechtecksignals lautet:

$$v_c(t) = \frac{4}{\pi} \left[\cos(2\pi f_c t) - \frac{1}{3} \cos(2\pi 3f_c t) + \frac{1}{5} \cos(2\pi 5f_c t) - \dots \right]$$

und damit das Spektrum

$$V_c(f) = \frac{2}{\pi} \left[\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c) - \frac{1}{3} \delta(f - 3f_c) + \frac{1}{5} \delta(f + 3f_c) - \dots \right]$$

Die Faltung des Trägerspektrums $V_c(f)$ mit dem Spektrum des Modulationssignals $V_m(f)$ führt zum Spektrum des Ausgangssignals $V_a(f)$:

$$V_a(f) = \frac{2}{\pi} V_m(f \pm f_c) - \frac{2}{3\pi} V_m(f \pm 3f_c) + \frac{2}{5\pi} V_m(f \pm 5f_c) - \dots$$

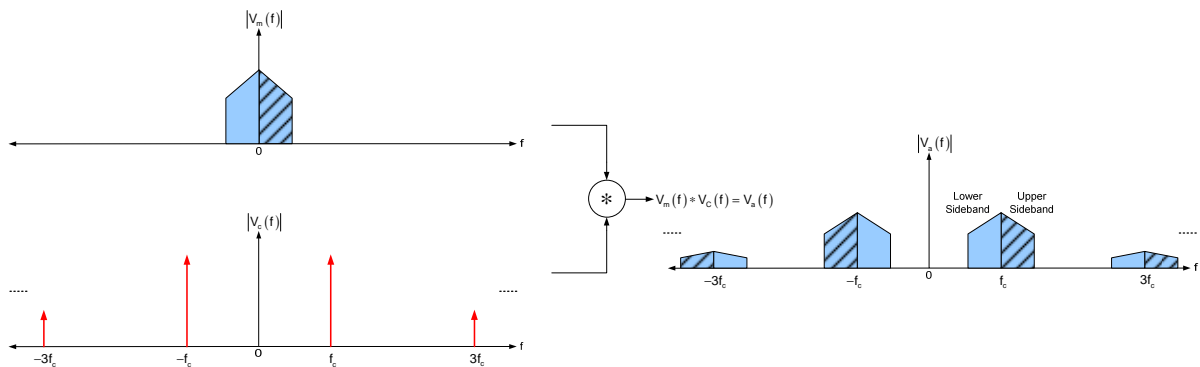


Fig. 2-31: Double-balanced Ringmixer, Spektrum des Modulationssignals, des Trägers und des Ausgangssignals

Mit einem Tiefpassfilter können die Signalanteile bei $3f_c$ und höher entfernt werden.

SSB-Modulatoren

Einseitenbandmodulatoren nach dem Filterprinzip:

Nach dem AM-Modulator (sinnvollerweise ein DSB-SC-Modulator mit unterdrücktem Träger) wird das unerwünschte Seitenband mit einem schmalbandigen Bandpassfilter entfernt.

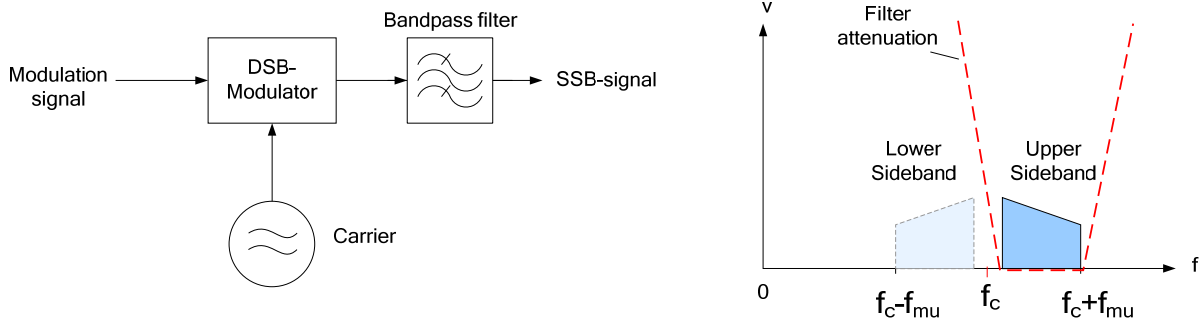


Fig. 2-32: SSB-Modulator, Filter Methode

Um die notwendige Filtersteilheit zu erreichen, sind meistens Quarzfilter erforderlich.

