

Amplituden-Modulationen

Inhaltsverzeichnis

1 Die gewöhnliche Amplituden-Modulationen AM	1
1.1 Die AM im Zeitbereich	1
1.2 Blockschaltbild des AM Modulators	2
1.3 Spektrum der AM	2
1.4 Modulations-Grad der AM	3
1.4.1 Kompatibilität	3
1.4.2 Definition des Modulationsgrades	4
1.5 Modulations-Trapez	5
1.6 Zeigerdarstellung der Amplitudenmodulation	6
1.7 Modulation — Addition	7
1.8 Modulation an gekrümmter Kennlinie	8
1.9 Nichtlineare Verzerrung der AM & Kreuzmodulation	10
1.10 Leistung der Amplituden-Modulationen	11
1.10.1 Leistung der AM	11
1.11 Hüllkurven-Demodulator (asynchrone Demodulation)	13
1.12 Synchrone Demodulation von AM	14
1.13 Lineare Verzerrungen der Amplituden-Modulationen	15
1.13.1 Dämpfungs-Verzerrungen	15
1.13.2 Phasen- und Laufzeit-Verzerrungen	16
1.13.3 Amplituden- & Phasenverzerrungen	17
1.14 Digitales Nachrichten-Signal bei AM	17
2 Lineare Amplituden-Modulation DSB	17
2.1 Blockschaltbild und Spektrum der DSB	18
2.2 Nicht ideale DSB-Modulatoren	19
2.3 Demodulation der DSB	20
2.4 Träger-Rückgewinnung für DSB	21
2.4.1 Frequenz-Verdopplung	21
2.4.2 Costas-Loop	22
2.5 Anwendungen von DSB im UKW-FM-Rundfunk: Stereo-Übertragung	22
2.6 Analoges und digitales Nachrichten-Signal	24
2.6.1 Analoges Nachrichten-Signal	24
2.6.2 Digitales Nachrichten-Signal	24
2.7 Verkehrsfunk & Radio-Daten im UKW Rundfunk	25
3 Quadratur-Doppel-Seitenband-Modulation QDSB	27
3.1 QDSB Blockschaltung	27
3.2 Farbübertragung im analogen Fernsehen	28
3.3 Datenübertragung mit höherstufigen Digital-Modulationen	29
3.3.1 QPSK & OQPSK	30
3.3.2 Höherstufige Digitale Modulationen	31
3.3.3 Vektor-Diagramme & Phasensterne	31
4 Der Übertragungskanal	32
4.1 Der Mobilfunk-Kanal	33
4.2 Der Funk-Kanal bis 30 MHz	33
4.3 Auswirkung auf die digitale Übertragung	36
5 Modulatoren für AM & DSB	36
5.1 Multiplizierer für kleine Leistungen	37
5.1.1 Signaleingang & Trägereingang analog	37
5.1.2 Signaleingang analog, Trägereingang geschaltet	37
5.1.3 Signaleingang digital, Trägereingang analog	38
5.2 Schalt-Modulatoren für kleine Leistung	38

5.2.1	Analyse der Umpolfunktion	38
5.2.2	Ring-Modulatoren	39
5.3	Schalt-Modulatoren für große Leistungen	42
5.3.1	Leistungs DA Wandler	42
5.3.2	Transistor-Brücken-Modulatoren für große Leistungen	43
5.4	Anodenmodulatoren	43
5.4.1	Analyse der Anoden-Modulatoren	44
5.5	Dynamische Amplituden-Modulation (DAM)	45
5.6	Nachführen der Versorgungs-Spannung	46
6	Empfänger-Konzepte	47

Abbildungsverzeichnis

1.1	Typische Zeitverläufe einer AM (normierte Darstellung mit Träger $\hat{U}_C = 1$)	1
1.2	Blockschaltbilder des AM Modulators (entsprechend Gleichung (1.4))	2
1.3	Typische Spektraldichten einer AM; Das AM Spektrum hat eine Trägerlinie und ein oberes (USB) und ein unteres (LSB) Seitenband.	3
1.4	Typisches Schaltbild eines Detektor-Apparates aus den Anfängen des Radios	3
1.5	Zur Definition des Modulationsgrades	4
1.6	Auswirkung einer Übermodulation $m > 1$ auf das demodulierte Signal in Abhängigkeit vom Modulator (Multiplizierer bzw. AM-Sender)	5
1.7	Messung einer Lissajous-Figur und des Modulationstrapezes	5
1.8	Beispiele für gemessene Modulationstrapeze	6
1.9	Amplituden-Modulation mit Cosinusförmigem NF-Signal	7
1.10	Zeigerbilder der AM: a) rotierender Träger-Zeiger, b) feststehender Träger-Zeiger	7
1.11	Beispiel für die Konstruktion einer AM-Schwingung mit Hilfe der Zeigerdarstellung.	7
1.12	Zusammensetzung der AM bei Cos-förmiger NF als Interferenz-Schwingungen aus den Teilschwingungen: a) NF, b) obere Seitenlinie, c) untere Seitenlinie, d) untere und obere Seitenlinien ergeben in Zeitbereich eine Schwebung (entspricht der DSB), e) HF-Träger, f) AM	8
1.13	Vergleich einer Amplitudenmodulation (oben) mit einer Addition (unten) für Cos-förmiges Nachrichtensignal.	8
1.14	Zur Modulation an einer gekrümmten Kennlinie, „additive“ Modulation	9
1.15	Schema der Kombinations-Frequenzen bei der Modulation mit gekrümmter Kennlinie (Pascal'sches Dreieck)	9
1.16	Gesamtspektrum bei einer Kennlinie vom Grade 2	10
1.17	Zur Entstehung der Klirrprodukte bei einer Modulator-Kennlinie 3. Grades; (oben) formal mit Dreieck-Spektren: ergibt einen falschen Eindruck von der Störung; (unten) mit Hilfe der Faltung für ein $\square$ -förmiges NF-Spektrum: die Klirranteile können (innerhalb der AM Seitenbänder) nicht weggefiltert werden!	10
1.18	Empfangsspektrum eines AM-Signals bei der Übertragung über ein nichtlineares System 3. Grades	10
1.19	Leistungsdichte-Spektrum am Ausgang eines Breitband-Systems mit (kräftiger) Nichtlinearität 3. Grades wobei nur 3 von 39 Kanälen belegt sind	11
1.20	Veränderung im Spektrum durch Kreuzmodulation	11
1.21	Zur momentanen und mittleren Leistung der AM	12
1.22	Seitenband-, Träger-Leistung und Wirkungsgrad der AM, absolut und bezogen auf die (gesamte) abgestrahlte Leistung als Funktion des Modulationsgrades m (normierte Darstellung)	13
1.23	AM-Schwingung und ihre Hüllkurve	13
1.24	Hüllkurven-Demodulator: AM-Demodulator im Super (links), Detektorschaltung (rechts)	13
1.25	Der Einfluß der Entlade-Zeitkonstante auf das demodulierte Signal	14
1.26	Synchron-Demodulator von AM; Das Trägerfilter ist optional.	15
1.27	Amplitudengang eines hochfrequenten Übertragungssystems, Spektrallinien am Filterausgang & die zugehörigen Zeigerbilder. b (gestrichelt): symmetrisches Filter, c (strichpunktiert): unsymmetrisches Filter. a) (durchgezogene Linien): Filtereingang	16
1.28	(punktsymmetrischer) Phasenverlauf eines Filters und die Zeigerbilder aufgrund der Phasenverzerrungen: a) vor dem Filter, b) zur Trägerfrequenz punktsymmetrische Phasenkurve, c) unsymmetrische Phasenkurve	16

2.1	Typische Zeitverläufe einer DSB (normierte Darstellung mit Träger $\hat{U}_C = 1$)	18
2.2	DSB-Modulator Blockschaltbild und Spektren der DSB	18
2.3	DSB-Modulator: ideal 1); mit Träger-Durchspeisung 2); mit Nachricht-Durchspeisung 3)	19
2.4	Ausgangs-Spannung eines DSB-Modulators mit 10% Träger-Durchspeisung (links); mit 20% Nachricht-Durchspeisung (rechts)	19
2.5	Spektren der Ausgangs-Spannung für Cosinus-förmiges Nachrichten-Signal	19
2.6	Blockschaltbild des multiplikativen Demodulators	20
2.7	Zeitverläufe bei der multiplikativen Demodulation von DSB: (links) Hilfsträger ist phasenrichtig; (rechts) Hilfsträger ist 90° phasenverschoben: es gibt kein demoduliertes Nachrichtensignal $u_N(t)$	20
2.8	Der multiplikative Demodulator im Frequenzbereich: Der Hilfsträger ist in der Frequenz und Phase richtig.	21
2.9	Der multiplikative Demodulator im Frequenzbereich; Der Hilfsträger ist Frequenz-richtig, aber um 90° in der Phase gedreht. Dadurch wird das Ausgangssignal zu Null.	21
2.10	Träger-Rückgewinnung durch Frequenz-Verdopplung und synchrone Demodulation von DSB	21
2.11	Costas Loop zur Träger-Rückgewinnung und synchroner Demodulation von DSB	22
2.12	Aufbereitung der Modulationsspannung für eine Stereo-Übertragung	23
2.13	Spektrum des Multiplex-Signals, bestehend aus Summensignal, Stereo-Pilot, Differenz-Signal, Verkehrsfunk-Pilot (VF), Radiodaten-Signal (RDS), Zusatz-Signal: SCA (optional)	23
2.14	Demodulation des Differenz-Signal $u_d = L - R$ mit Träger-Rückgewinnung über eine PLL	24
2.15	DSB-Signal mit unverrundetem Datensignal kann mit einer Phasenmodulation (PM) verwechselt werden, zumal die Bezeichnung hierfür Phase-Shift-Keying (PSK) ist.	25
2.16	Verrundetes RDS Biphase-Symbol und dessen Spektraldichte(imaginär: 90°)	26
3.1	Blockschaltbild für eine QDSB-Übertragung. I/Q Modulator & Demodulator.	27
3.2	Ausschnitt aus einem Spektrum eines Fernsehbildes. Die gestrichelten Linien gehören zur Farb-information.	28
3.3	Prinzip einer Farbübertragung im Fernsehen; Die Farbinformation wird als QDSB übertragen.	29
3.4	Blockschaltbild des Digitalen Modulators; linker Teil: Digitale Signalverarbeitung im Basisband (I- & Q-Zweig), rechter Teil: analoger I/Q-Modulator, dazwischen: DA-Wandler DAC; DAC und Multiplizierer können in einem multiplizierenden DAC: MDAC zusammengefaßt werden.	29
3.5	Blockschaltbild eines QDSB/QPSK Modulators (Delay = 0) bzw. OQPSK Modulators (Delay = T_b)	30
3.6	Blockschaltbild des RDS EPROM-Modulators	31
3.7	Ortskurve (Ausschnitt) der I/Q-Modulation; komplexe Einhüllende der Modulation $\Rightarrow$ Vektor-Diagramm	32
3.8	Vektor-Diagramme von QPSK und OQPSK (Senderseite: <i>root raised cosine</i> ; Empfangsseite: <i>raised cosine</i>)	32
3.9	Signal-Raum für QPSK und OQPSK. Die Pfeilspitzen markieren die Positionen für die Punkte des Phasensterns. Die Daten sind Grey codiert.	32
4.1	Typisches Szenario beim Mobilfunk. Mehrwege-Empfang und Doppler-Verschiebungen führen zu Schwund-Erscheinungen des Empfangs-Signals.	33
4.2	Schematische Gliederung der Lufthülle	34
4.3	Mittelwellen-Ausbreitung am Tage und in der Nacht	35
4.4	Prinzipielle Ausbreitungsverhältnisse auf Kurzwelle	35
4.5	Beispiel für die zeitlichen Änderungen der Amplituden der Linien einer AM-Schwingung ($f_C = 610\text{kHz}$, $f_N = 500\text{Hz}$, selektive Messung) . 1: USB — , LSB — — 2: Träger — , LSB — — 3: Träger — — , USB — —	36
5.1	Blockschaltbild eines analogen Multiplizierers	37
5.2	Beispiel für die Modulation mit einem DAC, Nachrichtensignal $u_N(t)$ wird der Referenz-Spannung u_{Ref} überlagert $\leadsto$ AM; $u_N(t)$ mit $u_{\text{Ref}} = 0 \leadsto$ DSB; Träger digital, Werte z.B. aus EPROM ausgelesen; Schwingkreis auf Ω_C abgestimmt.	37
5.3	Spektrum am Ausgang des MDAU, rechts und links des Nutz-Spektrums auf Ω_C treten im Abstand $\pm\omega_A$ (und Vielfachen davon) Störanteile auf, die von der DA-Wandlung herrühren. Falls der HF-Träger Oberwellen hat, gibt es entsprechende Anteile auch bei Vielfachen der Trägerfrequenz.	38
5.4	Die Umpolfunktion und deren Spektraldichte	38
5.5	Umpolfunktion mit trapezförmigen Flanken und deren Spektrum	39
5.6	Diodenringmodulator und seine Schalt-Zustände	40
5.7	Umpolfunktion und geschaltete Nachricht	40

5.8	Transistor-Ring-Modulator (<i>balanced mixer</i> , Typ 1496) Schaltbild und Anwendung als DSB-Modulator	41
5.9	Unsymmetrien des Träger-Schalters bzw. des Signal-Verstärkers	41
5.10	Darstellung der Spektraldichte eines modulierten Signals (rechteckförmige Trägerschwingung)	41
5.11	Blockschaltbild eines MW Senders nach der Power DAC Methode	42
5.12	Typisches Schaltbild eines Leistungs Schalt-Moduls für einen Mittelwellen-Sender, $\mathcal{H}$ -Brücke	42
5.13	Typisches Schaltbild eines Moduls für einen PDM-Sender; das Filter vor dem Combiner kann entfallen. Ein PDM-Sender besteht (je nach Leistungsklasse) aus bis zu ca. 800 solchen Modulen.	43
5.14	Prinzipschaltbild einer Sender-Endstufe mit Anoden-Modulation	44
5.15	Die Röhre ist durch einen gesteuerten Schalter ersetzt.	44
5.16	Schaltfunktion und deren Spektralverteilung (einseitige Darstellung)	44
5.17	Ein Schalt-Modulator mit nachgeschaltetem Bandpaß wirkt wie ein idealer Multiplizierer	45
5.18	Spektrum am Ausgang eines Röhren-Modulators. Aufgrund des Schwingkreises (Bandpasses) ist nur der Teil bei der Trägerfrequenz vorhanden.	45
5.19	Prinzip der PDM-Signalaufbereitung & Vergleich von Anoden-B-Modulation mit PDM-Modulation	46
5.20	Prinzip der Nachführung der Versorgungs-Spannung eines linearen Senders zur Vergrößerung des Wirkungsgrades	46
6.1	Blockschaltbild eines Empfängers für amplituden-modulierte Signale	47
6.2	Zur Umsetzung in den Zwischenfrequenz-Bereich bei einem Superheterodyn-Empfänger (Super): Spiegel-Empfang	48
6.3	Konzept eines Doppel-Supers mit hochliegender 1. ZF	48

Amplituden-Modulationen

Die Amplituden-Modulation ist (als „gewöhnliche Amplituden-Modulation“ AM) die historisch älteste Art der Modulation.

In einer anderen Form, als „Quadratur-Doppel-Seitenband-Modulation“ (QDSB), ist sie jedoch die wichtigste Modulationsform bei den **digitalen Modulationen**.

Zunächst werden die prinzipiellen Eigenschaften der verschiedenen Formen^{0.1} der Amplituden-Modulationen vorgestellt:

- gewöhnliche Amplituden-Modulation **AM**
- lineare Amplituden-Modulation, Doppel-Seitenband-Modulation **DSB**
- Quadratur-Doppel-Seitenband-Modulation **QDSB**

1 Die gewöhnliche Amplituden-Modulationen AM

1.1 Die AM im Zeitbereich

Der Hochfrequenz-Träger (*carrier*) $u_C(t)$ ist eine Cos-förmige Schwingung.

$$u_C(t) = \hat{U}_C \cos(\Omega_C t) \quad (1.1)$$

Das modulierende Signal $u_N(t)$ (analoges NF-Signal, Nachrichten-Signal) beeinflusst die **Amplitude** $\hat{U}_C$ der Trägerschwingung. Die (Hüllkurve der) Amplitude der modulierten Schwingung soll **proportional** zum Zeitverlauf des Nachrichten-Signals sein. Der Proportionalitätsfaktor k_{AM} wird als **Modulatorkonstante** bezeichnet. Die so definierte Hüllkurve an den AM Zeitverlauf muß dabei stets ≥ 0 sein.

$$\hat{U}_C \rightarrow \hat{U}_C(t) = \hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t) \geq 0 \quad \text{Hüllkurve bei AM} \quad (1.2)$$

Der Zeitverlauf der (gewöhnlichen) Amplituden-Modulation (AM) wird dann:

$$u_{AM}(t) = [\hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t)] \cdot \cos(\Omega_C t + \varphi) \quad \text{AM Zeitverlauf} \quad (1.3)$$

Bild 1.1 zeigt einen typischen Zeitverlauf für die AM. Hier folgt die (obere) Hüllkurve exakt dem Zeitverlauf des Nachrichtensignals $u_N(t)$. Die Amplitude des Trägers ist normiert auf $\hat{U}_C = 1$.

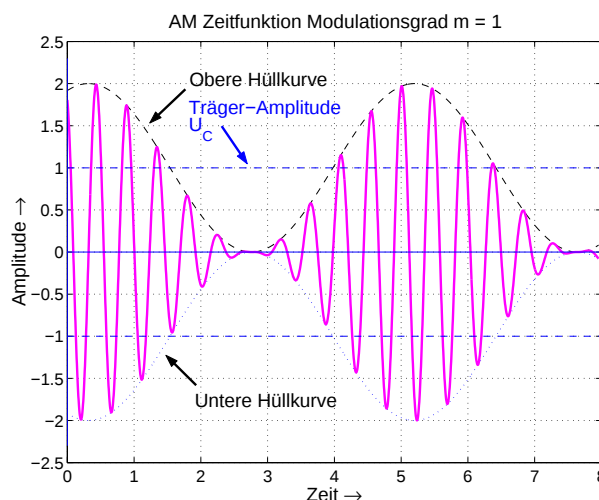


Bild 1.1: Typische Zeitverläufe einer AM (normierte Darstellung mit Träger $\hat{U}_C = 1$)

^{0.1}Eine weitere Art ist die **Einseitenband-Modulation** (SSB, *single side band*). Diese geht aus der Doppelseitenband-Modulation (DSB) hervor, stellt aber genau genommen eine Mischform aus Amplituden- & Phasen-Modulation dar, ähnlich zur QDSB. SSB wird in einem eigenen Kapitel „Einseitenband- und Restseitenband-Modulation, SSB — VSB“ behandelt.

Bei den Amplituden-Modulationen ist es zur Darstellung des Zeitverlaufes üblich, als **typisches Nachrichtensignal** $u_N(t)$ eine **Cosinus-** (oder Sinus-) **Schwingung** anzunehmen. Dies hat den Vorteil, daß sich mit dieser Wahl die Verhältnisse im Zeitbereich recht einfach und klar darstellen lassen.

1.2 Blockschaltbild des AM Modulators

Die AM kann auch als **multiplikative Modulation** bezeichnet werden, da der Cos-Träger mit einem Amplitudenfaktor multipliziert wird, welcher vom modulierenden Signal $u_N(t)$ abhängt, markiert durch $\Downarrow$ in Gleichung (1.3). Diese Gleichung kann auch noch ausmultipliziert werden, was zu einem weiteren Blockschaltbild führt.

$$u_{AM}(t) = [\hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t)] \Downarrow \cos(\Omega_C t) = \hat{U}_C \cos(\Omega_C t) + [k_{AM} \cdot u_N(t)] \Downarrow \cos(\Omega_C t) \quad \text{AM Zeitverlauf} \quad (1.4)$$

Damit ergeben sich unmittelbar zwei Varianten für das Blockschaltbild für eine Realisierung einer gewöhnlichen AM mittels eines Multiplizierers, Bild 1.2.^{1.1} k_{AM} ist die Modulator-Konstante (Verstärkungs-Faktor).

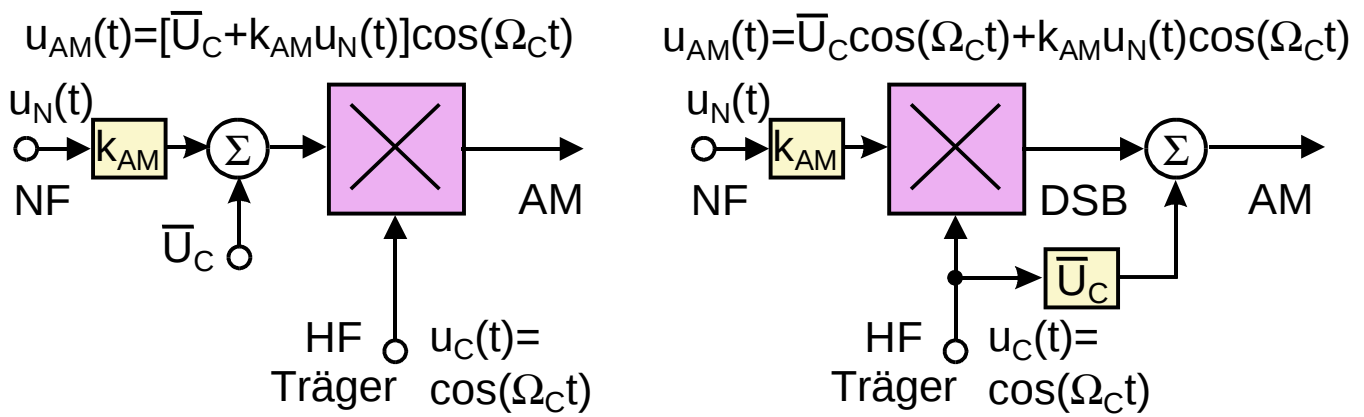


Bild 1.2: Blockschaltbilder des AM Modulators (entsprechend Gleichung (1.4))

Kennzeichnend für alle „**multiplikativen**“ Modulationen sind die absolut **äquidistanten Nulldurchgänge der modulierten Hochfrequenz-Schwingung** (im Zeitbereich), vergleiche Bild 1.1.

1.3 Spektrum der AM

Mit Hilfe des Faltungs-Satzes (oder auch des Modulations-Satzes) erhält man aus Gleichung (1.4) die Spektraldichte einer AM.

$$U_{AM}(\omega) = \underbrace{\pi \hat{U}_C [\delta(\omega - \Omega_C) + \delta(\omega + \Omega_C)]}_{\text{Träger}} + \underbrace{\frac{k_{AM}}{2} [U_N(\omega - \Omega_C) + U_N(\omega + \Omega_C)]}_{\text{DSB}} \quad (1.5)$$

Zur Darstellung der Spektren der Amplitudenmodulation ist es üblich, **symbolische Formen** zu verwenden, aus denen die Umsetzung im Frequenzbereich deutlich zu ersehen ist, z.B. eine Art von „Schmetterlings-Form“. Die Spektraldichte der AM ergibt sich dann entsprechend zur Blockstruktur rechts in Bild 1.2, wie es Bild 1.3 zeigt.