Der SSB-Modulator nach der Phasenmethode beruht auf dem Prinzip der Auslöschung gegenphasiger Signale. An den Ausgängen der Mischer liegen jeweils beide Seitenbänder vor, allerdings in unterschiedlichen Phasenlagen.

Sind z.B. die beiden oberen Seitenbänder gegenphasig, so heben sie sich bei der anschließenden Addition auf, die beiden gleichphasigen unteren Seitenbänder addieren sich. Es entsteht ein USB-Signal.

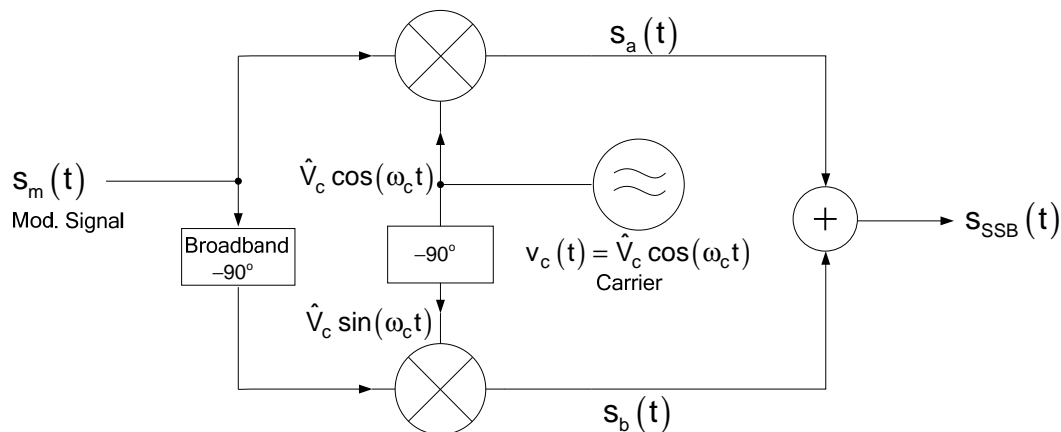


Fig. 2-33: SSB-Modulator, Phasen Methode

Mit analoger Schaltungstechnik sind die notwendigen breitbandigen Phasenschieber nur sehr schwer realisierbar, so dass die Phasenmethode früher kaum zum Einsatz kam. Mit digitaler Signalverarbeitung können die notwendigen Schaltungsblöcke heute jedoch problemlos erzeugt werden. Für den breitbandigen 90° -Phasenschieber kann in einem DSP ein Hilbert-Transformator mit nahezu idealen Eigenschaften realisiert werden.

2.1.7 AM-Demodulatoren

Inkohärente Demodulation

Der Hüllkurvendemodulator als einfachste Demodulatorschaltung kommt mit einem Minimum an Bauelementen aus. Er besteht aus einem Spitzengleichrichter und einem nachfolgenden Tiefpass (RC-Glied).

Es handelt sich hier um eine inkohärente Demodulation, da diese Schaltung keine Trägerrückgewinnung benötigt.

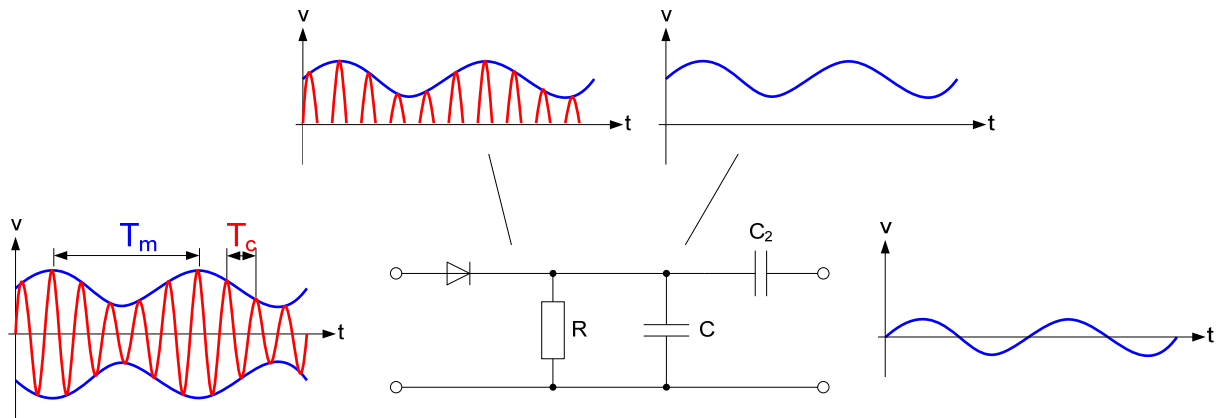


Fig. 2-34: Hüllkurvendetektor, Schaltung und Signalformen

Wichtig ist die Wahl der Zeitkonstante des RC-Glieds. Sie darf weder zu klein noch zu gross sein. Für ihre Grenzfrequenz f_g gilt die Forderung

$$f_{mu} < f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} < f_c - f_{mu}$$

f_c : Carrier frequency
 f_{mu} : Highest modulation frequency

Da in den meisten Fällen die Trägerfrequenz wesentlich grösser ist als die höchste Modulationsfrequenz, ist die Wahl der Zeitkonstante unkritisch.

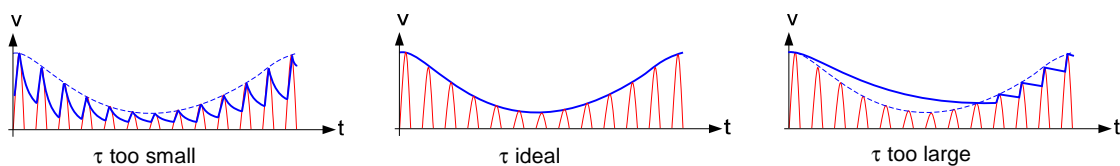


Fig. 2-35: Detektor Ausgangsspannungen für verschiedene Zeitkonstanten τ

$$\tau = R \cdot C$$

Der Kondensator C_2 ist zur Gleichstromentkopplung. Er bildet mit dem Lastwiderstand des Demodulators eine Hochpassschaltung. Die Grenzfrequenz dieses Hochpasses sollte deutlich unterhalb der tiefsten Modulationsfrequenz liegen.

Kohärente AM-Demodulatoren

Die aufwändigste, aber dafür beste Methode zur AM-Demodulation ist der Produkt- oder Synchrondemodulator.

Das empfangene AM-Signal wird mit einem rekonstruierten Trägersignal multipliziert, d.h. die Seitenbänder werden in ihre ursprüngliche Lage im Basisband umgesetzt (gemischt). Nach einer Bandpassfilterung liegt wieder das ursprüngliche Modulationssignal vor.

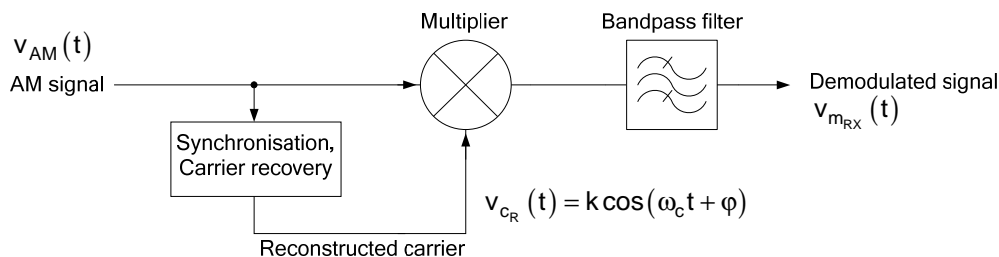


Fig. 2-36: Kohärenter AM Demodulator, Product Demodulator

Analyse der Schaltung:

Am Eingang des Demodulators liegt ein AM-Signal an $v_{AM}(t) = [\hat{V}_c + v_m(t)] \cos(\omega_c t)$

Im Multiplizierer wird das AM-Signal $v_{AM}(t)$ mit dem rekonstruierten Träger $v_{c_D}(t) = \hat{V}_{c_D} \cos(\omega_c t + \varphi)$ multipliziert. Dabei ist φ die Phasenverschiebung zwischen dem Träger des Eingangssignal und dem rekonstruierten Träger.

$$\begin{aligned} v_{AM}(t) \cdot v_{c_D}(t) &= [\hat{V}_c + v_m(t)] \cos(\omega_c t) \cdot \hat{V}_{c_D} \cdot \cos(\omega_c t + \varphi) \\ &= [\hat{V}_c + v_m(t)] \frac{\hat{V}_{c_D}}{2} [\cos(2\omega_c t + \varphi) + \cos(\varphi)] \\ &= \frac{\hat{V}_c \hat{V}_{c_D}}{2} \underbrace{[\cos(2\omega_c t + \varphi) + \cos(\varphi)]}_{\text{removed by bandpass filter}} + \frac{\hat{V}_{c_D}}{2} v_m(t) \cos(2\omega_c t + \varphi) + \frac{\hat{V}_{c_D}}{2} v_m(t) \cos(\varphi) \end{aligned}$$

$$v_{m_{RX}}(t) = \frac{\hat{V}_{c_D}}{2} v_m(t) \cos(\varphi)$$

Bis auf den Faktor $\frac{\hat{V}_{c_D}}{2} \cos(\varphi)$ entspricht das demodulierte Signal dem Modulationssignal des Senders.