Wie aus Bild 1.3 (Seite 3) zu erkennen ist, besteht die AM im Spektrum aus folgenden Teilen:

- Trägerlinien bei $\pm \Omega_C$
- (jeweils) einem oberen und einem unteren Seitenband (*upper side band*: USB, *lower side band*: LSB).

Beide Seitenbänder enthalten die gleiche Information.^{1.2} Im USB ist die Information in **Regellage**, d.h. in der gleichen relativen Frequenzlage wie im NF-Bereich. Im LSB ist die Information in **Kehrlage**, d.h. die relative Frequenzlage ist gegenüber dem NF-Bereich vertauscht.

^{1.1} Wird die Addition des Trägers (bzw. von $\hat{U}_C$) fortgelassen, erhält man eine Doppelseitenband-Modulation (DSB).

^{1.2} Man kann daher (ohne Verlust an Information) auch nur ein Seitenband übertragen und kommt so zur Einseitenband-Modulation (*single side band*, SSB)

Die **HF-Bandbreite** der Amplituden-Modulationen ist gleich der **doppelten NF-Bandbreite**. Damit gehören diese Modulationsarten zu den **Bandbreite-sparenden** Arten. Diesem Vorteil steht jedoch der Nachteil gegenüber, daß diese Modulationsarten einen höheren hochfrequenten Störabstand benötigen, um zum gleichen Störabstand nach der Demodulation zu kommen wie eine Modulationsart mit größerer HF-seitigen Bandbreite, wie z.B. Frequenzmodulation.^{1,3}

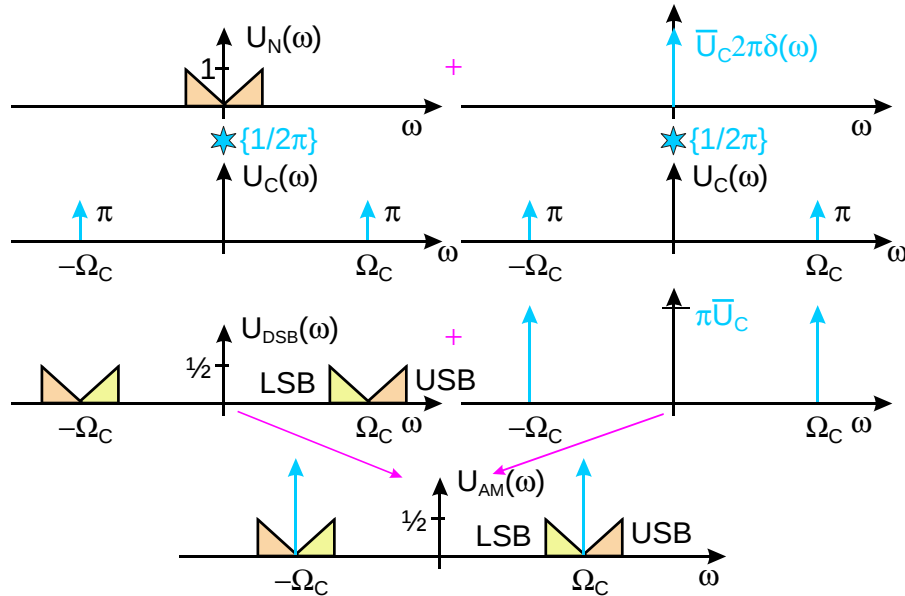


Bild 1.3: Typische Spektraldichten einer AM; Das AM Spektrum hat eine Trägerlinie und ein oberes (USB) und ein unteres (LSB) Seitenband.

Da bei der **AM** im Spektrum die Trägerfrequenz-Linie vorhanden ist, heißt diese auch **DSB-LC** (*double side band – large carrier*), im Unterschied zur Doppel-Seitenband-Modulation (DSB), bei der keine Trägerlinie im Spektrum vorhanden ist.^{1,4}

1.4 Modulations-Grad der AM

1.4.1 Kompatibilität

Die Bedingung bei AM ist, daß die Information aus der Abtastung der Hüllkurve der modulierten Schwingung zurückgewonnen werden kann. Die Hüllkurve der AM darf daher die Nullinie bestenfalls berühren, jedoch nicht schneiden. Als Maß dafür wurde der Modulationsgrad m eingeführt.

Diese Bedingung resultiert aus der *Geschichte des Radios*: Am Anfang der (Rund-) Funk-Übertragung von Musik und Sprache gab es als Demodulator nur den *Detektor*, mit dessen Hilfe die Hüllkurve der AM abgetastet werden konnte, Bild 1.4 und Bild 1.24 (Seite 13).

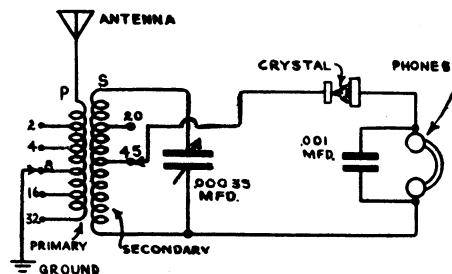


Bild 1.4: Typisches Schaltbild eines Detektor-Apparates aus den Anfängen des Radios

^{1,3}Dies läßt sich auch mittels des „Nachrichtenquaders“ veranschaulichen: Bei einer geringeren Bandbreite ist eine größere Dynamik erforderlich.

^{1,4}Aus einer DSB erhält man durch phasenrichtiges Addieren eines HF-Trägers (ausreichender Amplitude) eine AM, Bilder 1.3 und 1.12.

Die Bezeichnung Detektor bedeutet *speziell*: Kristall mit Drahtspitze zur HF-Gleichrichtung. Hieraus entstand die Halbleiter-Diode. Mit Detektor *allgemein* wird ein abstimmbarer Schwingkreis mit HF-Gleichrichter, ein so genannter Detektor-Apparat bezeichnet.

Alle Verbesserungen und Verfeinerungen der Technik der Amplitudenmodulation mußten auf diese (einmal getroffene) Festlegung Rücksicht nehmen, damit die **Kompatibilität** erhalten bleibt. Bei einer Umstellung auf eine andere (und günstigere) Modulationsart hätte es ansonsten schlagartig Millionen von nicht mehr zu gebrauchenden Empfängern gegeben. Dies ist nicht durchsetzbar. Neue Übertragungsverfahren im Rundfunk (UKW-FM, DSR, DAB, DVB) erfordern i.a. auch neue Frequenzbereiche. Die alten Verfahren können aber nicht einfach aufgegeben werden, sondern laufen meist noch jahrelang parallel, bis sie schließlich mangels Nachfrage (eventuell) eingestellt werden können.

Der AM-Rundfunk auf Lang- Mittel- und Kurz-Wellen existiert z.B. nunmehr seit ca. 80 Jahren (Start: 1923). Mittlerweile wurde unter dem Namen „DRM“ (siehe: <http://www.drm.org>) ein digitales Übertragungsverfahren entwickelt, das den AM-Rundfunk längerfristig ablösen soll. Hierfür werden neue Empfänger benötigt. Da die Umstellung von AM auf das DRM-Format schrittweise erfolgen wird, wurde DRM kompatibel zur AM Kanalbandbreite (LW & MW 9 KHz; KW 10 KHz) gewählt.

1.4.2 Definition des Modulationsgrades

Der Modulationsgrad m ist definiert als ein Verhältnis, das aus den Maximal- und den Minimal-Werten der (oberen) AM-Hüllkurve gebildet wird.

$$m = \frac{\hat{U}_{\max} - \hat{U}_{\min}}{\hat{U}_{\max} + \hat{U}_{\min}} \quad \text{Modulationsgrad allgemein} \quad (1.6)$$

Gleichung (1.6) gilt für beliebige Kurvenformen der Nachricht. Meßtechnisch benutzt man eine Cos-förmige Nachrichtenschwingung:

$$u_N(t) = \hat{U}_N \cos(\omega_N t) \quad (1.7)$$

Mit Gleichung (1.6) wird dann:

$$\hat{U}_{\max} = \hat{U}_C + \hat{U}_N ; \hat{U}_{\min} = \hat{U}_C - \hat{U}_N ; \quad \leadsto \quad m = \frac{\hat{U}_N}{\hat{U}_C} \quad \text{Modulationsgrad meßtechnisch} \quad (1.8)$$

In Bild 1.5 ist die Definition des Modulationsgrades dargestellt.

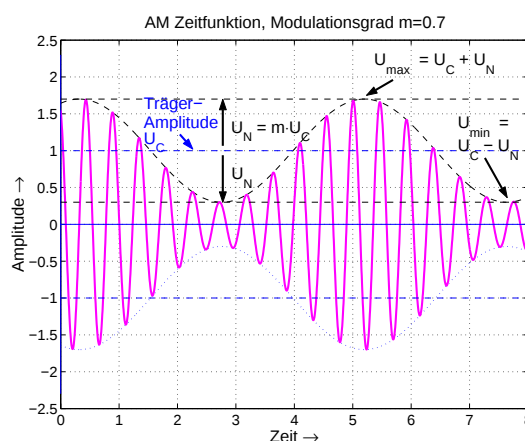


Bild 1.5: Zur Definition des Modulationsgrades

Wird der Modulationsgrad $m > 1$, so entsteht Übermodulation.

$$\hat{U}_N > \hat{U}_C \leadsto m > 1 \quad \text{Übermodulation} \quad (1.9)$$

Bei AM muß Übermodulation unbedingt vermieden werden. Bild 1.6 zeigt deren Auswirkung auf die (detektierte) Hüllkurve. Ist die Amplitude der Hüllkurve größer als die Amplitude des HF-Trägers (Übermodulation), so folgt daraus eine (nichtlineare) Verzerrung des demodulierten Signals.

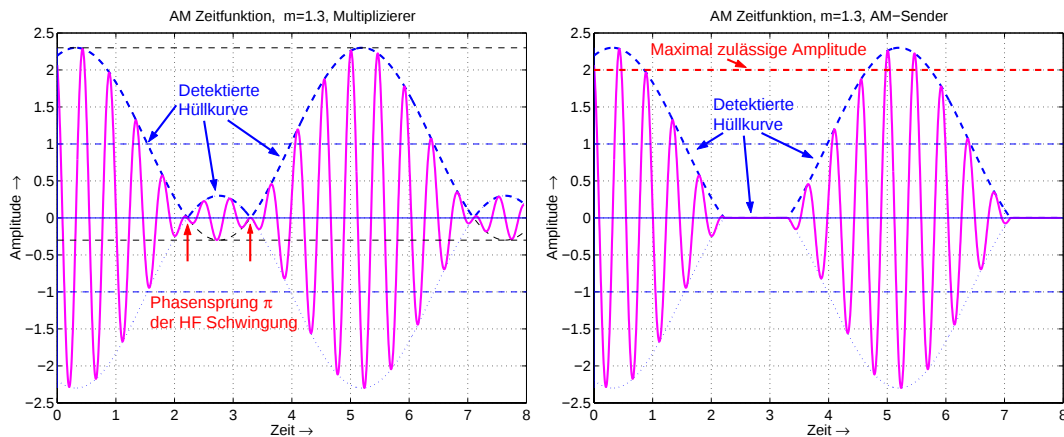


Bild 1.6: Auswirkung einer Übermodulation $m > 1$ auf das demodulierte Signal in Abhängigkeit vom Modulator (Multiplizierer bzw. AM-Sender)

AM-Sender müssen unbedingt eine Übermodulation auch deswegen verhindern, da sonst die maximale Amplitude des Sendesignals den Aussteuerungsbereich übersteigen würde. Dies erfolgt mit Hilfe eines Amplituden-Begrenzers (oder Clippers) für das NF-Signal.

Zusätzlich ist es bei AM-Sendern üblich, leise NF-Passagen in der Lautstärke anzuheben (Compander), was zu einer **Dynamik-Kompression** führt, die meist auch noch frequenzabhängig ausgeführt wird (Präsenz-Filter).^{1.5} Der Zweck ist ähnlich wie bei entsprechenden Kompressionsverfahren bei Tonbandaufnahmen (Dolby, HighCom etc.) und dient der Unterdrückung von Störgeräuschen, die auf dem HF-Weg entstehen (Störungen auf dem Übertragungskanal). Die AM-Empfänger haben jedoch keine Expander, weil es erstens für die senderseitige Kompression keine Norm gibt und zweitens, weil speziell für die Wiedergabe mit Hintergrundgeräuschen, wie z.B. im Auto, eine komprimierte NF „besser“ klingt.

1.5 Modulations-Trapez

Stellt man eine Amplituden-modulierte Schwingung auf dem Oszilloskop im XY-Betrieb über der NF-Schwingung dar, erhält man das Modulations-Trapez, Bild 1.7.

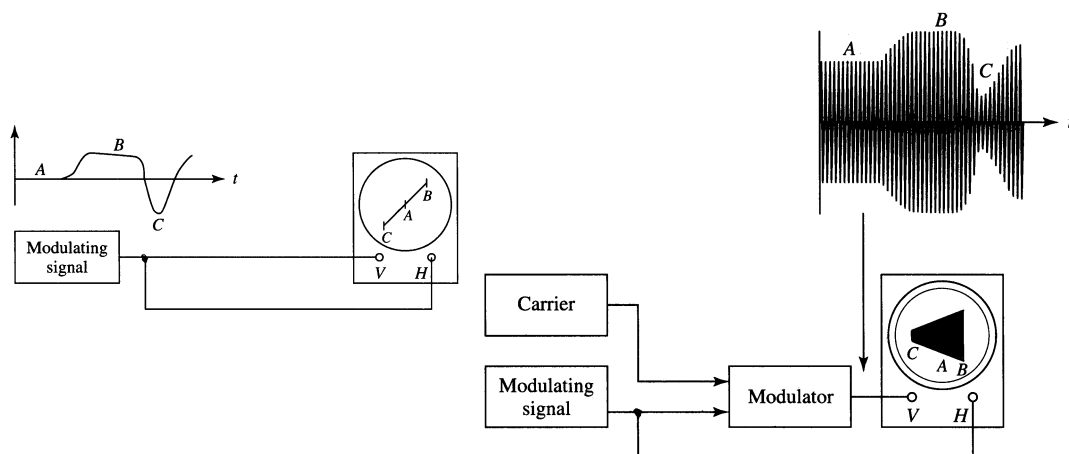


Bild 1.7: Messung einer Lissajous-Figur und des Modulationstrapezes

^{1.5}Zur Dynamik-Beeinflussung hat sich (speziell auch bei UKW FM) das „Optimode“ Verfahren eingebürgert.

In Übereinstimmung mit Gleichung (1.6) erhält man den Modulationsgrad m aus dem Modulationstrapez, Bild 1.8, zu:

$$m = \frac{B - A}{B + A} \quad (1.10)$$

Bei der Anwendung dieser Formel ist das Vorzeichen von B und A zu beachten. Für Übermodulation ($m > 1$) wird (bei einem Multiplizierer) $A < 0$, also negativ. Es überschneiden sich dann die (schrägen) Linien des Trapezes und man erhält eine „Fisch-Form“.^{1.6}

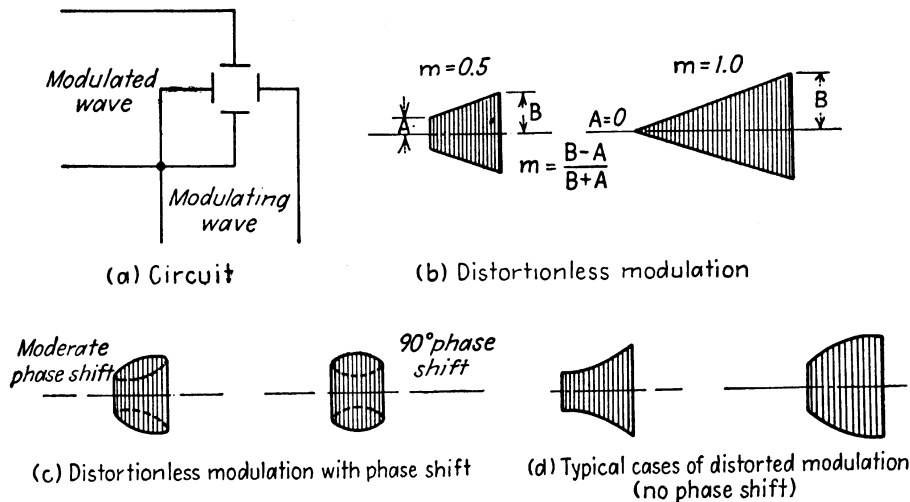


Bild 1.8: Beispiele für gemessene Modulationstrapeze

- Der gegenseitige Abstand der (schrägen) Linien an der Stelle $u_N = 0$ gibt die Größe des Trägers an.
- Die theoretische Form des Trapezes ergibt sich nur dann, wenn die Hüllkurve der AM gegenüber der NF keine Phasenverschiebung aufweist. Diese Phasenverschiebung entsteht z.B. durch den Schwingkreis und die weitere Filterung hinter dem Modulator. Ist eine solche Phasenverschiebung vorhanden, Fall (c), entsteht bei Cos-förmiger NF ein Zylinderschnitt.
- Treten bei der Modulation nichtlineare Verzerrungen auf, hat das „Trapez“ gekrümmte Flanken, Fall (d).^{1.7}
- Die das Trapez ausfüllende HF ist nur dann (als Kurvenform) zu sehen, wenn die NF-Frequenz und die HF-Frequenz in einem *ganzzahligen* Verhältnis zueinander stehen. Diese Bedingung trifft in der Praxis nicht zu, so daß das Trapez gleichmäßig ausgefüllt ist. Ist die NF nicht mehr Cos-förmig, so entsteht nicht einmal mehr ein Zylinderschnitt, sondern nur noch ein „wirrer Kneuel“.

1.6 Zeigerdarstellung der Amplitudenmodulation

Für die Zeigerdarstellung der Modulation wird eine Cos-förmige NF angesetzt. Man erhält damit eine Spektraldarstellung für die AM mit Linien gemäß Bild 1.9, siehe Seite 7. Die Länge der Zeiger werden für die Zeigerdarstellung gleich den Amplituden der Teilschwingungen gewählt^{1.8}.

Die Zeigerdarstellung ist eine **Mischform aus Zeit- und Frequenzbereich**. Diese hat Ähnlichkeiten mit der Zeigerdarstellung bei der symbolischen Berechnung (mit komplexer Rechnung) von elektrischen Netzwerken. Dort haben alle Zeiger die gleiche Rotationsgeschwindigkeit, weil in allen Teilen des Netzwerkes die gleiche Frequenz herrscht.

^{1.6}Bei DSB ist die Größe des Trägers 0 und man hat den Schnittpunkt bei (0,0).

^{1.7}Nichtlineare Verzerrungen bei Modulatoren kommen bei modernen Sendern praktisch nicht mehr vor. Weiterhin ist eine nichtlineare Verzerrung kaum noch richtig erkennbar, wenn gleichzeitig Phasenverschiebungen auftreten. Daher hat das Modulationstrapez heute nur noch *didaktische Bedeutung*.

^{1.8}Die Linien bei der zweiseitigen Darstellung über der Frequenz ω stellen jeweils die Längen von rechts bzw. links herum laufenden Zeigern dar, die der halben Amplitude der zugehörigen Cos-Schwingung entsprechen.

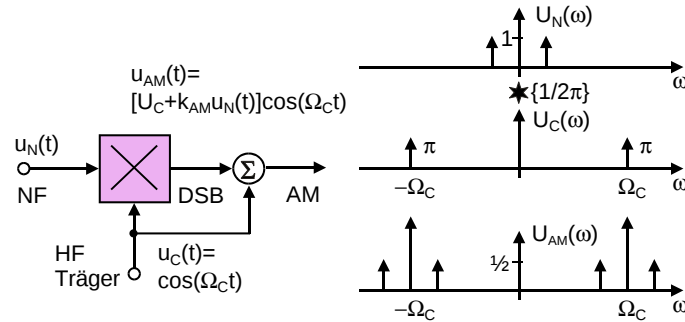


Bild 1.9: Amplituden-Modulation mit Cosinusförmigem NF-Signal

Da die **Frequenzen dieser Linien unterschiedlich** sind, stellt man sich das resultierende Zeigerbild als mit der Frequenz Ω_C des Trägers stroboskopisch angeleuchtet vor. Damit steht die Trägerlinie still und die Seitenlinien führen Relativ-Drehungen mit $\pm\omega_N$ aus. Bild 1.10 zeigt diese Zeigerbilder der AM (mit $\omega_s = \omega_N$).

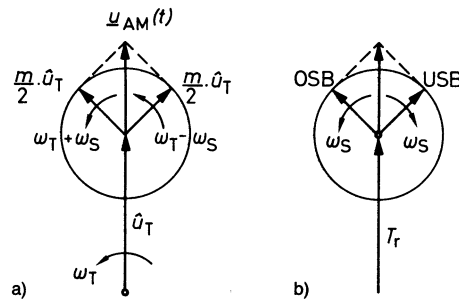


Bild 1.10: Zeigerbilder der AM: a) rotierender Träger-Zeiger, b) feststehender Träger-Zeiger

Bild 1.11 zeigt, wie man sich die Zeitpunkte, in denen die Amplituden-modulierte HF die Hüllkurve berührt, durch die Zeigerdarstellung entstanden denken kann.

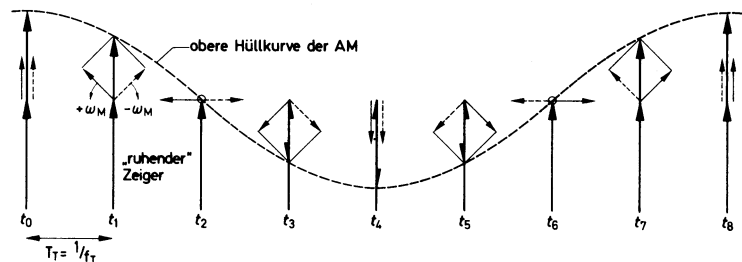


Bild 1.11: Beispiel für die Konstruktion einer AM-Schwingung mit Hilfe der Zeigerdarstellung.

Bevor die Fouriertransformation zum allgemeinen Handwerkszeug des Ingenieurs gehörte, war die Zeigermethode eine sehr weit verbreitete und benutzte Methode um Modulationen zu beschreiben. Bei der linearen Verzerrung der AM beim Durchgang durch Filter wird sie auch hier benutzt werden, weil sie dabei besonders anschaulich ist.

1.7 Modulation — Addition

Setzt man für die NF-Spannung ein Cos-förmiges Signal an, bestehen die Seitenbänder der AM aus je einer Seitenlinie im Abstand der NF-Frequenz ω_N zu beiden Seiten der Mittenfrequenz (Trägerfrequenz) Ω_C . Bild 1.12 zeigt die Teilschwingungen und die zugehörigen Spektren, sowie deren Zusammensetzung zur AM.

Die Schwebung (Bild 1.12, Zeile d) stellt eine Doppelseitenband-Modulation (DSB) dar.