Weicht die Phase der Trägernachbildung von der Phase des gesendeten Trägers ab, $\varphi \neq 0$, entstehen Amplitudenverzerrungen. Bei $\varphi = \pm 90^\circ$ wird das demodulierte Signal Null. Damit auf der Empfängerseite eine phasensynchrone Trägernachbildung erleichtert wird, ist es von Vorteil, einen reduzierten Träger zu senden.

Ist im modulierten Signal ein Träger oder Trägerrest vorhanden, so kann der ursprüngliche Träger recht gut rekonstruiert werden. Eine Phasendifferenz zum ursprünglichen Träger ergibt eine Gleichspannungskomponente. Daher ist am Ausgang ein Bandpassfilter notwendig.

Der Produktdemodulator ist für sämtliche AM-Arten (DSB, SSB, etc.) geeignet.

Zur Trägerrückgewinnung (Synchronisation) kann ein schmalbandiges Bandpassfilter oder ein PLL (Phase Locked Loop) eingesetzt werden.

Wenn das Modulationssignal sehr tiefe Frequenzen enthält, wird die Trägerrückgewinnung mit diesen Methoden schwierig.

So wird z.B. beim UKW-Stereo-Signal ein Pilotton mit übertragen, aus dem dann der Träger für die Demodulation des Differenzsignals gewonnen werden kann.

2.1.8 Stör- und Rauschverhalten von AM

Bei AM-Signalen liegt die Information in den Amplitudenänderungen. Dies erfordert eine lineare Signalverarbeitung. Nichtlinearitäten in der Systemkette führen zu nichtlinearen Verzerrungen der Signale.

Störungen äussern sich meist durch Amplitudenschwankungen. Sie sind also AM-ähnlich und können nur schlecht von den gewünschten Amplitudenschwankungen getrennt werden.

Bei der Demodulation führen die unterschiedlichen Bandbreiten und Leistungsverhältnisse zu veränderten Rauschabständen. Hier soll das Verhalten der Modulationsverfahren gegenüber Rauschen untersucht werden. Das Rauschen (AWGN Additive white Gaussian noise) wird im System zum Nutzsignal addiert. Mit Hilfe eines Bandpassfilters wird Schmalband-Rauschen erzeugt, das eine spektrale Rauschleistungsdichte (noise power spectral density) in einer kleinen Bandbreite um eine Mittenfrequenz ω_c aufweist. Oft wird dieses Rauschen auch als Bandpassrauschen bezeichnet. Es weist die Eigenschaften auf, die einem realen Übertragungssystem mit schmalbandigem Empfänger entsprechen.

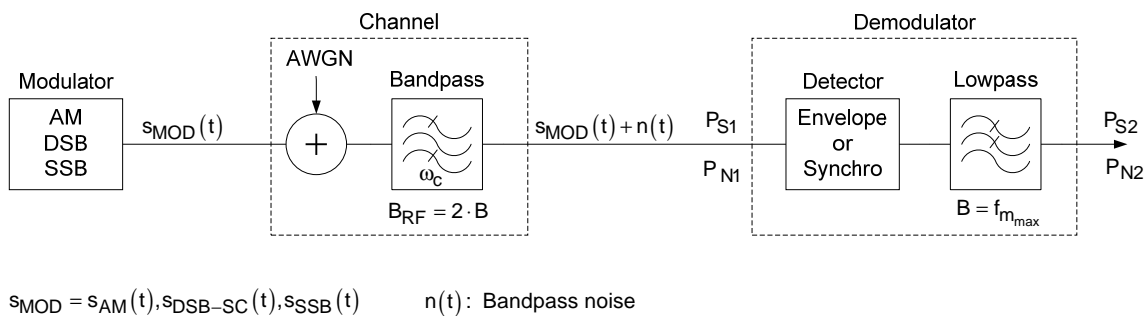


Fig. 2-37: Blockschaltbild für die Rauschanalyse

Das Schmalbandrauschen kann beschrieben werden mit

$$n(t) = a_n(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] = n_1(t) \cos(\omega_c t) - n_Q(t) \sin(\omega_c t) \quad (0.20)$$

mit $a_n(t) = \sqrt{n_1^2(t) + n_Q^2(t)}$ und $\varphi(t) = \tan^{-1}\left(\frac{n_Q(t)}{n_1(t)}\right)$