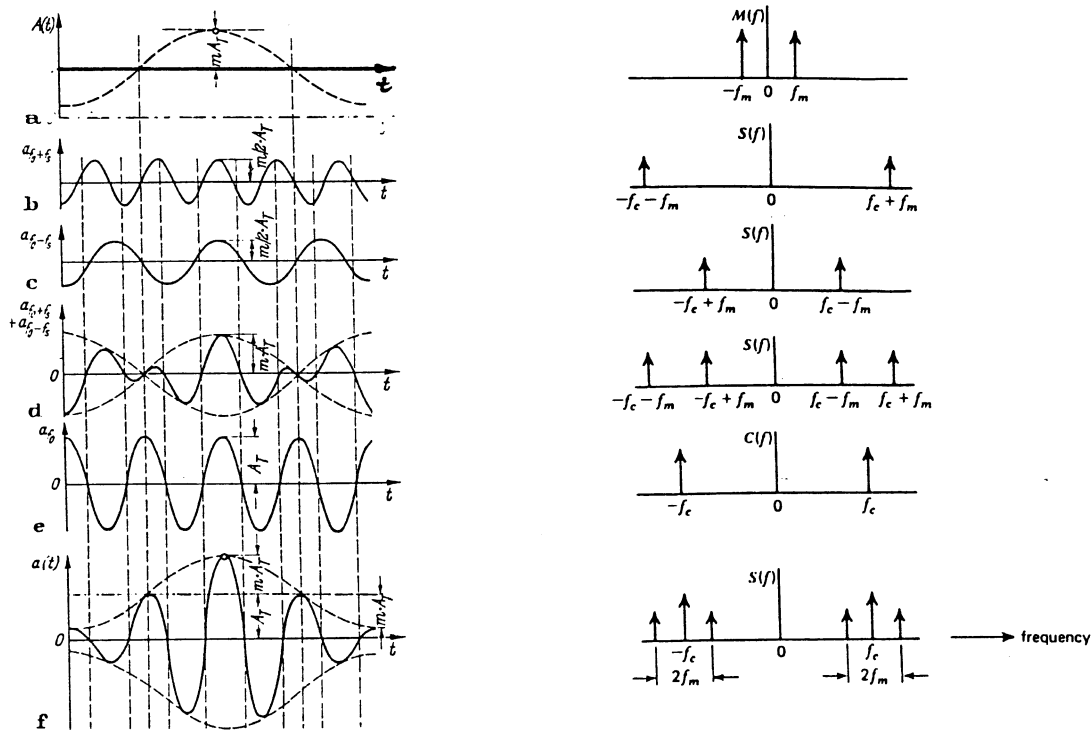


Bild 1.12: Zusammensetzung der AM bei Cos-förmiger NF als Interferenz-Schwingungen aus den Teilschwingungen: a) NF, b) obere Seitenlinie, c) untere Seitenlinie, d) untere und obere Seitenlinien ergeben in Zeitbereich eine Schwebung (entspricht der DSB), e) HF-Träger, f) AM

Eine Schwebung entsteht aber nur, wenn die Frequenzen dicht benachbart sind und die Amplituden der Schwingungen gleich oder näherungsweise gleich sind. Im allgemeinen Fall ist daher das Ergebnis einer Addition stark unterschiedlich, Bild 1.13. Bei stark unterschiedlichen Amplituden und Frequenzen entsteht keine Schwebung bei der Addition.

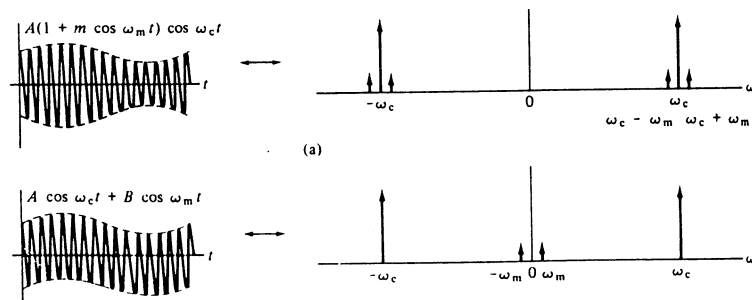


Bild 1.13: Vergleich einer Amplitudenmodulation (oben) mit einer Addition (unten) für Cos-förmiges Nachrichtensignal.

1.8 Modulation an gekrümmter Kennlinie

Die Modulation an gekrümmter Kennlinie wird auch als „additive Modulation“ bezeichnet, weil hierbei Träger-signal & Nachrichtensignal additiv auf ein Übertragungssystem mit nichtlinearer Kennlinie gegeben werden, Bild 1.14.

Die Bezeichnung „Additive Modulation“ wird im Unterschied zu „Multiplikativer Modulation“ verwendet. Bei „additiver Modulation“ folgt dann ein nichtlineares System, das die Modulation bewirkt.

Tatsächlich handelt es sich bei jeder Modulation um einen nichtlinearen Vorgang, denn sonst entstünden

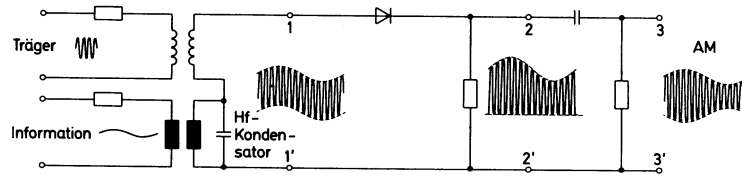


Bild 1.14: Zur Modulation an einer gekrümmten Kennlinie, „additive“ Modulation

keine neuen Frequenzen. Der Unterschied besteht aber darin, daß bei „multiplikativer Modulation“ ein linearer Zusammenhang zwischen der Nachricht und der Hüllkurve des modulierten Signals besteht, bei „additiver Modulation“ i.a. jedoch nicht. Die Hüllkurve der AM — und damit das modulierte Signal — wird nichtlinear verzerrt.

Die Modulation an gekrümmter Kennlinie ist technisch veraltet.^{1.9} Sie wurde in Ermangelung besserer Konzepte zu Beginn des Rundfunks angewendet. Nachteilig ist, daß hierbei schon senderseitig nichtlineare Verzerrungen des modulierten Signals entstehen.

Die gekrümmte Kennlinie des Modulators kann vereinfacht in einer Potenzreihe dargestellt werden. Der Koeffizient $a_0 = 0$, da andernfalls $u_a(t)$ unabhängig von der Ansteuerung einen Gleichanteil hätte. Weiterhin sind bei dieser Kennlinie nichtlineare Speicher, wie z.B. Kollektor-Basis-Kapazitäten, nicht berücksichtigt. Der Ansatz kann auch dazu dienen, die Abweichungen vom linearen Verhalten eines Übertragungssystems zu beschreiben, wodurch ihm praktische Bedeutung zukommt.

$$u_a(t) = a_1 u_e(t) + a_2 u_e(t)^2 + a_3 u_e(t)^3 + \dots + a_n u_e(t)^n = \sum_{k=1}^n a_k \cdot u_e(t)^k \quad (1.11)$$

Für die Spektralverteilungen folgt daraus, weil die Potenzen als Multiplikationen dargestellt werden können:

$$U_a(\omega) = a_1 U_e(\omega) + a_2 U_e(\omega) * U_e(\omega) + a_3 U_e(\omega) * U_e(\omega) * U_e(\omega) + \dots \quad (1.12)$$

Die Eingangsspannung $u_e(t)$ für den additiven Modulator aus Bild 1.14 ist:

$$u_e(t) = \hat{U}_C \cos(\Omega_C t) + \hat{U}_N \cos(\omega_N t) \quad (1.13)$$

Für diesen einfachen Fall kann man auch ohne Faltung auskommen, wenn man die Additionstheoreme anwendet. Damit gilt für den quadratischen Term in Gleichung (1.11):

$$u_e(t)^2 = \hat{U}_C^2 \cos^2(\Omega_C t) + 2\hat{U}_C \hat{U}_N \cos(\Omega_C t) \cos(\omega_N t) + \hat{U}_N^2 \cos^2(\omega_N t) \quad (1.14)$$

Wendet man hierauf die Additionstheoreme an, erhält man die in diesem Ausdruck enthaltenen Frequenzen.

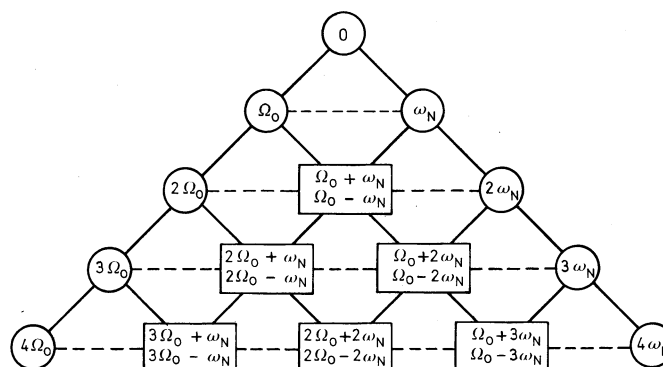


Bild 1.15: Schema der Kombinations-Frequenzen bei der Modulation mit gekrümmter Kennlinie (Pascal'sches Dreieck)

^{1.9}In vielen Lehrbüchern ist das die einzige untersuchte Methode! Nur bei extrem hohen Trägerfrequenzen ist es auch die einzige realisierbare Methode.

Diese lassen sich auch für Terme höherer Ordnung in einem Dreieck (ähnlich zu dem *Pascal'schen Dreieck*) veranschaulichen, Bild 1.15.

Ist die Kennlinie vom Grade 2, ergibt sich resultierend folgendes Spektrum, Bild 1.16, das (bei Ω_C) genau eine AM ergibt. Eine quadratische Kennlinie läßt sich näherungsweise mit FETs realisieren.

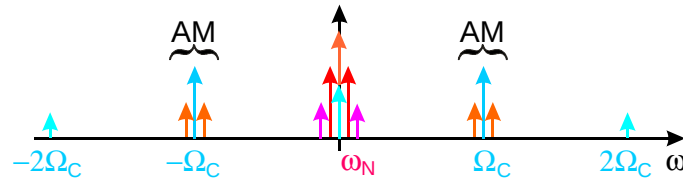


Bild 1.16: Gesamtspektrum bei einer Kennlinie vom Grade 2

Wie man aus dem Pascal'schen Dreieck erkennt, ergeben sich bei höherer Ordnung der Nichtlinearität weitere Seitenlinien (bezogen auf Ω_C), jeweils im Abstand ω_N , die als Klirrprodukte des Nachrichtensignals interpretiert werden können.

Während man bei einer Cos-förmigen NF auf störende Linien kommt, könnte man meinen, es genüge, diese Störlinien wegzufiltern um auf eine ungestörte AM zu kommen. Dies geht zwar bei einer Cos-förmigen NF tatsächlich, nicht jedoch für ein allgemeines Nachrichtensignal. In diesem Fall muß man die Faltung durchführen und stellt dann fest, daß die Störanteile nicht mehr wegzufiltern gehen. Bild 1.17 (unten) zeigt dies schematisch für den Fall einer Kennlinie 3. Grades. Die Darstellung der Seitenband-Spektren mittels „Schmetterlingen“ ergibt einen falschen Eindruck von der Störung durch die Klirrprodukte, Bild 1.17 (oben).

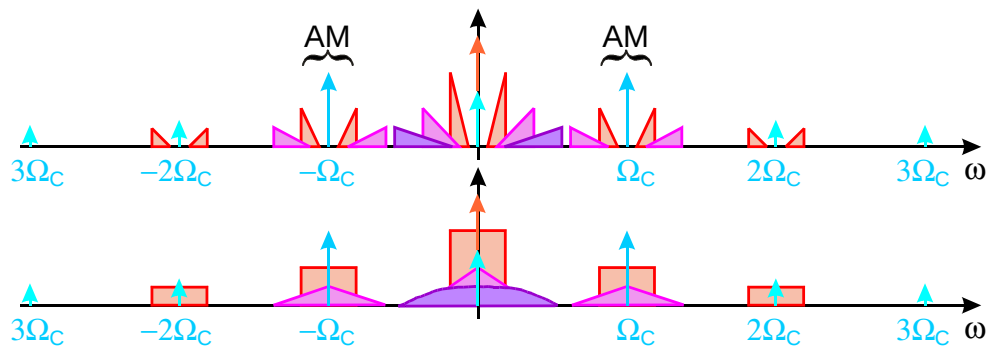


Bild 1.17: Zur Entstehung der Klirrprodukte bei einer Modulator-Kennlinie 3. Grades; (oben) formal mit Dreieck-Spektren: ergibt einen falschen Eindruck von der Störung; (unten) mit Hilfe der Faltung für ein $\square$ -förmiges NF-Spektrum: die Klirranteile können (innerhalb der AM Seitenbänder) nicht wegzefiltert werden!

1.9 Nichtlineare Verzerrung der AM & Kreuzmodulation

Wird eine AM-Schwingung z.B. über einen (Antennen-)Verstärker mit nichtlinearer Kennlinie übertragen, so ergeben sich nichtlineare Verzerrungen der AM. In der Praxis versucht man daher, die Nichtlinearitäten möglichst klein zu halten. Bild 1.18 zeigt dies für den Fall einer Nichtlinearität des Grades 3.

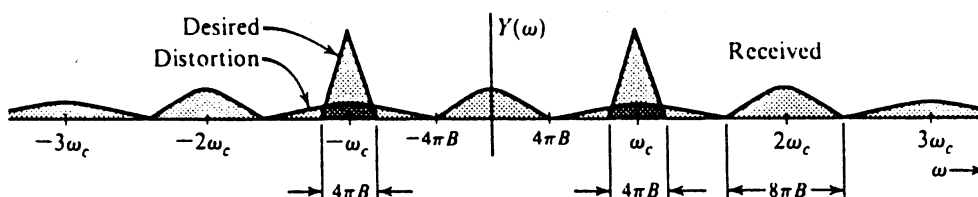


Bild 1.18: Empfangsspektrum eines AM-Signals bei der Übertragung über ein nichtlineares System 3. Grades

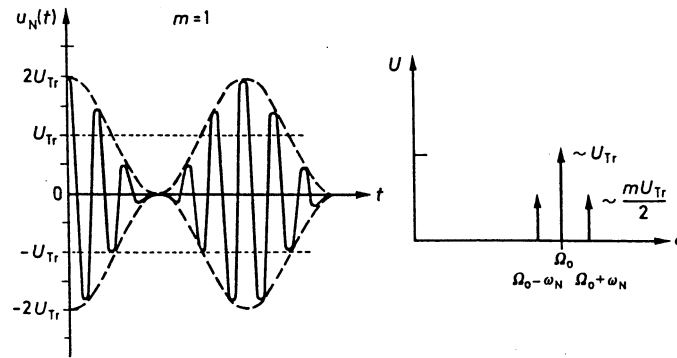


Bild 1.21: Zur momentanen und mittleren Leistung der AM

Würde die Spitzenleistung überschritten, könnte der Sender beschädigt werden. Daher besteht auch senderseitig ein wichtiger Grund um Übermodulation $m > 1$ zu vermeiden.

Die mittlere Leistung $\bar{P}$ kann man nach dem *Parseval'schen Theorem* der Spektralverteilung entnehmen.

$$\bar{P}(m) \sim \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \frac{\hat{U}_C^2}{2} \quad (1.17)$$

Für $m = 1$ ergibt sich ein Maximalwert der mittleren Leistung zu

$$\bar{P}_{\max} \sim \frac{3}{4} \hat{U}_C^2 \quad \textbf{maximale mittlere Leistung der AM} \quad (1.18)$$

Damit wird das Verhältnis von Spitzenleistung zu maximaler mittlerer Leistung

$$\frac{P_{\text{sp}}}{\bar{P}_{\max}} = \frac{16}{3} = 5,333 \dots \quad (1.19)$$

Dies bedeutet einen maximalen Crestfaktor $C_{F_{\max}}$ der AM, definiert als das Verhältnis von Spitzenwert zu Effektivwert der Spannung, von

$$C_{F_{\max}} = \frac{\sqrt{P_{\text{sp}}}}{\sqrt{\bar{P}_{\max}}} = \frac{2 \cdot \hat{U}_C \sqrt{2}}{\sqrt{3/2} \cdot \hat{U}_C} = \sqrt{\frac{16}{3}} = 2,309 \sim 7,269 \text{dB} \quad \textbf{Crestfaktor der AM (m = 1)} \quad (1.20)$$

Aus der Spektralverteilung sieht man zudem, wie sich die mittlere Leistung auf die Träger-Leistung und die Seitenband-Leistung aufteilt.

In den Seitenbändern steckt die Information. Die betreffende Leistung ($P_{\text{SB}} \sim (m\hat{U}_C)^2/2$) muß vom Modulations-Verstärker aufgebracht und der Senderendstufe (dem eigentlichen Modulator im engeren Sinne) zur Verfügung gestellt werden.

Im Träger steckt eine viel größere Leistung ($P_C \sim \hat{U}_C^2$) als in den Seitenbändern. Für das Verhältnis von Träger-Leistung zu Seitenband-Leistung folgt in Abhängigkeit vom Modulationsgrad:

$$\frac{\bar{P}_C}{\bar{P}_{\text{SB}}} = \frac{2}{m^2} \geq 2 \quad \leadsto \quad \frac{\textbf{Träger-Leistung}}{\textbf{Seitenband-Leistung}} \geq 2 \quad (1.21)$$

Bei AM steckt somit **maximal 1/3 der gesamten abgestrahlten Leistung in den Seitenbändern**, Bild 1.22. Bei einem mittleren Modulationsgrad $\bar{m} = 30\%$ beträgt die Seitenband-Leistung nur wenige % der Träger-Leistung. Auch aus diesem Grunde wird senderseitig das NF-Signal komprimiert, so daß sich $\bar{m}$ vergrößert.

Die abgestrahlte Trägerleistung trägt nichts zur Informationsübertragung bei. Für die *Informationsübertragung* ist diese Leistung nutzlos. Die Trägerleistung muß jedoch für AM zur Verfügung gestellt werden, da man bei der AM (aus Gründen der Kompatibilität) die Hüllkurven-Demodulation anwendet. Der Betrieb von AM-Sendern ist daher unnötig teuer. Im AM-Empfänger wird jedoch die Größe des Trägers für eine Verstärkungsregelung (*Schwund-Regelung*) und zur „Feldstärke-Anzeige“ genutzt^{1.10}.

^{1.10}Bei Röhrenempfängern erfolgte diese Anzeige mit Hilfe eines (grün leuchtenden) *magischen Auges*.

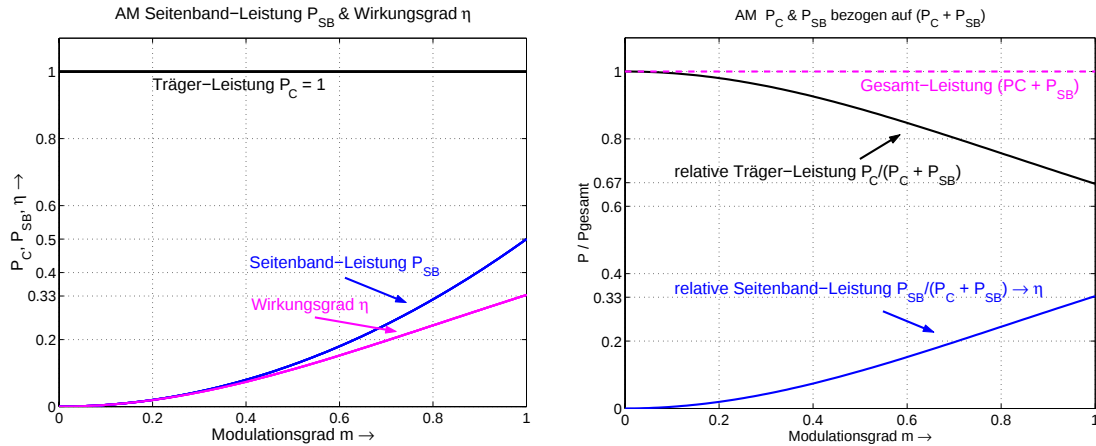


Bild 1.22: Seitenband-, Träger-Leistung und Wirkungsgrad der AM, absolut und bezogen auf die (gesamte) abgestrahlte Leistung als Funktion des Modulationsgrades m (normierte Darstellung)

1.11 Hüllkurven-Demodulator (asynchrone Demodulation)

Der Hüllkurven-Demodulator tastet die Hüllkurve der AM-Schwingung ab. Er ist als Demodulator nur für AM zu gebrauchen, weil nur hier die Hüllkurve der modulierten Schwingung mit der Nachrichtenschwingung übereinstimmt, Bild 1.23. Es muß daher Übermodulation $m > 1$ vermieden werden.^{1.11}

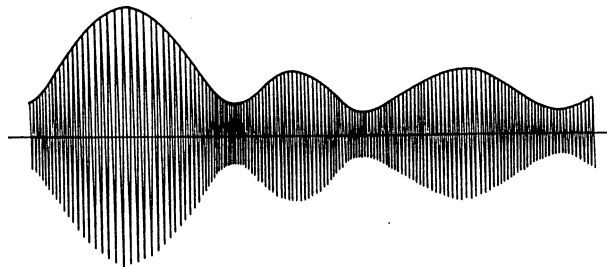


Bild 1.23: AM-Schwingung und ihre Hüllkurve

Der konventionelle Hüllkurven-Demodulator entspricht exakt der *Detektor-Schaltung* aus den Anfängen des Radios (mit Ausnahme, daß der Schwingkreis fest auf die ZF abgestimmt ist), Bild 1.24.

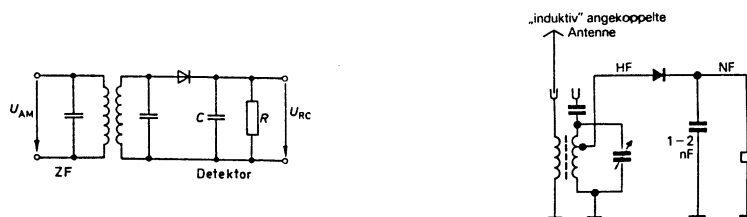


Bild 1.24: Hüllkurven-Demodulator: AM-Demodulator im Super (links), Detektorschaltung (rechts)

Die Gleichrichter-Diode trennt den HF-Teil (links) vom NF-Teil (rechts). Der **HF-Teil** muß dabei so ausgeführt sein, daß an ihm **keine NF-Spannung und keine Gleichspannung** abfällt. Dies erreicht man durch die Spule des Schwingkreises, die Gleichstrom- und NF-mäßig kurzschließt. Andererseits muß der **NF-Teil** so ausgelegt sein, daß an ihm **keine HF-Spannung** abfällt. Dies erreicht man durch den Kondensator C . Die NF

^{1.11}Bei AM-Fernempfang läßt sich Übermodulation praktisch nicht vermeiden, da infolge von *selektivem Fading* der Träger zeitweise mehr oder weniger geschwächt bis gelöscht werden kann.

muß andererseits an diesem C abzugreifen sein. Daher benötigt man einen Entlade-Widerstand R parallel zu C . Die Zeitkonstante $T = RC$ muß so gewählt sein, daß die Entladung der NF folgen kann, Bild 1.25.

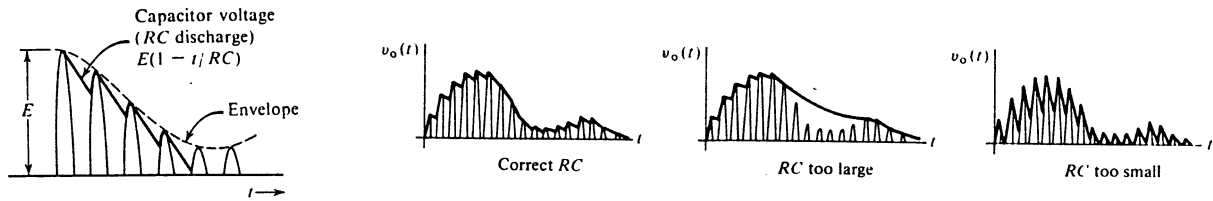


Bild 1.25: Der Einfluß der Entlade-Zeitkonstante auf das demodulierte Signal

Die Zeitkonstante des RC-Gliedes läßt sich wie folgt dimensionieren. Die NF-Spannung entspricht der Hüllkurve der AM und ist (ohne den Gleichanteil):

$$u_N(t) = m \cdot \hat{U}_C \cos(\omega_N t) \quad (1.22)$$

Die maximale (negative) Steigung, der die Entladung folgen können muß, ist dann:

$$\left. \frac{du_N(t)}{dt} \right|_{\max} = -\hat{U}_C \cdot m\omega_N \quad (1.23)$$

An der Stelle ihrer größten negativen Steigung hat die Hüllkurve den Wert $\hat{U}_C$. Das RC-Glied wird bei jeder Halbwelle wieder aufgeladen und entlädt sich dann exponentiell bis zur nächsten. Die exponentielle Entladekurve des RC-Gliedes kann dabei durch eine Tangente ersetzt werden, weil die Krümmung der e-Funktion noch vernachlässigbar ist. Damit ergibt sich als Bedingung:

$$\left. \frac{du_{RC}(t)}{dt} \right|_{\max} = \frac{\hat{U}_C}{T} > \hat{U}_C \cdot m\omega_N \quad (1.24)$$

Damit die Entladung der NF-Spannung folgen kann, muß also die Entladung schneller erfolgen, als es der maximalen Steilheit der Hüllkurve und damit von $u_N(t)$ entspricht. Daraus folgt für die Größe der Zeitkonstanten T :

$$T = RC < \frac{1}{m\omega_N} \quad (1.25)$$

Die größte maximale Steilheit tritt auf für $m = 1$ und die höchste NF-Frequenz ω_{N_h} . Daraus ergibt sich als Dimensionierungsvorschrift:

$$T = RC < 1/\omega_{N_h} \quad (1.26)$$

Die Dimensionierung ist nicht sehr kritisch, weil die verbleibende (näherungsweise sägezahnförmige) HF-Restwelligkeit nicht sehr groß ist, vergleiche Bild 1.23. Tiefpaß-Verhalten im restlichen NF-Verstärker beseitigt diese Reste der HF vollends.

- Da diese Art der Demodulation **ohne empfangsseitigen Hilfs-Träger** auskommt, wird sie **asynchrone Demodulation** genannt.

1.12 Synchrone Demodulation von AM

Die synchrone Demodulation benötigt einen **Frequenz- und Phasen-richtigen Hilfsträger**. Dieser muß aus dem empfangenen Signal gewonnen werden.

Ist der Modulationsgrad der AM $m < 1$ (wie es ordnungsgemäß sein soll), so erkennt man aus dem Zeitverlauf der AM, siehe Bild 1.5 (Seite 4), daß man den **Träger** ganz einfach dadurch **zurückgewinnen** kann, daß man die AM-Schwingung durch einen Begrenzer-Verstärker (*limiter*) schickt, Bild 1.26. Da bei AM die Nulldurchgänge der Zeitfunktion äquidistant sind, hat man anschließend den wiedergewonnenen Träger in Rechteckform vorliegen, womit er sich direkt zur Steuerung eines Multiplizierers eignet, der in diesem Fall eine mäanderförmige Trägerschwingung erhält.

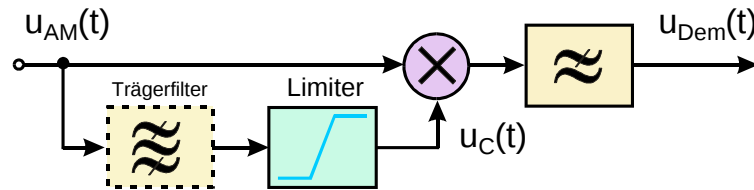


Bild 1.26: Synchron-Demodulator von AM; Das Trägerfilter ist optional.

Diese Schaltung (Begrenzer & Multiplizierer) eignet sich zur Realisierung in einem IC.^{1.12} Bei der Realisierung als IC wird — allerdings ohne das (optionale) Trägerfilter — nur ein Begrenzer-Verstärker eingesetzt. Die Träger-Rückgewinnung arbeitet somit breitbandig. Geht nun infolge (ausbreitungsbedingter) **Übermodulation** die Hüllkurve der modulierten Schwingung durch 0, so hat die ausfüllende HF-Schwingung einen **Phasensprung**. Dieser Phasensprung tritt dann auch im amplituden-begrenzten Signal auf. Dies hat zur Folge, daß der Synchron-Demodulator bei dieser Art der Träger-Rückgewinnung genau wie ein Hüllkurven-Demodulator arbeitet. Also ist bei den IC-Demodulatoren auch keine Übermodulation zulässig, weil dies auf nichtlineare Verzerrungen des demodulierten Signals führt.

Eine wesentliche Verbesserung in Bezug auf Übermodulation bringt das in Bild 1.26 vorgesehene (optionale) schmale **Bandpaß-Filter für den Träger**. Wird tatsächlich nur der Träger (und praktisch nichts von den Seitenbändern) durchgelassen, so erhält man immer einen phasenrichtigen Hilfsträger, also auch bei einem „Träger-Rest“ bei Fading. Ausnahme davon ist nur ein Totalschwund des Trägers infolge Fading. Mit dem schmalbandigen Trägerfilter arbeitet der Synchron-Demodulator auch bei Übermodulation $m > 1$ richtig^{1.13}.

1.13 Lineare Verzerrungen der Amplituden-Modulationen

Werden bei der Übertragung einer AM-Schwingung Träger und Seiten-Bänder unterschiedlich gedämpft und / oder in der Phase gedreht, entstehen lineare Verzerrungen. Dies kann in der Praxis durch ein Filter entstehen oder auf dem Ausbreitungsweg durch Interferenzen von Boden-Wellen und Raum-Wellen.^{1.14}

Lineare Verzerrungen sind vor der Demodulation (theoretisch und im Prinzip) durch Entzerrer ausgleichbar. Nicht ausgeglichene lineare Verzerrungen des modulierten Signals führen für AM nach der Demodulation zu nichtlinearen Verzerrungen. Diese sind dann nicht mehr wegzukompensieren.

1.13.1 Dämpfungs-Verzerrungen

Als Beispiel für die Entstehung und die Auswirkung linearer Verzerrungen werde die Durchlaßkurve eines Empfängers betrachtet, Bild 1.27. Die Phase wird dabei als linear angenommen, was einer konstanten Laufzeit entspricht.

Im Fall c) bewegt sich der Summenzeiger auf einer Ellipse (*Modulations-Ellipse*).

Ohne große Berechnung erkennt man aus den Zeigerbildern:

- **Symmetrische Durchlaßkurve** ergibt nur eine Änderung des Modulationsgrades. Die höheren NF-Frequenzen sind nach der Demodulation leiser (lineare Verzerrung). Dies kann durch eine Höhenanhebung ausgeglichen werden. Dieser Fall ist praktisch anzustreben.
- **Unsymmetrische Durchlaßkurve** (oder fehlabgestimmter Empfänger trotz ansonsten symmetrischer Durchlaß-Kurve!) ergibt nach der Filterung eine Mischform von Amplituden- & Phasen-Modulation: AM $\rightarrow$ AM + PM. Da der AM-Demodulator (Detektor) phasen-unempfindlich ist, stört eine PM i.a. nicht in jedem Fall. Jedoch ist die zeitliche Längenänderung des Summenzeigers — in der ja die Information steckt — nun nicht mehr Cos-förmig. Damit ergibt sich hier eine nichtlineare Verzerrung der demodulierten Nachricht.

^{1.12}Die AM-IC's enthalten diese Funktionsblöcke, zusammen mit HF-Vorstufe, Transistor-Ring-Mischer, ZF-Verstärker, Regelspannungs-Erzeugung, NF-Vorverstärker: also ein komplettes Empfangs-IC. Als äußere Beschaltung verbleiben i.w. noch: HF-Spulen, Kapazitäts-Dioden & (Keramik-)ZF-Filter. IC's für Rundfunkempfänger enthalten zusätzlich die für UKW FM notwendigen Stufen.

^{1.13}Nicht jedoch bei DSB (DSB-SC), weil hier der Träger identisch Null ist: $m \rightarrow \infty$.

^{1.14}Die Interferenzen entstehen durch die Überlagerung von Boden- und Raum-Wellen. Letztere werden an der Ionosphäre reflektiert. Da diese ständig in Bewegung ist, ändern sich die Interferenzen ständig. Die Interferenzen erzeugen (selektives) Fading.

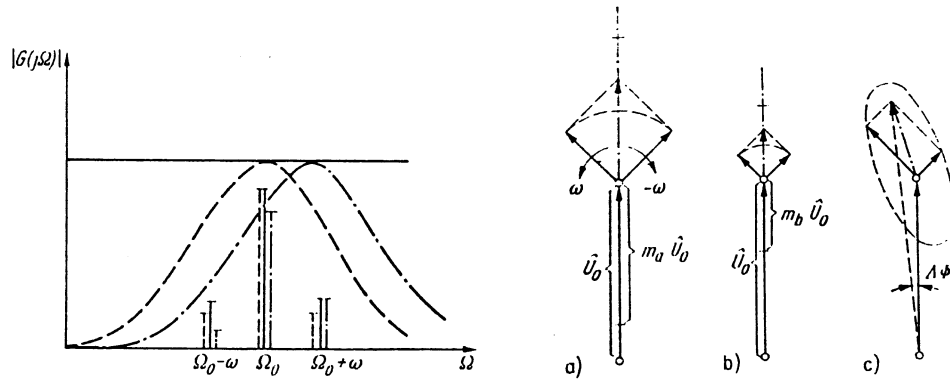


Bild 1.27: Amplitudengang eines hochfrequenten Übertragungssystems, Spektrallinien am Filterausgang & die zugehörigen Zeigerbilder. b (gestrichelt): symmetrisches Filter, c (strichpunktiert): unsymmetrisches Filter. a) (durchgezogene Linien): Filtereingang

Im AM-Rundfunkbereich ist für die Empfänger hierfür ein Klirrfaktor von $k \leq 10\%$ zugelassen. Das Ohr empfindet dies nicht als unangenehm, da durch die Klirr-Produkte das im Vergleich zu einer UKW-Übertragung dumpfe Klangbild präsentiert wird.

1.13.2 Phasen- und Laufzeit-Verzerrungen

Die Phase $\Theta(\omega)$ ist i.a. nichtlinear. Damit ist dann auch die Gruppenlaufzeit $t_{gr}(\omega) = \frac{d\Theta(\omega)}{d\omega}$ nicht konstant. Es gibt trotzdem einen (auch in der Praxis realisierbaren) Fall, bei dem nach der Demodulation keine nichtlineare Verzerrung entsteht, nämlich dann, wenn die Phasenkurve bezüglich der Trägerfrequenz Ω_C eine **Punktsymmetrie** aufweist, Bild 1.28.

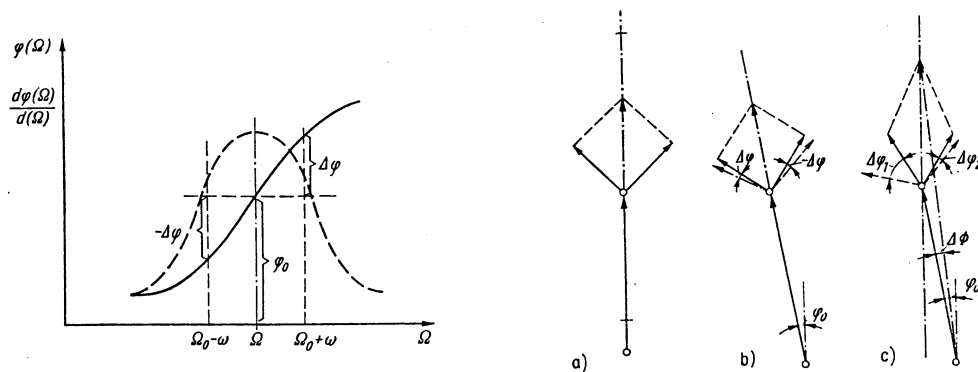


Bild 1.28: (punktsymmetrischer) Phasenverlauf eines Filters und die Zeigerbilder aufgrund der Phasenverzerrungen: a) vor dem Filter, b) zur Trägerfrequenz punktsymmetrische Phasenkurve, c) unsymmetrische Phasenkurve

Hat die Phase hier eine Punktsymmetrie, so hat die Gruppenlaufzeit $t_{gr}(\omega)$ eine **Spiegelsymmetrie**, $t_{gr}(\omega)$ ist also gerade bezüglich der Trägerfrequenz Ω_C .

Aus diesen Zeigerbildern erkennt man:

- Ist die **Phasenkurve punktsymmetrisch** bezüglich der Trägerfrequenz, dreht sich zwar die Phase des Ausgangssignals bezüglich der Referenzlinie, aber es entsteht keine Phasenmodulation. Damit ist der Zeitverlauf des Summenzeigers unverändert, weshalb keine nichtlineare Verzerrung entsteht. Dieser Fall ist in der Praxis anzustreben.
- Entsprechend zur Gruppenlaufzeit $t_{gr}(\omega)$ ergibt sich eine Verschiebung der Hüllkurve der AM am Ausgang

des Filters bezogen auf den Eingang des Filters.^{1.15}

- Bei **unsymmetrischer Phase** fällt die Resultierende des Summenzeigers nicht mehr mit dem Trägerzeiger zusammen. Es entsteht eine Phasenmodulation. Nach der Demodulation treten wieder nichtlineare Verzerrungen auf.
- Wenn die Resultierende des Summenzeigers nicht mehr mit dem Trägerzeiger zusammenfällt, ist auch ein Modulationsgrad von $m = 1 \doteq 100\%$ (empfangsseitig) nicht mehr erreichbar. Ist ein AM-Sender jedoch zu 100% moduliert, ergeben sich dann nichtlineare Verzerrungen nach der Demodulation.

1.13.3 Amplituden- & Phasenverzerrungen

Treten in einem allgemeinen Fall beide Verzerrungen gleichzeitig auf, so beschreibt der Summenzeiger eine schräg liegende Modulationsellipse. Damit tritt wieder eine Phasen-Modulation auf, wodurch der zeitliche Verlauf des Summenzeigers nicht mehr Cos-förmig ist, wodurch nach der Demodulation eine nichtlineare Verzerrung entsteht.

Für den Fall, daß eine Phasenmodulation entsteht, sind die Nulldurchgänge der HF nicht mehr äquidistant.

1.14 Digitales Nachrichten-Signal bei AM

Da bei AM (mindestens) 2/3 der Leistung im Träger steckt und (höchstens für $m = 1$) 1/3 in den informations-tragenden Seitenbändern, wird AM für Digitale Modulationen nur dort eingesetzt, wo es sich technisch nicht vermeiden läßt. In allen diesen Fällen wird eine **hierarchische Modulation** verwendet, wo eine Puls-Modulation die erste Stufe darstellt und die **AM die zweite Stufe**. Als Digitale Modulation ist dann der Name **On-Off-Keying** gebräuchlich. Beispiele dazu sind:

- Morse-Telegraphie (historisch, Morse-Taste: *key*)
- Optische Nachrichten-Übertragung

Auf der Empfängerseite hat On-Off-Keying den Vorteil, daß zur Demodulation (der AM) ein Detektor ausreicht. Im Falle der Optischen Übertragung ist das eine Foto-Diode.

2 Lineare Amplituden-Modulation DSB

Bei der linearen Amplituden-Modulation oder Doppel-Seitenband-Modulation (DSB) ist der Hochfrequenz-Träger (*carrier*) $u_C(t)$ (ebenfalls) eine Cos-förmige Schwingung.

$$u_C(t) = \hat{U}_C \cos(\Omega_C t) \quad (2.1)$$

Die Amplitude $\hat{U}_C$ der Trägerschwingung wird proportional (und damit linear) zum Nachrichten-Signal $u_N(t)$ beeinflusst. Das Nachrichten-Signal kann dabei (je nach Anwendung) analog oder digital sein.

$$\hat{U}_C \rightarrow \hat{U}_C(t) = k_{DSB} \cdot u_N(t) = u_N(t); \quad k_{DSB} = 1 \quad \textbf{Amplitude bei DSB, linearer AM} \quad (2.2)$$

Der Zeitverlauf der linearen Amplituden-Modulation (DSB) wird damit:

$$u_{DSB}(t) = k_{DSB} u_N(t) \cdot \cos(\Omega_C t) = u_N(t) \stackrel{\downarrow}{\cdot} \cos(\Omega_C t); \quad k_{DSB} = 1 \quad \textbf{Zeitverlauf DSB} \quad (2.3)$$

Bild 2.1 zeigt den typischen Zeitverlauf einer DSB. Bei der DSB überschneiden sich untere und obere Hüllkurve. Bei diesen Überschneidungspunkten tritt jeweils ein **Phasensprung** von π in der Trägerschwingung auf.

Kennzeichnend für die „multiplikativen“ Modulationen sind die **absolut äquidistanten Nulldurchgänge der modulierten Hochfrequenz-Schwingung**. Zusätzliche Nulldurchgänge entstehen bei der DSB bei den Nulldurchgängen der Hüllkurve, die in diesen Fällen mit einem **Phasensprung** von $\pm\pi$ für die Trägerschwingung einhergehen.

^{1.15}Diese Eigenschaft wird beim Nyquist-Verfahren zur Messung der Gruppenlaufzeit ausgenutzt.

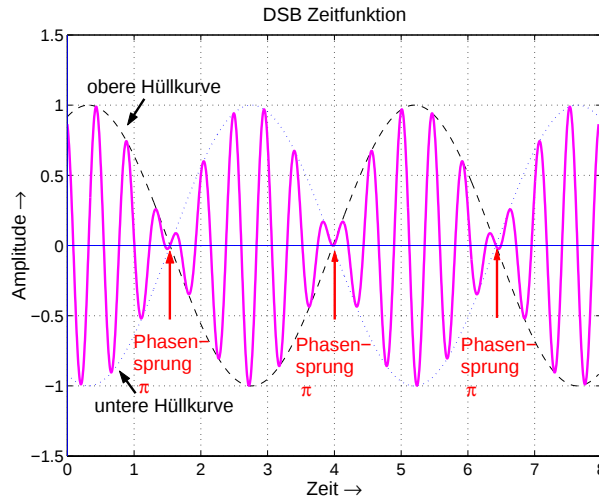


Bild 2.1: Typische Zeitverläufe einer DSB (normierte Darstellung mit Träger $\hat{U}_C = 1$)

2.1 Blockschaltbild und Spektrum der DSB

Da bei der DSB eine Nachrichten-Spannung $u_N(t)$ mit dem (cos-förmigen) HF-Träger $u_C(t)$ multipliziert wird, siehe Gleichung (2.3), erhält man das zugehörige Spektrum mit Hilfe des **Modulationssatzes** oder des **Faltungssatzes** der Fourier-Transformation, Gleichung (2.4).

$$U_{DSB}(\omega) = U_N(\omega) \left\{ \frac{1}{2\pi} \right\} U_C(\omega) = \frac{1}{2} \{ U_N(\omega - \Omega_C) + U_N(\omega + \Omega_C) \} \quad (2.4)$$

Hierbei interessiert, wie die NF-Spektren in den HF-Bereich verschoben werden (Frequenz- & Phasen-Lage, Grenzfrequenzen), weniger jedoch die genaue Form der tatsächlich auftretenden Spektren.

Daher wählt man zur zeichnerischen Darstellung *symbolische Formen für die Spektren*, wie z.B. die „Schmetterlings-Form“ in Bild 2.2. Dieses Bild zeigt auch das Blockschaltbild eines DSB Modulators.

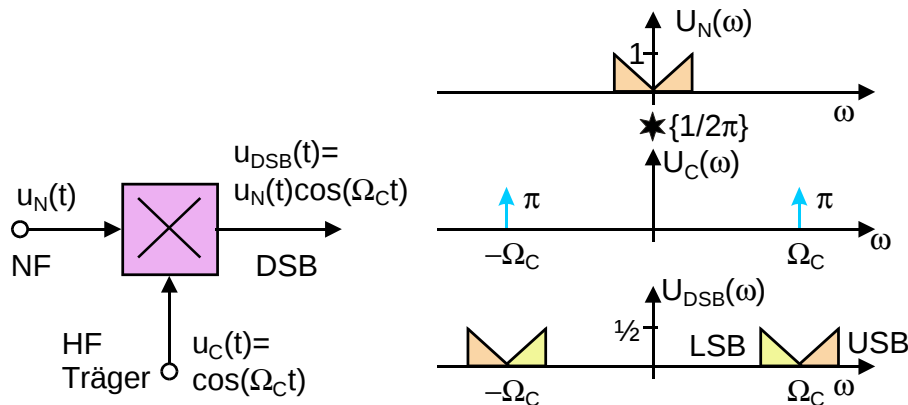


Bild 2.2: DSB-Modulator Blockschaltbild und Spektren der DSB

Wie aus Bild 2.2 zu erkennen ist, hat die DSB ein oberes und ein unteres Seitenband (*upper side band*: USB, *lower side band*: LSB). Daher der Name „Doppel-Seitenband-Modulation“ (DSB).

Beide Seitenbänder enthalten die gleiche Information. Im **USB** ist die Information in **Regellage**, d.h. in der gleichen relativen Frequenzlage wie im NF-Bereich. Im **LSB** ist die Information in **Kehrlage**, d.h. die relative Frequenzlage ist gegenüber dem NF-Bereich vertauscht.^{2.1} Die HF-Bandbreite B_{HF} ist doppelt so groß wie die obere Grenzfrequenz f_{gr_o} der NF.

Bezüglich der beiden Seitenbänder besteht somit kein Unterschied zur gewöhnlichen AM.

^{2.1}Durch einen weiteren Modulationsvorgang, in Verbindung mit einer Filterung, kann man auch die NF in Kehrlage erzeugen. Dies ist eine primitive Form der Sprachverschleierung.

2.2 Nicht ideale DSB-Modulatoren

Zur Erzeugung einer DSB wird ein idealer Multiplizierer benötigt. Jede (hardwaremäßige) Realisierung eines Multiplizierers ist jedoch nicht ideal in dem Sinne, daß

- trotz Signal-Eingangsspannung Null ein Ausgangssignal entsteht.
- im Ausgangs-Signal ein Anteil der (nicht modulierten) Nachrichten-Spannung enthalten ist.

Diese nicht idealen Eigenschaften der Multiplizierer lassen sich in Blockschaltbildern darstellen, Bild 2.3.

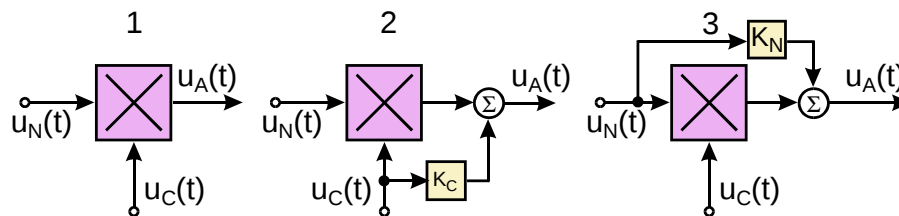


Bild 2.3: DSB-Modulator: ideal 1); mit Träger-Durchspeisung 2); mit Nachricht-Durchspeisung 3)

Die Zeitverläufe der Ausgangs-Spannungen für 10% Träger-Durchspeisung ($K_C = 0.1$) bzw. 20% Signal-Durchspeisung ($K_N = 0.2$) sind in Bild 2.4 gezeigt.