Die Zufallsvariablen $n_1(t)$ und $n_Q(t)$ sind statistisch voneinander unabhängig und unkorreliert. Für die quadratischen Mittelwerte gilt

$$\overline{n^2(t)} = \overline{n_1^2(t)} = \overline{n_Q^2(t)} \quad (0.21)$$

Zur Analyse wird das Signal-Rausch-Verhältnis am Eingang des Demodulators

$$\left(\frac{S}{N}\right)_1 = \frac{P_{S1}}{P_{N1}} \quad (0.22)$$

und am Ausgang des Demodulators

$$\left(\frac{S}{N}\right)_2 = \frac{P_{S2}}{P_{N2}} \quad (0.23)$$

für AM, DSB-SC und SSB untersucht. Bei AM wird der Hüllkurvendetektor zusätzlich zum Synchrondetektor ebenfalls betrachtet.

Bei kleinem Signal-Rausch-Verhältnis ist das Nutzsignal multiplikativ mit der Störgröße $\cos(\varphi(t))$ verknüpft und mit steigender Rauschspannung nimmt am Demodulatorausgang das $(S/N)_2$ -Verhältnis überproportional ab. Man bezeichnet dies als Schwellwert des Hüllkurvendemodulators.

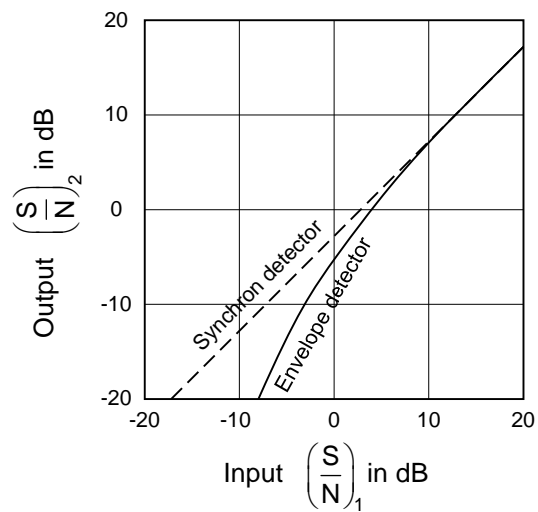


Fig. 2-38: Schwellwerteffekt des Hüllkurvendemodulators

Der Übergang erfolgt in einem Bereich von $(S/N)_1 < 10\text{dB}$ und daher für die meisten Anwendungen nicht relevant, da Signale mit $S/N < 10\text{dB}$ kaum vernünftig ausgewertet werden können.

Synchrondetektor:

Mit Ausnahme des fehlenden Schwellwertes sind die Verhältnisse identisch mit dem Hüllkurvendetektor. Für DSB-SC und SSB können die gleichen Analysen durchgeführt werden. Die Resultate sind in Table 2-2 zusammengestellt.

	AM Envelope det.	AM Synch.det.	DSB-SC	SSB
P_{S1}	$\frac{1}{2} S_{AM}^2 \overline{s_m^2(t)}$	$\frac{1}{2} S_{AM}^2 \overline{s_m^2(t)}$	$\frac{1}{2} S_{DSB-SC}^2 \overline{s_m^2(t)}$	$S_{SSB}^2 \overline{s_m^2(t)}$
P_{AM1}	$\frac{1}{2} S_{AM}^2 \overline{(1+s_m^2(t))}$	$\frac{1}{2} S_{AM}^2 \overline{(1+s_m^2(t))}$		
P_{N1}	$G_0 \cdot 2 \cdot B$	$G_0 \cdot 2 \cdot B$	$G_0 \cdot 2 \cdot B$	$G_0 \cdot B$
P_{S2}	$S_{AM}^2 \overline{s_m^2(t)}$	$\frac{1}{4} S_{AM}^2 \overline{s_m^2(t)}$		
P_{N2}	$G_0 \cdot 2 \cdot B$	$\frac{1}{4} G_0 \cdot 2 \cdot B$	$\frac{1}{4} G_0 \cdot 2 \cdot B$	$\frac{1}{4} G_0 \cdot B$
$\frac{(S/N)_2}{(S/N)_1}$	2	2	2	1
RF-Bandwidth B_{RF}	$2 \cdot B$	$2 \cdot B$	$2 \cdot B$	B

Table 2-2: Signal- und Rauschleistungen für AM, DSB-SC und SSB

Bei DSB-SC wird die Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses von 2 gegenüber 1 bei SSB durch die doppelte Rauschleistung am Eingang wegen der doppelten Bandbreite wieder aufgehoben.