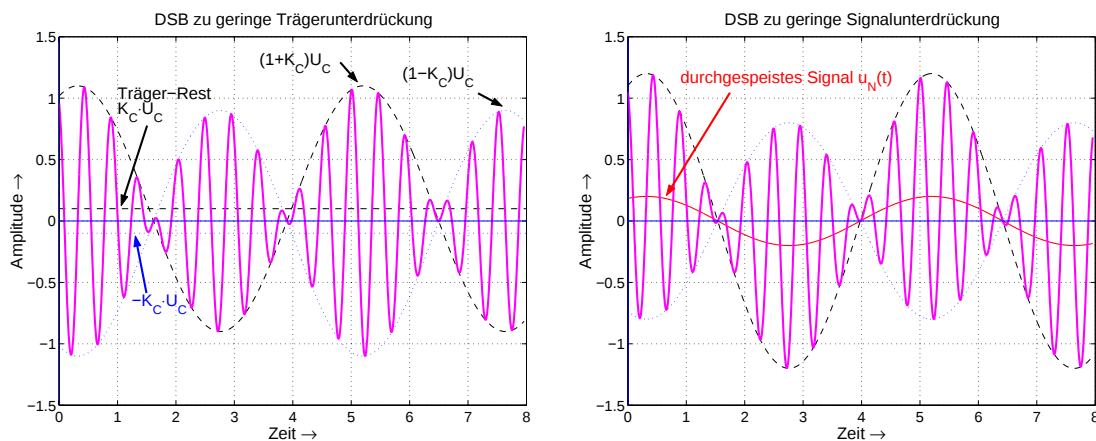


Bild 2.4: Ausgangs-Spannung eines DSB-Modulators mit 10% Träger-Durchspeisung (links); mit 20% Nachricht-Durchspeisung (rechts)

Die Spektren zu den 3 Fällen (Bild 2.3) für Cosinus-förmiges Nachrichtensignal zeigt Bild 2.5.

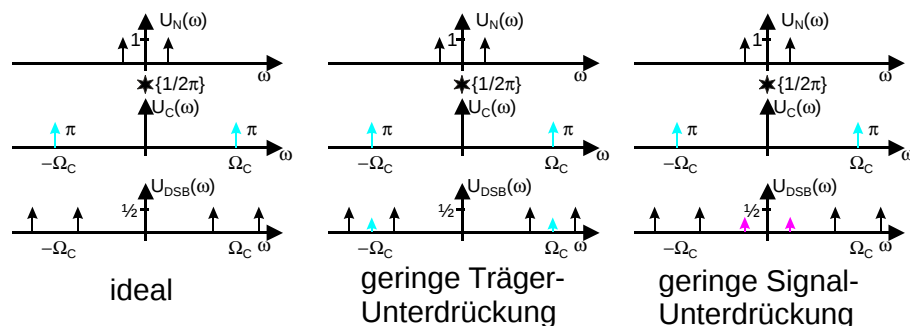


Bild 2.5: Spektren der Ausgangs-Spannung für Cosinus-förmiges Nachrichten-Signal

Wird die Ausgangs-Spannung Bandpaß-gefiltert, ist die durchgespeiste Nachrichten-Spannung anschließend unterdrückt.

2.3 Demodulation der DSB

Da bei DSB das Nachrichtensignal nicht durch eine Hüllkurven-Gleichrichtung wieder gewonnen werden kann, ist nur eine **synchrone Demodulation** mit einem **Frequenz- und Phasen-richtigen Hilfsträger** möglich, wobei Frequenz und Phase mit den Werten im Sender (Modulator) übereinstimmen müssen.^{2.2} Zunächst wird vorausgesetzt, daß dieser Hilfsträger vorhanden sein soll.

Wird eine AM oder eine DSB mit einem *in der Frequenz & Phase richtigen* (empfangsseitigen) Hilfsträger $u_h(t) = \hat{U}_h \cos(\Omega_C t + \varphi)$ multipliziert, so läßt sich aus dem Produkt mittels eines Tiefpaß-Filters (LPF *low pass filter*) wieder die NF herausfiltern, Bild 2.6. Diese Art der Demodulation heißt **Synchrone Demodulation**. Für DSB ist dies die einzig mögliche Demodulationsart.

Die Darstellung in Bild 2.6 entspricht einer direkten Demodulation der Hochfrequenz-Schwingung (Synchro-Empfänger).^{2.3}

Bei traditionellen Empfängern ist dieser Multiplizierer hinter der letzten ZF-Stufe. Die Bedingungen für den Hilfsträger beziehen sich dann auf die Verhältnisse in der ZF.

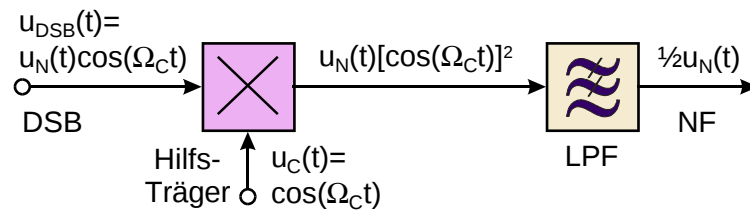


Bild 2.6: Blockschaltbild des multiplikativen Demodulators

Im nächsten Bild sind die Zeitfunktionen dargestellt, die bei der synchronen Demodulation einer DSB entstehen, Bild 2.7. Man erkennt die Auswirkung des Phasenwinkels des Hilfsträgers.

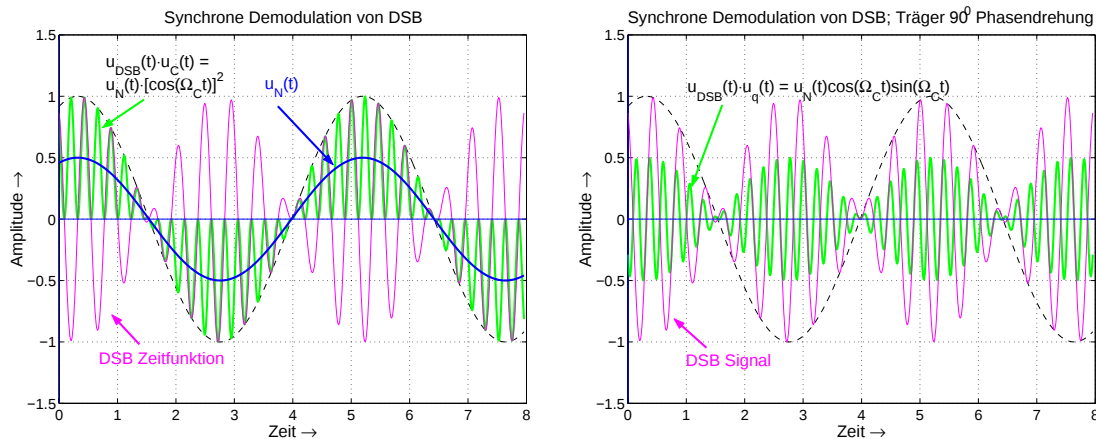


Bild 2.7: Zeitverläufe bei der multiplikativen Demodulation von DSB: (links) Hilfsträger ist phasenrichtig; (rechts) Hilfsträger ist 90° phasenverschoben: es gibt kein demoduliertes Nachrichtensignal $u_N(t)$

Die Wichtigkeit der Bedingungen für den Hilfsträger $u_h(t)$, nämlich **frequenz- und phasenrichtig** zu sein, sieht man auch, wenn man den Demodulations-Vorgang im Frequenzbereich betrachtet. Aus der Multiplikation des Zeitbereichs wird dann eine Faltung, Bild 2.8. Wie man erkennt, setzt sich die demodulierte Nachricht aus 2 spektralen Anteilen zusammen, welche sich addieren. Durch eine Tiefpaß-Filterung (LPF *low pass filter*) erhält man dann die Nachricht zurück.

^{2.2}In der Praxis wird dies mit Hilfe eines Phasen-Regelkreises (*phase locked loop*, PLL) erreicht.

^{2.3}Diese Art wird heute zunehmend bei Mobilfunk-Empfängern angewendet, wobei dann allerdings eine Quadratur-Demodulation erfolgt.

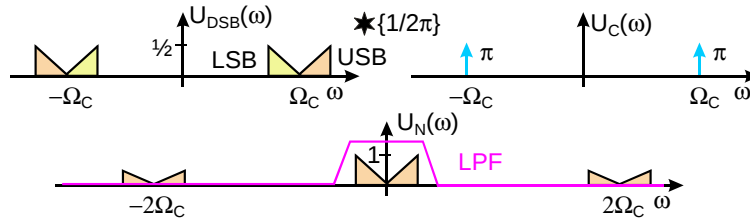


Bild 2.8: Der multiplikative Demodulator im Frequenzbereich: Der Hilfssträger ist in der Frequenz und Phase richtig.

Als Gegenbeispiel soll der Fall betrachtet werden, bei dem der empfangsseitige Hilfssträger zwar Frequenz-richtig ist, aber um 90° in der Phase gedreht ist, Bild 2.9. Es entsteht kein demoduliertes Signal.

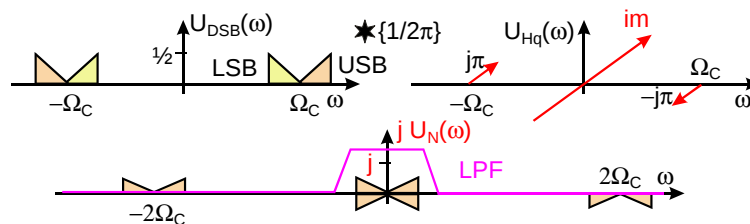


Bild 2.9: Der multiplikative Demodulator im Frequenzbereich; Der Hilfssträger ist Frequenz-richtig, aber um 90° in der Phase gedreht. Dadurch wird das Ausgangssignal zu Null.

Die beiden Anteile der demodulierten Nachricht ergeben sich hier mit gegensätzlichem Vorzeichen, wodurch es zu einer Löschung kommt. Damit erhält man kein demoduliertes Signal $u_N(t)$.^{2.4}

2.4 Träger-Rückgewinnung für DSB

2.4.1 Frequenz-Verdopplung

Im DSB-Signal ist kein Träger vorhanden, der ausgefiltert werden könnte. Abhilfe schafft hier, das DSB-Signal auf einen Quadrierer zu geben. Ein Quadrierer ist technisch ein Multiplizierer, der an beiden Eingängen das gleiche Signal erhält. Am Ausgang des Quadrierers erhält man:

$$[u_N(t) \cos(\Omega_C t)]^2 = \frac{u_N^2(t)}{2} \{1 + \cos(2\Omega_C t)\} \quad (2.5)$$

Mit Hilfe eines schmalen Filters auf $2\Omega_C$ läßt sich nun eine Cos-Schwingung auf der *doppelten Trägerfrequenz* ausfiltern, z.B. mit einem Bandpaß-Filter oder einer PLL (*phase locked loop*, Phasen-Regelschleife).

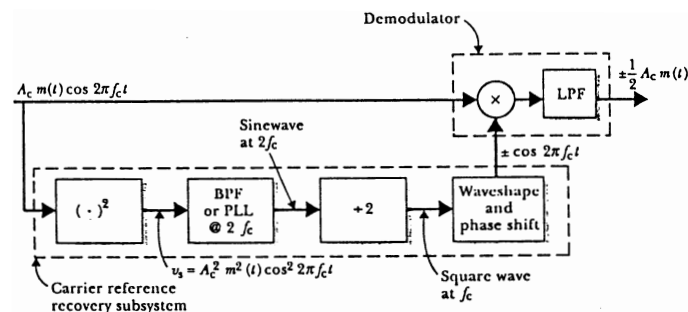


Bild 2.10: Träger-Rückgewinnung durch Frequenz-Verdopplung und synchrone Demodulation von DSB

^{2.4}Diese Orthogonalität ist der Schlüssel zu der QDSB, bei welcher sowohl ein Cosinus- als auch ein Sinus-Träger zum Einsatz kommt. Die Orthogonalität gestattet die empfangsseitige Trennung der Modulationsanteile.

Die Frequenz $2\Omega_C$ dieser Schwingung muß halbiert werden (z.B. binärer Teiler 2:1), wodurch sich eine mäanderförmige Trägerschwingung ergibt, Bild 2.10. Wird diese Kurvenform durch ein Filter verrundet, muß die dadurch entstehende Phasendrehung wieder ausgeglichen werden.

Aufgrund des Binär-Teilers besteht für den rückgewonnenen Hilfsträger eine **Phasen-Unsicherheit** von π . Bei einer NF als Nachrichtensignal ist dies unerheblich, da man dies nicht hört. Ist das Nachrichtensignal ein Datensignal, ergäbe sich dann 100% Fehler. Das ist jedoch kein Problem, weil mit Hilfe eines Synchronwortes auf die richtige Phasenlage umgeschaltet werden kann.

2.4.2 Costas-Loop

Sind die beiden Seitenbänder der DSB identisch, kann der Träger mittels einer Phasen-Regelschleife zurückgewonnen werden, Bild 2.11.

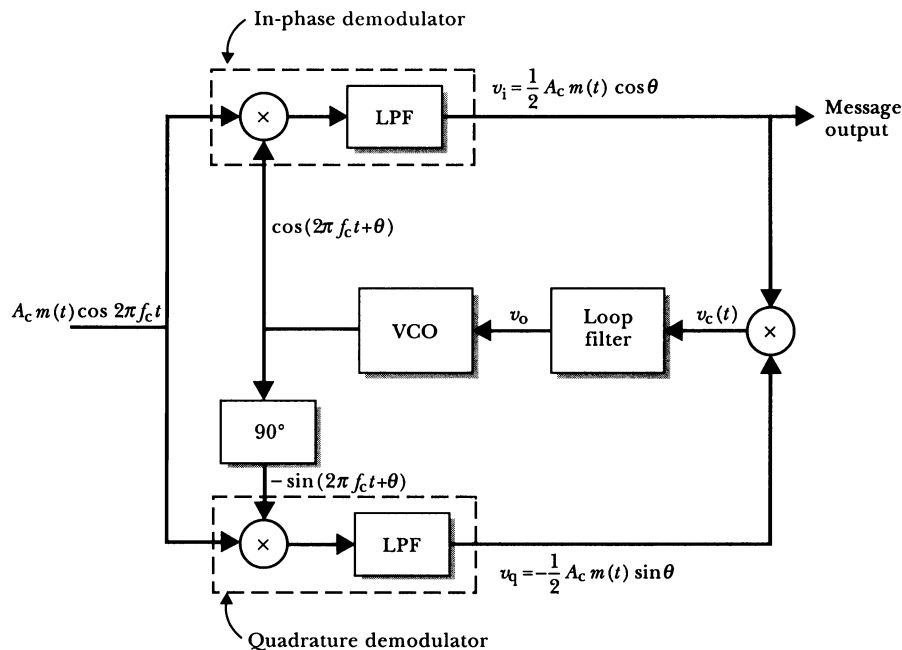


Bild 2.11: Costas Loop zur Träger-Rückgewinnung und synchroner Demodulation von DSB

Die Costas-Loop (Regelschleife) enthält einen „In-Phasen Demodulator“ und einen „Quadratur Demodulator“. Der I-Demodulator liefert das demodulierte Signal. Der Q-Demodulator bildet zusammen mit dem Spannungs-gesteuerten Oszillator (VCO *voltage controlled oscillator*) eine Phasen-Regelschleife (PLL *phase locked loop*). Stimmen Frequenz und Phasenwinkel überein, d.h. $\theta = 0$, so wird im Q-Demodulator eine Cos-Schwingung mit einer Sin-Schwingung multipliziert. Dabei entsteht kein Gleichanteil, weil der $\sin(0) = 0$ ist. Daher entsteht auch keine Nachstimmspannung. Diese entsteht, im Vorzeichen abhängig vom Vorzeichen von θ , wenn sich der Phasenwinkel θ ändert. Nun ist aber die Ausgangsspannung des Q-Demodulators auch noch durch das Nachrichtensignal (hier $m(t)$) beeinflusst und damit eine Wechselgröße, die nicht unmittelbar als Nachstimmspannung geeignet ist. Abhilfe schafft hier, diese Ausgangsspannung mit der Ausgangsspannung des I-Demodulators zu multiplizieren. Damit erhält man die quadrierte Spannung, $m(t)^2$, die einen Gleichanteil enthält, der durch das Loop-Filter (Regler) noch von dem verbleibenden Wechselanteil befreit wird. Damit steht eine vorzeichenrichtige Nachstimmspannung zur Verfügung.

Die Costas-Loop hat ebenfalls eine Phasenunsicherheit von π . Ist die Phase um π falsch, wechseln beide Spannungen v_i und v_q das Vorzeichen. Das Vorzeichen von v_c hinter dem (rechten) Multiplizierer ändert sich dadurch nicht, weshalb die Costas-Loop auch dann einrasten kann.

2.5 Anwendungen von DSB im UKW-FM-Rundfunk: Stereo-Übertragung

Bei der Einführung des UKW-Rundfunks wählte man die Frequenz-Modulation weil die Sender (und die Empfänger) auf den (damals hohen) Frequenzen (von 88 — 100 MHz) nicht genügend frequenz-stabil waren und

man daher ein breites Kanal-Raster (300 KHz) wählen mußte. Zusätzlich verbessert sich das empfangsseitige Signal/Geräusch-Verhältnis bei einer breitbandigen Modulation. Als die Sender und Empfänger frequenz-stabiler wurden, hatte man nun Bandbreite „übrig“. Nun hatte man den Platz um in Stereo zu übertragen. Aus Gründen der Kompatibilität konnte man aber an der Art der Mono-Übertragung nichts ändern. Aus diesem Grunde wählte man ein Verfahren aus, das die benötigte Information mit Hilfe einer DSB dicht oberhalb des bisherigen NF-Bandes überträgt.

Bezüglich der UKW-Übertragung handelt es sich in diesem Punkt um eine **hierarchische Modulation**: NF $\rightarrow$ DSB $\rightarrow$ FM. Dadurch entsteht für den FM-Sender eine neue Modulationsspannung, bestehend aus dem bisherigen NF-Band, dieser DSB und einem zusätzlichen „Pilot-Ton“, den man zur Gewinnung des Frequenz- und Phasen-richtigen Hilfsträgers für die Demodulation der DSB braucht. Die Auswertung des Pilot-Tons ist einfacher als die Methoden in Kapitel 2.4. Bild 2.12 zeigt die Aufbereitungsschaltung für das Stereo-Signal.

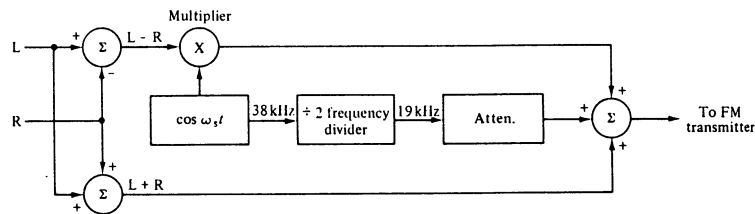


Bild 2.12: Aufbereitung der Modulationsspannung für eine Stereo-Übertragung

Ein Mono-Empfänger muß aus Kompatibilitäts-Gründen das Summensignal $u_s = L + R$ erhalten. Damit besteht für diesen kein Unterschied gegenüber einem Monosignal und man hat folgende Verhältnisse:

$$u_s = L + R ; u_d = L - R \quad (2.6)$$

Dieser Vorgang wird auch „Matrizierung“ genannt. Die Rückgewinnung (De-Matrizierung) der links- und rechts-Signale erfolgt damit zu:

$$L = \frac{u_s + u_d}{2} ; R = \frac{u_s - u_d}{2} \quad (2.7)$$

Das Differenz-Signal u_d wird mit einem 38 KHz-Träger DSB-moduliert. Es enthält damit ein unteres und ein oberes Seitenband, wodurch dieser Spektralanteil von 23 KHz bis 53 KHz reicht. Zur empfangsseitigen Träger-Rückgewinnung für die Demodulation der DSB wird ein „Pilot“ von $f_p = 19\text{ KHz}$ übertragen. Das gesamte, so entstandene Modulationssignal des FM-Senders wird „Multiplex-Signal“ (MPX) genannt, Bild 2.13.

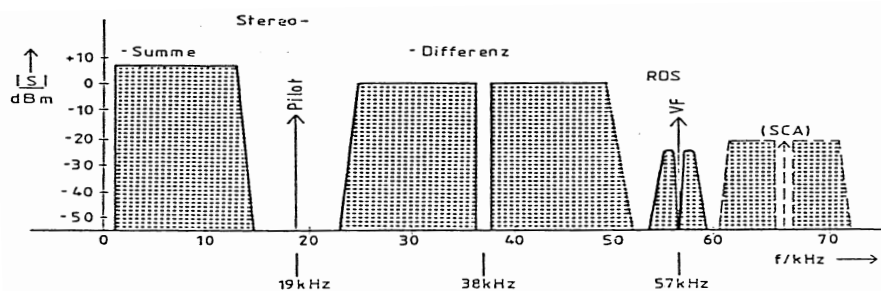


Bild 2.13: Spektrum des Multiplex-Signals, bestehend aus Summensignal, Stereo-Pilot, Differenz-Signal, Verkehrsfunk-Pilot (VF), Radiodaten-Signal (RDS), Zusatz-Signal: SCA (optional)

Bei der empfangsseitigen Wiederaufbereitung des demodulierten FM-Signals ist zunächst das DSB-Signal zu demodulieren, wodurch das Differenz-Signal $u_d = L - R$ verfügbar wird. Gemäß Gleichung (2.7) kann man damit die beiden Stereo-Kanäle L & R zurückgewinnen. Die Demodulation der DSB im Zusammenhang mit der Dematrizierung wird auch Stereo-Decodierung genannt. Die Schaltung zur Demodulation des Differenz-Signal $u_d = L - R$ zeigt Bild 2.14. Zur Träger-Rückgewinnung wird eine PLL verwendet, die mit Hilfe des Piloten synchronisiert wird. PLL-Stereo-Decoder sind als IC erhältlich.

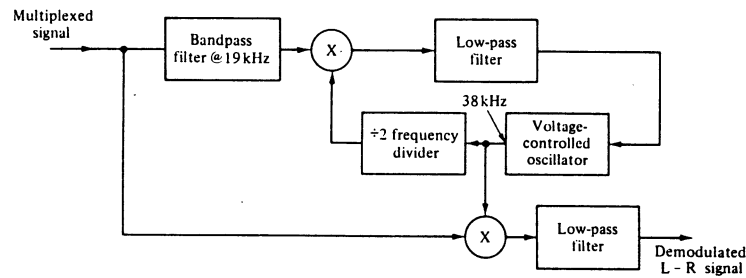


Bild 2.14: Demodulation des Differenz-Signal $u_d = L - R$ mit Träger-Rückgewinnung über eine PLL

2.6 Analoges und digitales Nachrichten-Signal

Die DSB hat als wichtigste Anwendung die Digitale Übertragung. Wegen des Phasensprungs von π wird sie dort dann als 2PSK oder BPSK (PSK: *phase shift keying*) bezeichnet.^{2.5}

2.6.1 Analoges Nachrichten-Signal

Ist $u_N(t)$ ein **analoges** Nachrichten-Signal (Sprache, Musik etc.), so steckt die Information in der **Hüllkurve** von DSB und AM, wie man sofort sieht. Die Rückgewinnung der Information (Demodulation) ist

- einfach bei AM: Hüllkurve abtasten mit einer Gleichrichterschaltung ($\leadsto$ Detektor): **asynchrone Demodulation**.

Nulldurchgänge der Hüllkurve müssen unbedingt vermieden werden. Die Frequenz Ω_C und der Nullphasenwinkel φ des Trägers sind dabei belanglos.

- kompliziert bei DSB; eine Abtastung der Hüllkurve genügt nicht. Zur Demodulation sind ein frequenz- und phasenrichtiger Hilfsträger und ein Multiplizierer erforderlich: **synchrone Demodulation**.

Da bei analogen Nachrichten-Signalen die Information bei diesen Modulationen in der **Hüllkurve** steckt, sind diese Modulationen **empfindlich gegenüber Störungen** (z.B. durch Rauschen, Knacken, andere Sender, Verzerrungen im Übertragungs-Kanal etc.).

2.6.2 Digitales Nachrichten-Signal

Ist $u_N(t)$ ein **digitales** Signal (z.B. verrundetes binäres bipolares Datensignal), so steckt die Binär-Information in der **Phase der Trägerschwingung der DSB**.

Der Phasen-Sprung um π in der Trägerschwingung kommt dadurch zustande, daß $u_N(t)$ sein Vorzeichen wechselt, Bild 2.1. In der Digital-Technik heißt die Modulation deswegen **Phase Shift Keying** (PSK, Phasen-Umtastung).

- In der Digitaltechnik werden die Signale i.a. nur **zum Abtastzeitpunkt** betrachtet. Hat sich dann die Phase der Schwingung geändert, spricht man von Phasen-Umtastung.

Hierbei bleibt unberücksichtigt, wie es zu der Phasenänderung gekommen ist. Diese **Unschärfe in der Bezeichnung** ist oft ein **Grund für Verwechslungen der Modulationsarten**. Übertragungstechnisch ist PSK jedoch keine Phasenmodulation (PM), sondern eine DSB, obwohl in so mancher Literaturstelle die PSK explizit mit „phase modulation“ bezeichnet wird.

Da die (digitale) **Information in der Phase** der modulierten Schwingung steckt, ist sie sehr **unempfindlich** (robust) **gegenüber Störungen**. Die übertragene Information ist pro Zeitabschnitt (Symboldauer) nur ein (bzw. mehrere) Bit — und damit deutlich weniger als im analogen Fall. Daraus resultiert die geringere Störanfälligkeit.

Die Demodulation ist aufwendig und erfordert

- eine empfangsseitige Hilfsträgerschwingung, die in Frequenz Ω_C und Phasenlage φ mit dem senderseitigen Träger übereinstimmt und einen Multiplizierer (synchrone Demodulation).

^{2.5}Phase Shift Keying wird in der Literatur (fälschlicherweise) oft auch als *digital phase modulation* bezeichnet.

Den Phasensprung um π sieht man besonders deutlich bei *unverrundeten* Datensignalen, Bild 2.15. Da bei unverrundeten Datensignalen keine Schwankung in der Hüllkurve der DSB erkennbar ist, kann DSB in diesem speziellen Fall tatsächlich mit einer Phasenmodulation (PM) verwechselt werden.

- Bei **DSB** ist der Phasensprung immer **exakt** π , während bei einer **Phasenmodulation (PM)**^{2.6} mit unverrundetem Datensignal die **Größe des Phasensprungs von der Amplitude des Datensignals abhängt**. Ein Wert von exakt π ist so nur schwer erreichbar.
- Bei **verrundetem Datensignal** erhält man bei DSB nach wie vor einen Phasensprung von exakt π , während bei **PM** dagegen ein **allmählicher Phasenübergang** und kein Sprung entsteht.
- Bei verrundetem Datensignal ist die Hüllkurve der DSB entsprechend geformt, während die PM eine konstante Hüllkurve aufweist.

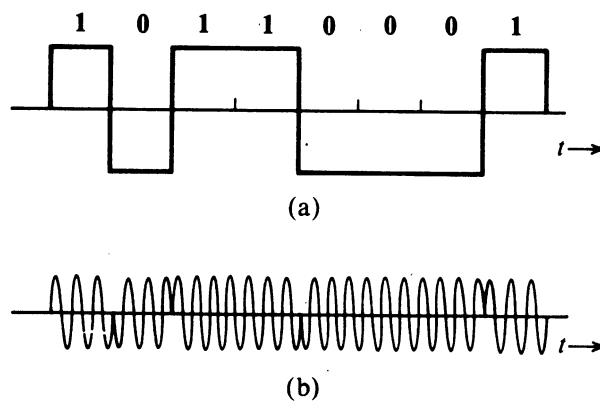


Bild 2.15: DSB-Signal mit unverrundetem Datensignal kann mit einer Phasenmodulation (PM) verwechselt werden, zumal die Bezeichnung hierfür Phase-Shift-Keying (PSK) ist.

2.7 Verkehrsfunk & Radio-Daten im UKW Rundfunk

Oberhalb der DSB des Differenz-Signals ist im Multiplex(MPX)-Spektrum (des UKW FM Rundfunks) noch genügend Platz vorhanden, um noch weitere Dienste unterzubringen, denn die nominelle FM-Bandbreite darf ± 75 KHz sein, entsprechend zur ursprünglichen Festlegung.

Hier wurde zunächst der Verkehrsfunk bei 57 KHz eingerichtet. Der Verkehrsfunk (VF) ist ein AM-Signal mit Cos-förmiger Modulation (ca. 23 Hz - 60 Hz für die Bereichskennung, 125 Hz für die Durchsagekennung). Die genauen Frequenzen ergeben sich aus einer Frequenzteilung aus dem 57 KHz-Träger. Deshalb sind es „krumme“ Frequenzen. Die Verkehrsfunk-Kennung wurde zu Gunsten von RDS mittlerweile abgeschaltet.

Die Radio-Daten (RDS) sind ein digitaler Dienst, der 1983 entwickelt wurde, zur Übertragung von:

PS: Senderkennung (Rundfunk-Anstalt)

PI: Programm-Kennung (1., 2., 3., ... Programm)

PTY: Programm-Typ (Musik, Nachrichten, etc)

PIN: Programmbeitrags-Kennung

MS: Musik/Sprache-Kennung

AF: Alternative Frequenzen (für das selbe Programm)

TP: Programm mit Verkehrsnachrichten

TA: Durchsage-Kennung (Verkehrsfunk, VF)

^{2.6}Die Phasen-Modulation und die damit verwandte Frequenz-Modulation wird im Kapitel „FM-PM“ behandelt.

EON: Enhanced other Network (Für Verkehrsdurchsagen wird auf ein entsprechendes Programm umgeschaltet.)

TMC: Traffic Message Channel, TMC (codierte Verkehrsinformationen)

RT: Radiotext

TDC: Transparenter Daten-Kanal

IH: Inhouse Informationen (Rundfunk-interne Informationen)

Hierfür stehen ca. 1,2 KBit/sec als Datenrate zur Verfügung. Die Informationen werden zyklisch wiederholt, weil von einem Empfänger ohne Speicher-Möglichkeit ausgegangen wurde. PS & PI müssen daher alle 100 ms gesendet werden, damit der Empfänger beim Suchlauf sofort anzeigen kann, was er aufgrund der Empfangsfeldstärke gefunden hat.

Im MPX-Spektrum war nur noch eine Lücke bei 57 KHz, um die Datenübertragung unterzubringen. Aus Kompatibilitätsgründen durfte aber der (damals) bestehende Verkehrsfunk-Dienst (auf 57 KHz) hierdurch nicht gestört werden. Es blieb daher nur (eine zum VF) orthogonale Modulation übrig. Daher wurde eine DSB-Modulation gewählt, die mit einem zum VF-Träger orthogonalen (um 90° in seiner Phase gedrehten) Träger erzeugt wird. Als Datenübertragung wird dies mit 2PSK (oder BPSK *binary phase shift keying*) bezeichnet.

Als **Leitungs-Codierung** für die Daten wird das **Biphase-Format** verwendet. Bei der Biphase-Codierung gibt es 2 Phasenzustände (des 57 KHz-HF-Trägers) pro ursprünglichem Bit. Dieses Format hat folgende **Vorteile**:

- Jedes Biphase-codierte Bit enthält eine Taktflanke, wodurch die Takt-Rückgewinnung einfach wird.
- Da das Biphase-Symbol **reell ungerade** ist, ist dessen Spektralverteilung **imaginär ungerade** — und damit 0 bei der Frequenz 0 und zusätzlich um 90° gegen das VF Spektrum in der Phase gedreht.
- Für das Spektrum des **modulierten** Biphase-Symbols ist damit eine Nullstelle bei 57 KHz, d.h. an der Stelle des VF-Signals. Dadurch wird das VF-Signal auch bei solchen Empfängern nicht gestört, die die Orthogonalität nicht perfekt einhalten.

Die Symbolform des verrundeten BIPHASE-Symbols ist mit Hilfe ihrer Spektraldichte definiert.

$$F_{\text{Biphase}}(\omega) = j \cos[\omega\pi/(2\omega_g)] \cdot \sin[\omega\pi/\omega_g] \cdot \Pi_{\omega_g}(\omega) \quad \text{Spektral-Dichte des RDS Symbols} \quad (2.8)$$

Bild 2.16 zeigt das verrundete Biphase-Symbol und dessen Spektralverteilung.

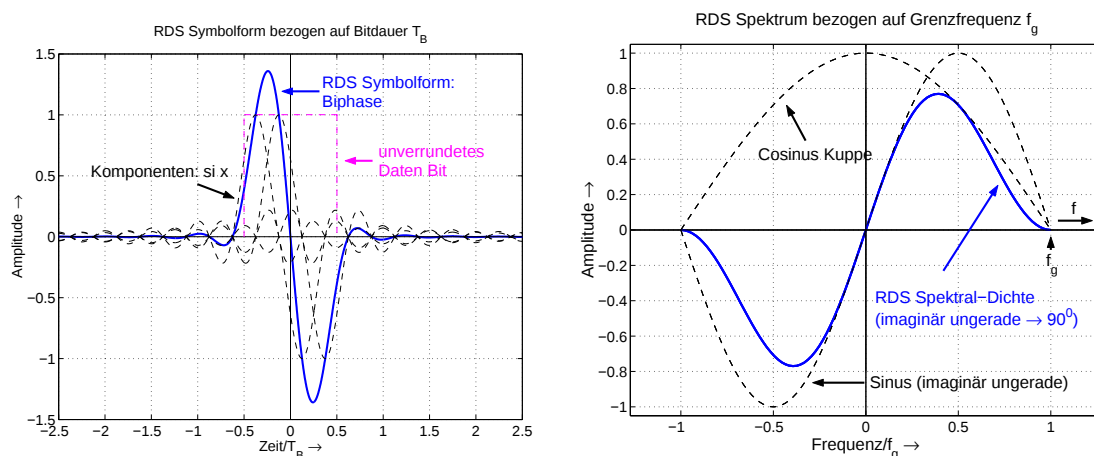


Bild 2.16: Verrundetes RDS Biphase-Symbol und dessen Spektraldichte(imaginär: 90°)

Das Biphase-Format hat auch einen **Nachteil**: Bei der Umcodierung vom NRZ-Format^{2.7} zum Biphase-Format entstehen 2 Teile von halber Breite des ursprünglichen Bits. Damit ist die Spektralverteilung von

^{2.7}NRZ (*non return to zero*) bedeutet bei einem unipolaren Datensignal, daß es innerhalb der Bit-Dauer (einer 1) nicht auf 0 zurückgeht. Für eine Übertragung verwendet man (aus Gründen der Leistung) ein bipolares Signal, NRZ-Format bedeutet hier, daß nur die Zustände ± 1 vorkommen (bipolares Signal). Bei RZ-Signalen (RZ *return to zero*) kommt auch noch der Zustand 0 innerhalb der halben Bit-Dauer vor.

Biphase-codierten Daten doppelt so breit wie die von NRZ-Daten. Bei gegebener Bandbreite (wie in diesem Fall) kann man dann nur die halbe Datenrate (verglichen mit NRZ) übertragen.

Das SCA-Signal ist ein DSB-Signal zur Übertragung von Hintergrund-Musik. Die SCA-Übertragung wird nur in den USA angewendet. In Deutschland ist dieser Frequenzbereich für eine Datenübertragung vorgesehen.^{2,8}

3 Quadratur-Doppel-Seitenband-Modulation QDSB

Bei QDSB werden 2 zu einander **orthogonale** Trägerschwingungen ($\cos(\Omega_C t)$; $\sin(\Omega_C t)$) verwendet und jede dieser Trägerschwingung DSB moduliert. Die Nachricht $u_{N_i}(t)$ im **I-Zweig** (I: in Phase) wird auf den Cosinus-Träger $\cos(\Omega_C t)$ und die Nachricht $u_{N_q}(t)$ im **Q-Zweig** (Q: Quadratur-Phase 90°) auf den Sinus-Träger $\sin(\Omega_C t)$ moduliert. I&Q beziehen sich somit auf die Phasen der jeweiligen Träger.

3.1 QDSB Blockschaltung

Bild 3.1 ist das Blockschaltbild für eine QDSB Modulation und Demodulation sowie das Prinzipschaltbild sehr vieler Digitalen Übertragungen.

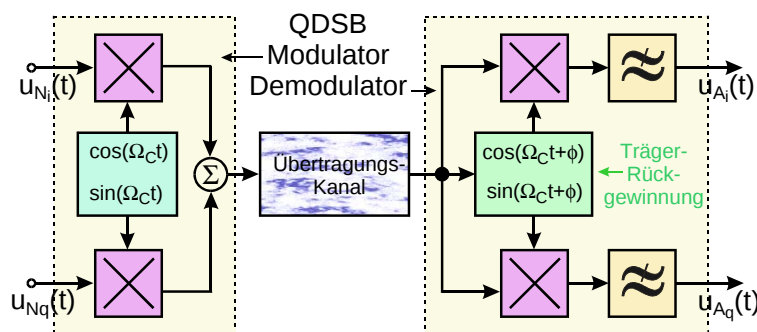


Bild 3.1: Blockschaltbild für eine QDSB-Übertragung. I/Q Modulator & Demodulator.

Das Signal am Ausgang des **QDSB-Modulators** ist:

$$u_{\text{QDSB}}(t) = u_{N_i}(t) \cdot \cos(\Omega_C t) + u_{N_q}(t) \cdot \sin(\Omega_C t) = A(t) \cos[\Omega_C t + \varphi(t)] \quad \text{QDSB Modulation} \quad (3.1)$$

Hierbei sind:

$$A(t) = \sqrt{[u_{N_i}(t)]^2 + [u_{N_q}(t)]^2}; \quad \varphi(t) = -\arctan \left\{ \frac{u_{N_q}(t)}{u_{N_i}(t)} \right\} \quad (3.2)$$

Das QDSB-Signal $u_{\text{QDSB}}(t)$ ist also sowohl in seiner **Amplitude** $A(t)$, als auch in seiner **Phase** $\varphi(t)$ **moduliert**. Der Zeitverlauf der Phase $\varphi(t)$ ist jedoch **nicht proportional** zu $u_{N_i}(t)$ noch zu $u_{N_q}(t)$. Schließlich wurde bei der Modulation nicht in die Winkel, sondern in die Amplituden von Cosinus- und Sinus-Träger eingegriffen. QDSB und die daraus abgeleiteten Digitalen Modulationen sind deswegen **keine Phasen-Modulationen** (im übertragungstechnischen Sinn)^{3,1} und werden deshalb auch nicht mit Hilfe von Phasen-Modulatoren erzeugt.

Auf der **Empfänger-Seite** müssen die beiden Hilfsträger Frequenz- und Phasen-richtig aus dem empfangenen QDSB-Signal zurückgewonnen werden: **Träger-Rückgewinnung** (*carrier recovery*).^{3,2} Bei einer praktischen Realisierung ist das ein erheblicher Aufwand. Hier soll zunächst wieder angenommen werden, daß die Rückgewinnung erfolgt sei.

^{2,8}Falls sich dies vermarkten läßt!

^{3,1}In der Literatur wird oftmals von „phase modulation“ gesprochen, was zu Mißverständnissen führen kann.

^{3,2}**Achtung:** Auf der Modulator-Seite wird bei manchen Anwendungen statt $\sin(\Omega_C t)$ auch $-\sin(\Omega_C t)$ verwendet. Auf der Demodulator-Seite ist dann dieses Vorzeichen zu beachten! Manche Autoren verwenden sogar (im Sender) den Sinus-Träger im I-Zweig und den Cosinus-Träger im Q-Zweig. Auch das ist dann für den Demodulator zu berücksichtigen! Insbesondere bei der Einführung neuer Systeme (z.B. DAB, DVB-T, DRM) können sonst entsprechende Probleme entstehen: Empfänger der Firma F funktioniert nur mit Sender der Firma F, nicht jedoch mit Sendern der Firmen D oder G. Und jeder glaubt, sich genau an die Vorgaben von ITU bzw. ETSI gehalten zu haben, aber die Anderen hätten ja wohl einen Fehler gemacht...

Es wird angenommen, daß die Frequenz Ω_C exakt zurückgewonnen wird, jedoch beim Phasenwinkel ein (kleiner) Fehler Φ besteht.^{3.3}

Nach dem Multiplizierer im I-Zweig des Empfängers entsteht das Signal:

$$\begin{aligned} u_{\text{QDSB}}(t) \cdot \cos(\Omega_C t + \Phi) &= [u_{N_i}(t) \cdot \cos(\Omega_C t) + u_{N_q}(t) \cdot \sin(\Omega_C t)] \cdot \cos(\Omega_C t + \Phi) \\ &= u_{N_i}(t) \cdot \cos(\Omega_C t) \cdot \cos(\Omega_C t + \Phi) + u_{N_q}(t) \cdot \sin(\Omega_C t) \cdot \cos(\Omega_C t + \Phi) \\ &= \frac{1}{2} u_{N_i}(t) [\underbrace{\cos(\Phi) + \cos(2\Omega_C t + \Phi)}_{\text{hochfrequent}}] + \frac{1}{2} u_{N_q}(t) [\underbrace{\sin(\Phi) + \sin(2\Omega_C t + \Phi)}_{\text{hochfrequent}}] \end{aligned} \quad (3.3)$$

Die beiden hochfrequenten Anteile werden durch das Tiefpaß-Filter unterdrückt und erscheinen nicht im Ausgangs-Signal $u_{A_i}(t)$ des I-Zweiges.

$$u_{A_i}(t) = \frac{1}{2} u_{N_i}(t) \cos(\Phi) + \frac{1}{2} u_{N_q}(t) \sin(\Phi) \approx \frac{1}{2} u_{N_i}(t) + \underbrace{0.5 u_{N_q}(t) \Phi}_{\text{Fehlersignal}} \quad \text{für } \Phi \ll 1 \quad (3.4)$$

Im Q-Zweig ergeben sich gleichartige Verhältnisse.

$$u_{A_q}(t) = \frac{1}{2} u_{N_i}(t) \sin(\Phi) + \frac{1}{2} u_{N_q}(t) \cos(\Phi) \approx \underbrace{0.5 u_{N_i}(t) \Phi}_{\text{Fehlersignal}} + \frac{1}{2} u_{N_q}(t) \quad \text{für } \Phi \ll 1 \quad (3.5)$$

Haben die empfangsseitigen Hilfsträger einen Phasenfehler $\Phi \neq 0$, ergeben sich dadurch Übersprechen zwischen dem I- und dem Q-Zweig. Für $\Phi = 0$ erhält man:

$$u_{A_i}(t) = \frac{1}{2} u_{N_i}(t); \quad u_{A_q}(t) = \frac{1}{2} u_{N_q}(t) \quad \text{ideale QDSB-Demodulation} \quad (3.6)$$

3.2 Farbübertragung im analogen Fernsehen

Das Fernsehbild hat eine Zeilen-Struktur. Nach jeder Zeile springt der Strahl zum Anfang der nächsten Zeile zurück. Hierfür müssen vom TV-Sender periodische Steuer-Signale (Austast & Synchron) übertragen werden. Das übertragene Bild-Signal enthält dadurch eine kräftige periodische Komponente. Im Spektrum des Bild-Signals findet man daher eine ausgeprägte Linien-Struktur: äquidistante Linien (im Abstand der Zeilenfrequenz), die ihrerseits noch Seitenlinien aufweisen, worin der Bildinhalt steckt. Analysiert man die Spektralverteilung genauer, so zeigt es sich, daß zwischen den (äquidistanten) Linien-Anhäufungen noch Lücken bestehen, in denen man die Farbinformationen übertragen kann. Bild 3.2 zeigt einen Ausschnitt des TV-Spektrums. Die gestrichelten Anteile stellen die Farbinformationen dar.

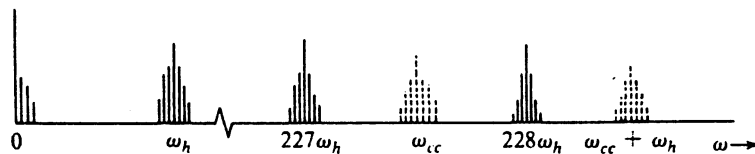


Bild 3.2: Ausschnitt aus einem Spektrum eines Fernsehbildes. Die gestrichelten Linien gehören zur Farbinformation.

Aus Gründen der Kompatibilität zu den zuerst vorhandenen schwarz-weiß (SW) Geräten, muß aus den Aufnahme-farben (Rot, Grün, Blau) ein Helligkeitssignal Y gebildet werden, das die SW-Geräte auswerten.

$$Y = 0,3 R + 0,59 G + 0,11 B \quad ; \quad \text{Helligkeit: Luminanz} \quad (3.7)$$

$$U = \frac{B - Y}{2,03} \quad ; \quad \text{Farbe 1} \quad (3.8)$$

$$V = \frac{R - Y}{1,14} \quad ; \quad \text{Farbe 2} \quad (3.9)$$

^{3.3}Dies entspricht den praktischen Verhältnissen unter Verwendung einer PLL.

Da insgesamt 3 Farbinformationen erforderlich sind, überträgt man für die Farb-Geräte noch 2 Farb-Signale U & V . Aus Y, U, V wird dann im Farbempfänger R, G, B zurückgewonnen.

Bild 3.3 zeigt das Prinzip einer TV-Farbübertragung.

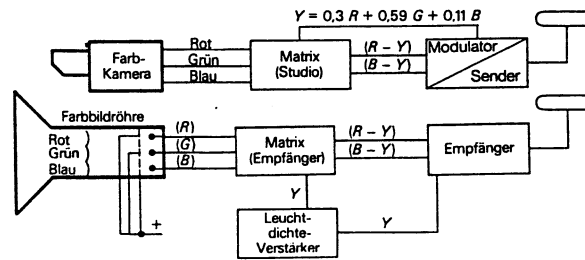


Bild 3.3: Prinzip einer Farbübertragung im Fernsehen; Die Farbinformation wird als QDSB übertragen.

Für die beiden Farbinformationen steht jedoch im Spektrum des TV-Bildes nur ein **gemeinsamer Platz** zur Verfügung. Daher muß eine **orthogonale** Modulation (U mit Cos-Träger, V mit Sin-Träger) verwendet werden. Somit entsteht eine Quadratur-DSB (QDSB) $F = F_u + jF_v$ für die Farbinformation. Der empfangsseitige (frequenz- & phasen-richtige) Hilfsträger wird aus dem **Farb-Burst** gewonnen. Dabei synchronisiert der Burst den empfangsseitigen Hilfsoszillator, der dann die Lücken zwischen den Bursts überbrückt. Hierfür wird eine PLL verwendet, deren Regelschleife nur während des Bursts geschlossen wird (**getastete Regelung**).^{3,4} Werden die Farbsignale mit einem Hilfsträger demoduliert, der die Phasenbedingungen nicht erfüllt, ergeben sich Farb-Verfälschungen. Phasendifferenzen entstehen ausbreitungsbedingt.

Beim (amerikanischen) NTSC-Verfahren^{3,5} benötigt man empfangsseitig einen entsprechenden Einstellknopf. Das PAL-Verfahren gleicht die Phasendifferenz dadurch aus, daß Zeilen zwischengespeichert und anschließend subtrahiert werden, wodurch sich die Phasendifferenzen aufheben.

3.3 Datenübertragung mit höherstufigen Digital-Modulationen

Die QPSK und QAM Modulationen sind übertragungstechnisch QDSB-Modulationen.^{3,6} Wendet man nun eine Quadratur-DSB (QDSB) auf verrundete Datensignale bzw. Datensymbole an, erhält man höherstufige Digital-Modulationen. Bild 3.4 zeigt den Prototypen eines digitalen QDSB Modulators.^{3,7}

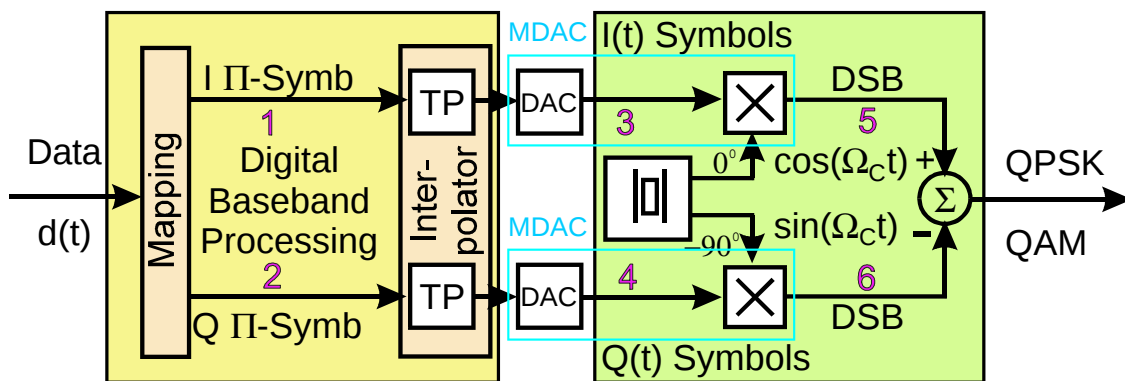


Bild 3.4: Blockschaltbild des Digitalen Modulators; linker Teil: Digitale Signalverarbeitung im Basisband (I- & Q-Zweig), rechter Teil: analoger I/Q-Modulator, dazwischen: DA-Wandler DAC; DAC und Multiplizierer können in einem multiplizierenden DAC: MDAC zusammengefaßt werden.

Ein Digitaler Modulator besteht stets aus einer Digitalen Signalverarbeitung im Basisband, D/A-Wandlern

^{3,4}Dem Farb-Burst entspricht bei einer digitalen Übertragung eine Synchron-Sequenz (Trainings-Sequenz, Test-Sequenz, usw.).

^{3,5}NTSC: „never the same colour“

^{3,6}Eine Anwendung für eine 2PSK ist das RDS-Signal im UKW-Rundfunk.

^{3,7}Hier wird im I-Zweig der Träger $-\sin(\Omega_c t)$ verwendet: Subtraktion am Summenpunkt Σ .

und einem analogen I/Q-Modulator. Die D/A-Wandlung und die nachfolgende Multiplikation können zu einem **multiplizierenden D/A-Wandler** (MDAC, *multiplicating digital analog converter*) zusammengefaßt werden.^{3.8} Das Mapping, das ist die Aufteilung des einlaufenden Datenstromes in Symbole des I- bzw. Q-Zweiges, legt fest, welche Digitale Modulations-Art entsteht. Mit dieser Blockstruktur lassen sich folgende Digitalen Modulationen erzeugen:

- QPSK, 4PSK, 8PSK, usw. (*phase shift keying*)
- DQPSK, usw. (*differential quadrature phase shift keying*)
- 4QAM, 16QAM, 32QAM, 64QAM, 128QAM, 256QAM, usw. (*quadratur amplitude modulation*)
- 12APSK, 16APSK, 64APSK, usw. (*amplitude phase shift keying*)
- weitere phantasievolle Konstellationen

Mit der **Mapping-Vorschrift** legt man fest, welche **Art von Digitaler Modulation** entstehen soll.

3.3.1 QPSK & OQPSK

Im einfachsten Fall verteilt man die Daten nach folgendem Schema, wodurch Binär-Symbole entstehen.^{3.9}

- alle ungeraden Bits (1. 3. 5. usw.) → I-Zweig
- alle geraden Bits (2. 4. 6. usw.) → Q-Zweig

Nun hat man für die Länge $T_S = 2T_b$ der Binär-Symbole in den Zweigen doppelt so viel Zeit, wie im eingehenden Datenstrom zur Verfügung. Daher reduziert sich der Bandbreitenbedarf dieser Übertragung (4PSK, QPSK, QAM) um den Faktor 2 gegenüber dem Bedarf, den eine 2PSK für den gleichen Datenstrom haben würde.

Die Symbole müssen für die Übertragung verrundet werden (Daten-Formung). Dies geschieht in den digitalen Tiefpaß-Filtern durch Abtastraten-Erhöhung (*up sampling*) oder Interpolation.

Verzögert (*delay*) man den Bitstrom im Q-Zweig um die Zeit T_b eines Bits des Eingangs-Datenstroms, ergeben sich im I-Zweig und im Q-Zweig nicht gleichzeitige Nulldurchgänge der Hüllkurve des QDSB-Signals und seine Hüllkurve ändert sich nur noch um den Faktor $1/\sqrt{2}$. Die QPSK wird damit zur OQPSK (*offset QPSK*), Bild 3.5. Der Serien→Parallel-Wandler ist eine andere Bezeichnung für den Mapper (*to map*: abbilden) in Bild 3.4.

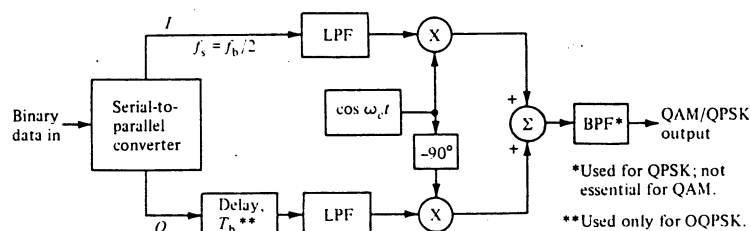


Bild 3.5: Blockschaltbild eines QDSB/QPSK Modulators (Delay = 0) bzw. OQPSK Modulators (Delay = T_b)

Die in Bild 3.5 benutzte Methode der Verrundung (Bandbegrenzung) der Datensymbole mit Hilfe von analogen Tiefpässen, bzw. eines analogen Bandpasses am Ausgang, entspricht dem Stand der Technik aus den frühen '80er Jahren. Die digitale Signalverarbeitung war — in Ermangelung schneller Prozessoren — noch nicht in der Lage, die erforderliche Verrundung in Echtzeit durchzuführen. Analog geformte Datensymbole haben — aufgrund der physikalischen Eigenschaften der analogen Filter — keine Spiegel-Symmetrie und damit keine ideale Form.

^{3.8}Die I/Q-Modulation läßt sich auch noch im Basisband digital ausführen. Dann wird jedoch das D/A-gewandelte Signal mit einem analogen Mischer auf die Sendefrequenz hochgemischt.

^{3.9}Bei einer Datenübertragung sind die Bits immer durchnummeriert, weil sonst deren Bedeutung nicht bekannt ist. Es muß also immer ein Zähler mitlaufen, der vom Synchronwort zurückgesetzt wird.

Als Ausweg bot sich die folgende Methode an. In einem EPROM werden die (zuvor offline berechneten) Stützwerte für die verrundeten Symbole (Bild 2.16, Seite 26) abgelegt und der einlaufende Datenstrom wird als Teil-Adresse zum Auslesen benutzt. Hierbei müssen vor- & nachlaufende Bits mitberücksichtigt werden, da die verrundeten Symbole breiter sind als die Bits, weil das Spektrum endlich breit sein soll (Zeit-Bandbreiten-Gesetz). Mit Hilfe eines Zählers werden dann die Stützwerte für die Datensymbole ausgelesen (2. Teiladresse). Im einfachsten Fall können die Stützwerte sogar gleich in modulierter Form abgelegt werden.^{3,10} Nach dieser Methode wurde z.B. 1983 der RDS Encoder realisiert. Die Struktur dieses Modulators ist sehr universell anwendbar, da die genauen Eigenschaften des Modulators durch den Inhalt des EPROMS bestimmt werden, Bild 3.6.

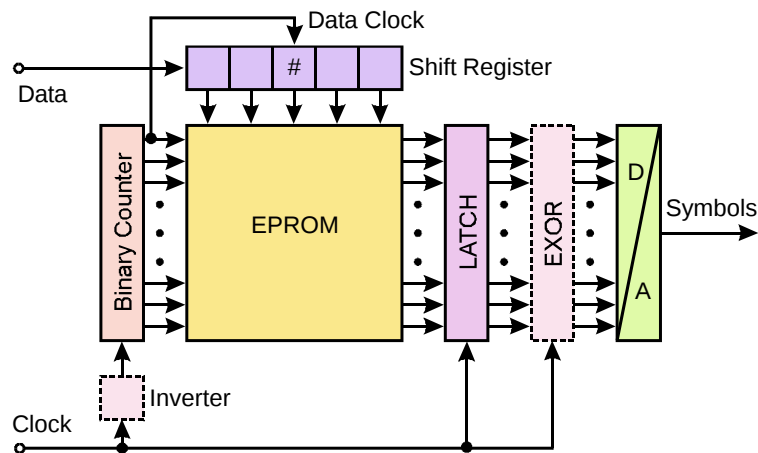


Bild 3.6: Blockschaltbild des RDS EPROM-Modulators

Hier kann z.B. auch eine Code-Wandlung NRZ $\rightarrow$ BIPHASE enthalten sein, wie z.B. beim RDS-Modulator. Aufgrund der Adressierung des EPROMS mit Hilfe des Datenstroms lassen sich aber auch (für andere Anwendungen) mehrere BITS zu Symbolen zusammenfassen, so daß auch höherwertige PSK- oder QAM-Modulationen erzeugt werden können.

3.3.2 Höherstufige Digitale Modulationen

Faßt man je 3 Bits zusammen, kann man damit 8 Zustände adressieren (8PSK), bei 4 Bits 16 Zustände (16QAM), usw. bis 512QAM. Man erhält somit höherwertige Datensymbole. Die erforderliche Bandbreite für die Übertragung reduziert sich im gleichen Maße wie Bits zu Symbolen zusammengefaßt werden. Die Symbole unterscheiden sich in ihrer **Amplitude und in der Phase der sie ausfüllenden HF-Schwingung**.

Man kann so einen höheren Datenstrom übertragen, und das mit unveränderter Bandbreite auf der Übertragungsseite. Dem Vorteil eines geringeren Bandbreitenbedarfs steht der Nachteil einer geringeren Störfestigkeit gegenüber, denn bei gegebener Sendeleistung ist der „Abstand“ zwischen den Symbolen bzw. zwischen den Punkten des Phasensterns um so geringer und damit die Gefahr einer Verwechslung um so größer, je höherstufig die Modulation ist.

Auch wenn, wie in den beiden letzten Beispielen jetzt von „Quadratur-Amplituden-Modulation“ gesprochen wird, handelt es sich übertragungstechnisch tatsächlich um eine QDSB.

3.3.3 Vektor-Diagramme & Phasensterne

Werden die verrundeten Datensymbole im I Zweig und im Q Zweig vor den DSB-Modulatoren (Multiplizierer) herausgeführt und auf den x bzw. den y Eingang eines Oszilloskops gegeben, erhält man die Vektor-Diagramme der digitalen Modulationen, Bild 3.7. Die Ortskurve von $A(t)$ wird als **komplexe Einhüllende** des modulierten Signals bezeichnet.

Bild 3.8 zeigt als Beispiele die Vektordiagramme von QPSK und OQPSK wie diese im Modulator auftreten, wenn eine Wurzel-Cosinus Roll-Off Verrundung vorliegt, sowie die Formen hinter dem Empfangsfilter (Ausgangssignale des Empfängers), wo insgesamt eine Cosinus Roll-Off Verrundung entsteht.

^{3,10}Ansonsten kann z.B. auch mittels eines EXORS moduliert werden.

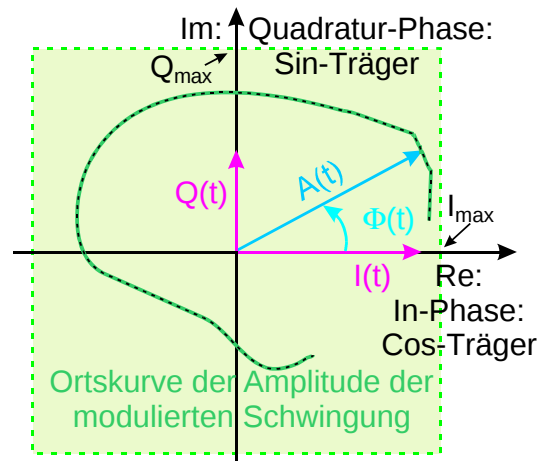


Bild 3.7: Ortskurve (Ausschnitt) der I/Q-Modulation; komplexe Einhüllende der Modulation $\Rightarrow$ Vektor-Diagramm

Im Empfänger werden die Datensymbole mit Hilfe eines Symbol-Taktes abgetastet, der in Frequenz und Phase **synchronisiert** werden muß. Man erhält dann für QPSK und OQPSK 4 Positionen, wo sich die Datenpunkte befinden können, in diesem Fall auf den $\pm 45^\circ$ Winkelhalbierenden. Es ist auch üblich, nur die Sollpositionen für die Datenpunkte mittels Punkten zu markieren. Man kommt damit zu den **Phasen-Sternen** oder Phasen-Zuständen, die für die digitalen Modulationen charakteristisch sind, Bild 3.9.

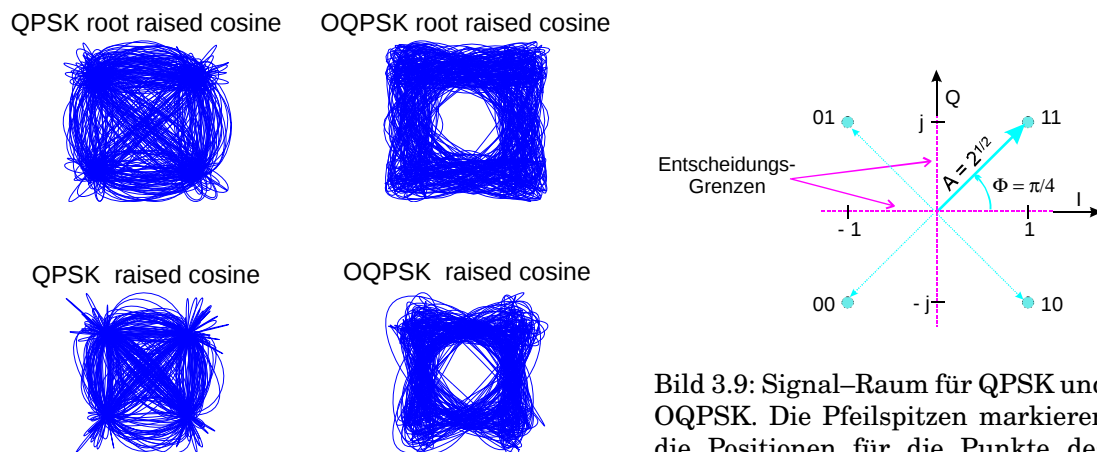


Bild 3.8: Vektor-Diagramme von QPSK und OQPSK (Senderseite: *root raised cosine*; Empfängerseite: *raised cosine*)

Bild 3.9: Signal-Raum für QPSK und OQPSK. Die Pfeilspitzen markieren die Positionen für die Punkte des Phasensterns. Die Daten sind Grey codiert.

Beschränkt man sich auf die Betrachtung des Phasen-Sterns, also auf die Verhältnisse zur Zeit der Abtast-Zeitpunkte, Bild 3.9, so sieht man nur, daß die Amplitude $A(t)$ jeweils konstant ist, der Phasenwinkel Φ sich aber von Abtast-Zeitpunkt zu Abtast-Zeitpunkt geändert hat. Diese (verkürzte) Betrachtungsweise führt dann direkt zur Namensgebung „*quadrature phase shift keying*“ (QPSK, 4PSK) für diese Art der digitalen Modulation.

4 Der Übertragungskanal

Der Übertragungskanal verhält sich in den einzelnen Frequenz-Bereichen, in denen Amplituden-Modulationen angewendet werden, sehr unterschiedlich. Amplitudenmodulierte Signale (analog: AM; digital: PSK, QAM, COFDM) werden u.a. auf folgenden Frequenzen übertragen:

- Langwelle: (LW) 150 KHz – 285 KHz (AM-Rundfunk, DRM, 9 KHz Raster)

- Mittelwelle: (MW) 525 KHz – 1605 KHz (AM-Rundfunk, DRM, 9 KHz Raster)
- Kurzwelle: (KW) 3,2 MHz – 26,1 MHz (AM-Rundfunk, DRM [10 KHz Raster], SSB-Nachrichtensender, Faksimile, Fernschreiben, Datenübertragung, Morsen)
- Ultrakurzwelle: (UKW) ca. 120 MHz (Flugfunk)
- Mikrowelle: ca. 1 GHz – 60 GHz (Mobilfunk, ..PSK-Digitalübertragung über Richtfunkstrecken & Satelliten)

Auf den Mikrowellen-Kanälen zu den Satelliten besteht praktisch immer Freiraumausbreitung („*himm-lische Kanäle*“). Dagegen sind die terrestrischen Ausbreitungseigenschaften und auf den tieferen Frequenzen durch Mehrfachwege und entsprechende Echos & Interferenzen (Löschungen) sowie durch zeitliche Veränderlichkeit infolge des Doppler-Effektes gekennzeichnet.

4.1 Der Mobilfunk-Kanal

Der Mobilfunk-Kanal, Bild 4.1, ist gekennzeichnet durch

- **Mehrwege-Ausbreitung** (Echos). Die verschiedenen Empfangssignale haben dadurch unterschiedliche Verzögerungen (*delay*).
Dies führt auf **Frequenz-selektiven** Empfangs-Schwund (*fading*).
- **Doppler-Verschiebungen**. Diese entstehen durch die Bewegung von Sender oder Empfänger oder Reflektoren.
Dies führt zu **Zeit-selektivem** Empfangs-Schwund.

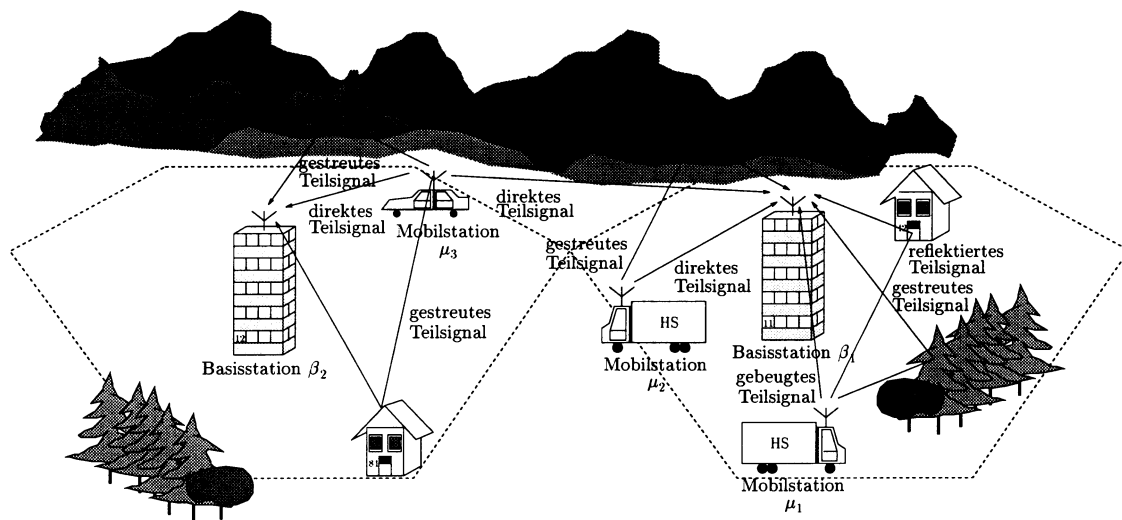


Bild 4.1: Typisches Szenario beim Mobilfunk. Mehrwege-Empfang und Doppler-Verschiebungen führen zu Schwund-Erscheinungen des Empfangs-Signals.

4.2 Der Funk-Kanal bis 30 MHz

Der Grund für die Mehrwegeausbreitung liegt (für Frequenzen bis ca. 30 MHz) in den in einigen hundert Kilometer über der Erdoberfläche vorhandenen ionisierten Gas-Schichten (E & F), an denen besonders für MW und KW Reflexionen auftreten. Bild 4.2 zeigt schematisch den Aufbau der Lufthülle der Erde.

Bei *Lang- und Längst-Wellen* breitet sich nur eine *Boden-Welle* aus. Es gibt praktisch keine *Raumwellen*. Der Raum zwischen Ionosphäre und Erdboden wirkt dann ähnlich wie ein Hohlleiter.

Bei *Mittelwellen* muß man zwischen der Ausbreitung bei Tage und bei Nacht unterscheiden. Bei Tage werden die Raumwellen in der Ionosphäre nicht reflektiert (sondern absorbiert). Damit ist tagsüber nur Nahempfang

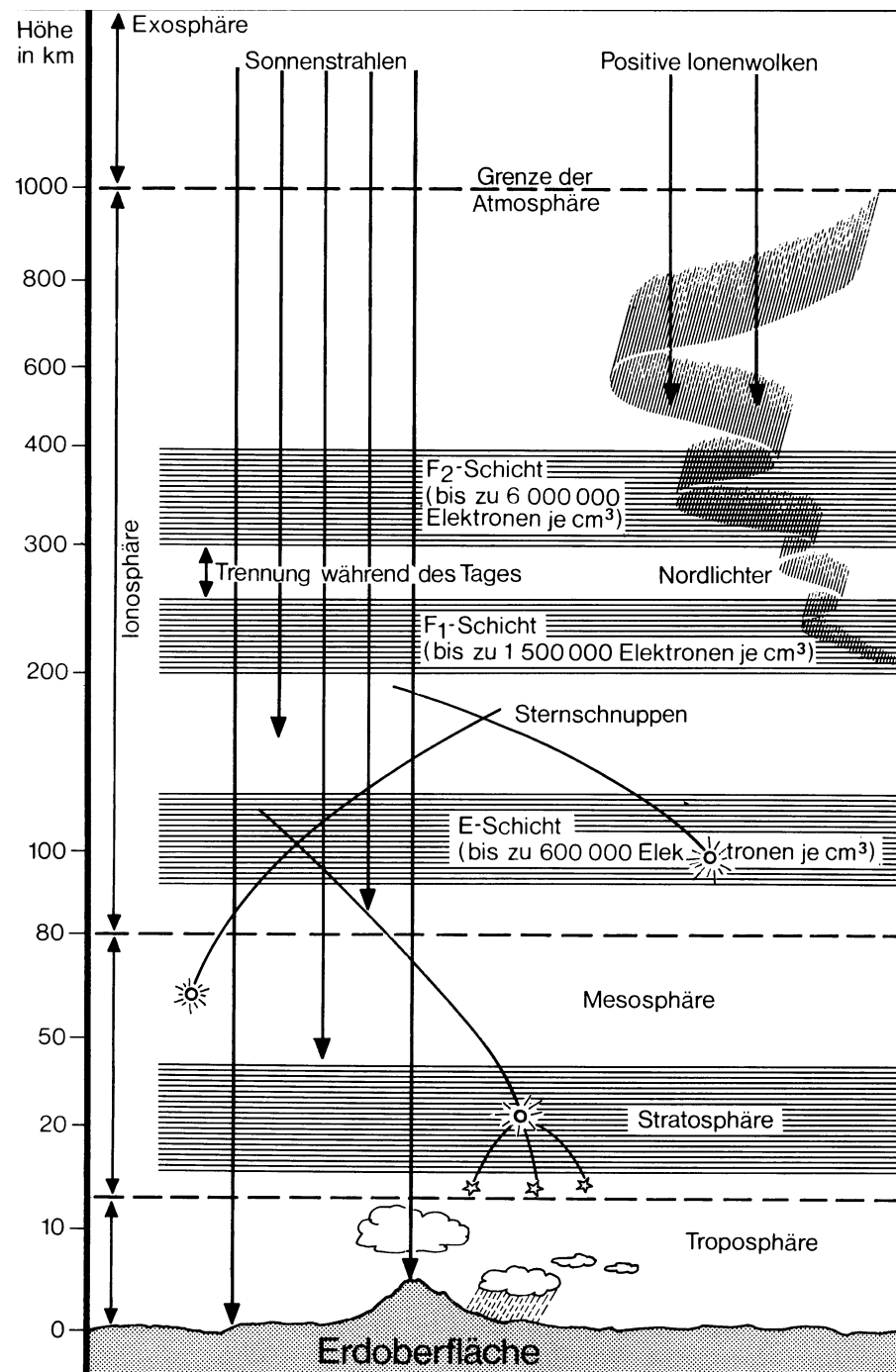


Bild 4.2: Schematische Gliederung der Lufthülle

(über die Bodenwelle) möglich. In der Nacht werden die Raumwellen reflektiert und bilden mit der Bodenwelle und unter einander Interferenzen. Die (störungsfreie) Nahempfangszone geht dadurch zurück. In der *Flutterzone* hat man — wie der Name sagt — starke Interferenzen, wodurch die Empfangsfeldstärke *flattert*, Bild 4.3. Dagegen ist der Empfang in der *Fernempfangszone* recht annehmbar, falls kein anderer Sender auf der gleichen Frequenz arbeitet und dadurch stört.

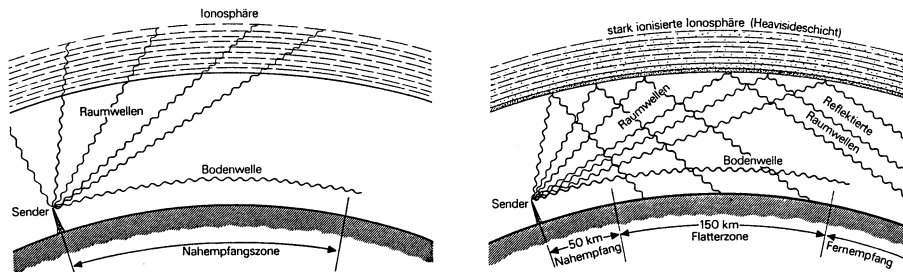


Bild 4.3: Mittelwellen-Ausbreitung am Tage und in der Nacht

Bei *Kurzwelle* wird die Bodenwelle sehr stark gedämpft, da sie infolge des Skineffektes nicht sehr weit in das (schlecht leitende) Erdreich eindringt. Die Bodenwelle spielt daher praktisch keine Rolle für die Versorgung. Die Reichweite der Bodenwellen ist ihrerseits wieder frequenzabhängig, d.h. für tiefere Frequenzen reicht die Bodenwelle weiter, weil die Ausbreitungsverluste durch Dämpfung im Erdreich geringer sind. Wie man aus Bild 4.4 sieht, existiert für KW eine „tote Zone“, bei der nichts empfangen werden kann, weil die *Boden-Welle* schon zu stark gedämpft ist und die *Raum-Wellen* noch nicht auftreten. Die Raumwellen kommen am Empfangsort über verschieden lange Wege an und interferieren dann (Fading). Bild 4.4 zeigt schematisch die Ausbreitungsverhältnisse bei KW. Nicht in diesem Bild eingezeichnet ist die Mehrfachreflexion bei KW: Die reflektierten Raumwellen werden am Boden erneut reflektiert und dann wieder an der Ionosphäre. Dies kann mehrfach geschehen, so daß man mit mehreren *hops* um die gesamte Erde herum kommen kann.

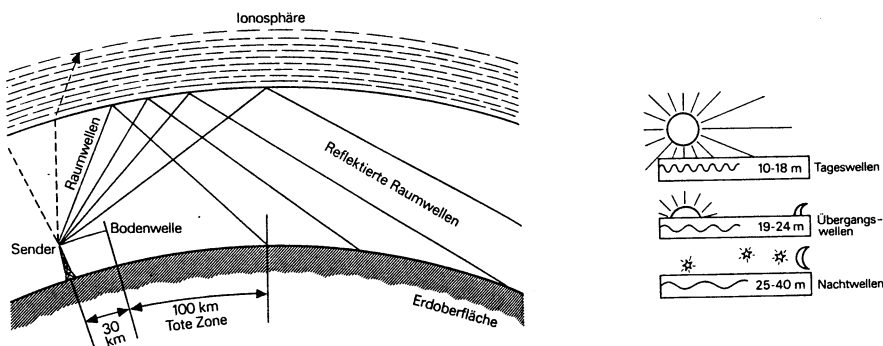


Bild 4.4: Prinzipielle Ausbreitungsverhältnisse auf Kurzwelle

Die Ionosphäre ist — im Unterschied zu der Darstellung in den vorausgegangenen Bildern — in ihrer Struktur mit Wolken vergleichbar, die der Wind über das Land treibt und damit wahrsten Sinne des Wortes *wetterwendisch*. Eine starke Abhängigkeit besteht zudem auch von der Sonneneinstrahlung (Tag/Nacht) und der Sonnenaktivität (Sonnenflecken). Es ist daher nicht verwunderlich, daß sich die Ausbreitungsverhältnisse ständig ändern. Die langsamen Änderungen haben z.B. zur Folge, daß bei KW am Tage andere Frequenzen benutzt werden müssen als in der Nacht. Die schnellen Änderungen führen auf Interferenz-Schwankungen.

Aufgrund dieser Ausbreitungsverhältnisse bei MW und KW treten damit erhebliche lineare Verzerrungen auf. Die schlimmste Auswirkung hat beim AM-Empfang der „**selektive Trägerschwund**“, weil dabei eine AM mit **Übermodulation** entsteht, die mit dem empfangsseitig üblichen *Hüllkurven-Demodulator* zu einer stark verzerrten Wiedergabe führt. Die automatische Verstärkungs-Regelung der Empfänger, die ihre Regelinformation von der Amplitude des Trägers ableitet, regelt den (üblichen) Empfänger bei Trägerschwund auf, so daß die Störungen damit auch noch besonders laut erscheinen. Abhilfe bietet (analog) z.B. SSB-Empfang, weil sich dabei ein selektiver Schwund in einem Seitenband nur als Klangverfärbung bemerkbar macht. SSB erfordert

einen empfangsseitigen Hilfsträger zur Demodulation und ist damit vom Trägerschwund unabhängig. Einige Weltempfänger sind für SSB-Empfang eingerichtet.

4.3 Auswirkung auf die digitale Übertragung

Bild 4.5 zeigt, wie sich die Interferenzen durch die unterschiedlichen & sich ständig ändernden Ausbreitungswege auf die verschiedenen Frequenz-Anteile (Träger & die beiden Seitenfrequenzen) einer AM-Übertragung auswirken. Die Interferenzen sind abhängig von der Wellenlänge. Da der Träger bzw. die beiden Seitenlinien unterschiedliche Wellenlängen haben, erleiden sie zu unterschiedlichen Zeiten Schwundseinbrüche.

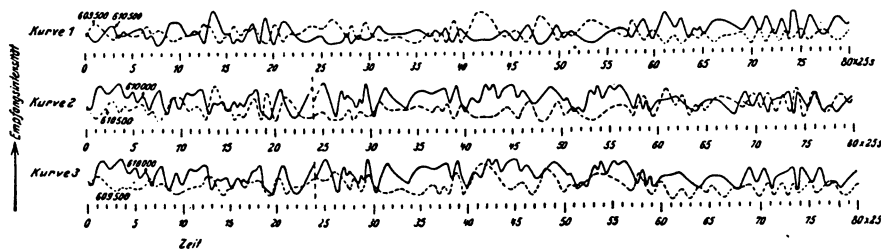


Bild 4.5: Beispiel für die zeitlichen Änderungen der Amplituden der Linien einer AM-Schwingung ($f_C = 610\text{ KHz}$, $f_N = 500\text{ Hz}$, selektive Messung). 1: USB —, LSB - - 2: Träger —, LSB - - 3: Träger —, USB - -

Aufgrund der langen Wegeunterschiede bei der Ausbreitung werden also bereits Frequenzanteile, die *sehr dicht bei einander* liegen, völlig unterschiedlich gedämpft (Zeit-Bandbreiten-Gesetz!) und, was das Beispiel nicht zeigt, in ihrer Phase gedreht.

Wird für die digitale Übertragung ein Mehrträgerverfahren (COFDM: *coded orthogonal frequency division multiplex*) angewendet, wie es bei DRM der Fall ist, so erkennt man aus Bild 4.5 beispielhaft, wie sehr die einzelnen Sub-Kanäle selektivem Fading unterworfen sind. Damit der Empfänger in einem solchen Fall die hochstufig modulierten Digitalsymbole (16 QAM, 64 QAM) korrekt demodulieren kann, muß dieser zunächst eine Vermessung (oder Schätzung) des Funkkanals vornehmen. Da die Empfangsfeldstärke in den Subkanälen über längere Zeitstrecken sehr stark absinken kann, entsteht eine relativ große Fehlerrate, die über die Codierung abgefangen werden muß.

Bei einer digitalen Übertragung mit einem Einträgerverfahren ist eine Entzerrung der empfangenen Symbolsymbole erforderlich. Die hierfür notwendige Kanalvermessung erfolgt mittels einer Trainings- oder Testsequenz. Diese ist dem Empfänger bekannt, weshalb er während diesen Zeitabschnitten seinen Entzerrer (Equalizer) abgleichen kann.

5 Modulatoren für AM & DSB

Als Modulatoren für die Amplituden-Modulationen werden Schaltungen benötigt, die eine Multiplikation von NF-Signal und HF-Träger ausführen. Der DSB-Modulator muß nur multiplizieren, während der AM-Modulator zusätzlich eine Trägerschwingung bereitstellen muß. Daraus folgenden die Blockschaltbilder für AM- bzw. DSB-Modulatoren, Bilder 1.2 (Seite 2) und 2.2 (Seite 18).

Bei einer Realisierung ist auch noch zu berücksichtigen, welche Leistung das modulierte Signal aufweisen soll. Dies kann von wenigen Milli-Watt (bei Meßsendern) bis zu mehreren Mega-Watt bei großen Rundfunksendern reichen. Im letzteren Fall ist der **Wirkungsgrad** von besonderem Interesse. Eine analoge Multiplikation verbietet sich hier, da die Verlustleistung zu groß würde. Deshalb arbeiten Modulatoren großer Leistung im **Schaltbetrieb**.

Die Addition des Trägers bei der AM kann im Falle geringer Leistung z.B. dadurch erfolgen, daß zu dem NF-Signal eine Gleichkomponente addiert wird, Bild 1.2 (links). Nachteilig ist hierbei, daß infolge der Gleichkomponente der (lineare) Arbeitsbereich des Multiplizierers eingeschränkt wird. Bei großer Leistung, aber auch dann, wenn der Signaleingang des Modulators keinen Gleichspannungspfad hat, muß der Träger (zu einer DSB) hinzuaddiert werden, Bild 1.2 (rechts).

5.1 Multiplizierer für kleine Leistungen

5.1.1 Signaleingang & Trägereingang analog

Es handelt sich um Modulatoren kleiner Leistung. Hierfür gibt es verschiedene Integrierte Schaltkreise, die als „echte“ Multiplizierer bezeichnet werden können.

- Steilheits-Multiplizierer
- logarithmierende Multiplizierer
- Zwei-Parabel-Multiplizierer

Die Steilheitsmultiplizierer erreichen Grenzfrequenzen von 10 – 50 MHz. Die anderen Ausführungen sind i.a. langsamer. Bild 5.1 zeigt das Blockschaltbild eines analogen Multiplizierers.

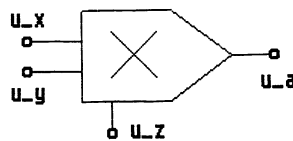


Bild 5.1: Blockschaltbild eines analogen Multiplizierers

Für die Ausgangsspannung $u_a(t)$ des analogen Multiplizierers gilt:

$$u_a(t) = \frac{u_x(t) \cdot u_y(t)}{u_z(t)} ; \quad |u| \leq 10V \quad (5.1)$$

Ist die Klemme für $u_z(t)$ von außen zugänglich, läßt sich das IC auch als Dividierer verwenden. Ansonsten ist $u_z = u_{\text{ref}} = 10V$ die „Modulator-Konstante“.

Allen analogen Multiplizierern ist gemeinsam, daß die Multiplikation mit einem Fehler von 1 bis 2 % behaftet ist. Man kommt daher in der Praxis um eine Bandpaß-Filterung des modulierten Signals nicht herum, da aufgrund des Fehlers unerwünschte Spektralanteile entstehen.

Wenn man aber sowieso ein Bandpaß-Filter auf der Trägerfrequenz am Modulatorausgang benötigt, kann der Trägereingang auch geschaltet werden.

5.1.2 Signaleingang analog, Trägereingang geschaltet

Hier bietet sich als Modulator der (multiplizierende) A/D-Wandler (DAC *digital analog converter*) an, bei dem das Nachrichten-Signal an den Referenz-Eingang und der Träger als binäres Signal (8 – 12 Bit breit) an die Digitaleingänge gelegt wird. Für kleine Leistungen kann hierfür ein DAC-IC verwendet werden, z.B. einen MDAC mit komplementären Stromausgängen. Über 2 Transistor Basis-Stufen (als Trennverstärker) kann dann unmittelbar ein (Gegentakt-) Schwingkreis mit der Mittenfrequenz Ω_C angesteuert werden, Bild 5.2.

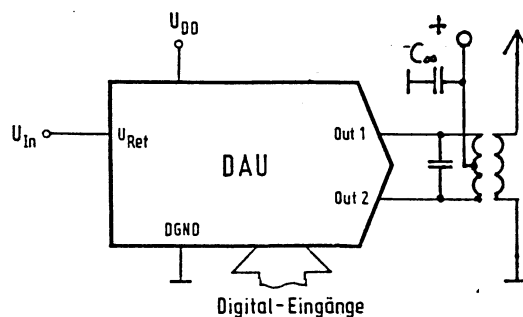


Bild 5.2: Beispiel für die Modulation mit einem DAC, Nachrichtensignal $u_N(t)$ wird der Referenz-Spannung u_{Ref} überlagert $\leadsto$ AM; $u_N(t)$ mit $u_{\text{Ref}} = 0 \leadsto$ DSB; Träger digital, Werte z.B. aus EPROM ausgelesen; Schwingkreis auf Ω_C abgestimmt.

5.1.3 Signaleingang digital, Trägereingang analog

Diese Vertauschung der beiden Eingänge bringt folgendes Problem: Die digital erzeugte NF-Spannung ist treppenförmig. Hierdurch entstehen

- eine $\frac{\sin(x)}{x}$ -Gewichtung im Spektrum.
- Spektralanteile bei Vielfachen der Abtastfrequenz, die sich durch den Schwingkreis nur schlecht filtern lassen, weil sie zu dicht bei der Trägerfrequenz liegen, Bild 5.3.

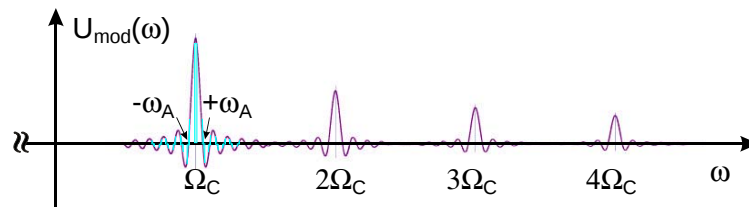


Bild 5.3: Spektrum am Ausgang des MDAU, rechts und links des Nutz-Spektrums auf Ω_C treten im Abstand $\pm\omega_A$ (und Vielfachen davon) Störanteile auf, die von der DA-Wandlung herrühren. Falls der HF-Träger Oberwellen hat, gibt es entsprechende Anteile auch bei Vielfachen der Trägerfrequenz.

Abhilfe bringt in diesem Fall

- eine Überabtastung (Oversampling) mit Frequenzen von $\omega_A = \Omega_C/n$; $n = 1, 2, 3$ je nach Trägerfrequenz. Größenordnung $f_A \approx 500\text{KHz}$ für eine Anwendung auf der Mittelwelle ($520\text{KHz} \leq f_C \leq 1602\text{KHz}$).
- die Überlagerung einer hochfrequenten Dreiecks-Spannung $u_d(t)$ (Dither-Spannung; *to dither*: schwanken) zur NF. Die Amplitude von $u_d(t)$ ist nur wenige LSB (*least significant bit*) groß und die Frequenz $1/4$ der Abtastfrequenz ω_A . Hierdurch wird erreicht, daß das Quantisierungs-Geräusch frequenzmäßig so weit wie möglich von der Trägerfrequenz weg ist^{5.1} und durch den Schwingkreis damit weggefiltert werden kann.

5.2 Schalt-Modulatoren für kleine Leistung

5.2.1 Analyse der Umpolfunktion

Umpolfunktion $f_u(t)$ seien rechteckförmig und periodisch. Damit folgt, daß die Spektralverteilung jeweils linienförmig ist, wobei die Liniengröße sich aufgrund einer $\frac{\sin(x)}{x}$ -förmigen Hüllkurve ergibt, 5.4.

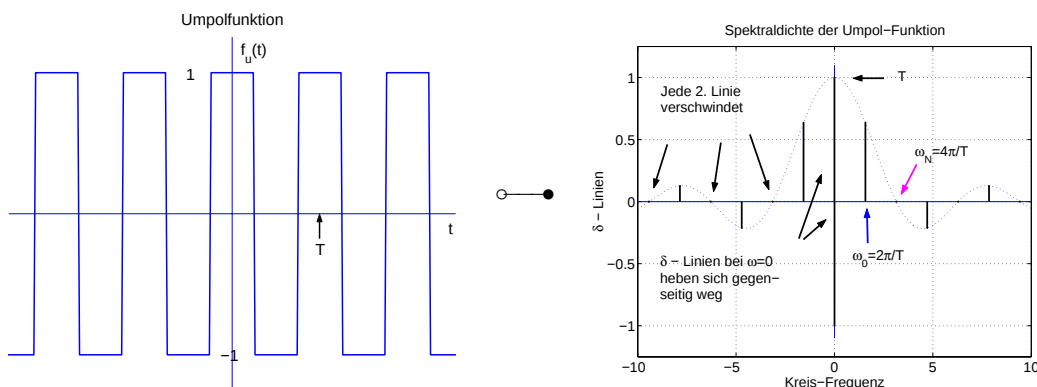


Bild 5.4: Die Umpolfunktion und deren Spektraldichte

Hierbei ist angenommen, daß bei der

^{5.1}Dies entspricht einer digitalen Filterung des Quantisierungsgeräusches.

- Umpolfunktion „Puls“ = „Pause“, also das Tastverhältnis 1:1 ist. Dadurch verschwinden im Spektrum alle Linien bei geradzahligem Vielfachen der Trägerfrequenz.

Das Spektrum der Umpolfunktion hat also nur Linien bei den ungeradzahligem Vielfachen der Trägerfrequenz Ω_C . Dies trifft in der Praxis auf alle Umpolmodulatoren (näherungsweise) zu.

In der Praxis entsteht die Umpolfunktion $f_{up}(t)$ aus einer übersteuerten Cos-Schwingung. Sie hat daher keine ideale Rechteckform, sondern eher näherungsweise eine **Trapez-Form**, Bild 5.5.

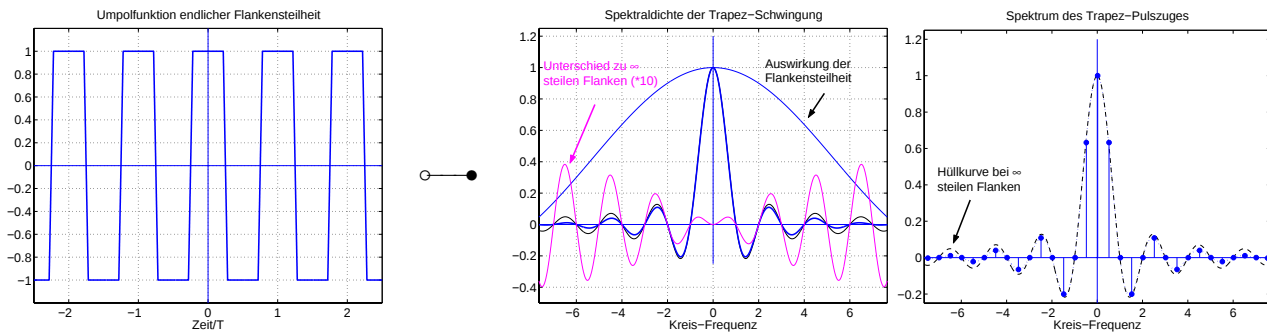


Bild 5.5: Umpolfunktion mit trapezförmigen Flanken und deren Spektrum

Die Anstiegsdauer der Trapez-Flanken sei t_r . Damit kann man sich die trapezförmige Umpolfunktion $f_{up}(t)$ aus der rechteckförmigen Umpolfunktion $f_u(t)$ mittels der Faltung eines Rechtecks $\frac{1}{t_r} \Pi_{t_r/2}(t)$ entstanden denken. Demzufolge entsteht im Spektrum eine si-Gewichtung.

$$f_{up}(t) = f_u(t) * \frac{1}{t_r} \Pi_{t_r/2}(t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad F_{up}(\omega) = F_u(\omega) \cdot \frac{\sin(\omega t_r/2)}{\omega t_r/2} \quad (5.2)$$

Die Linien auf den ungeradzahligem Vielfachen der Trägerfrequenz Ω_C werden bei einer praktischen Umpolfunktion dadurch kleiner als im theoretischen Fall. Die Breite der Flanken ist in diesem Beispiel zu 1/8 der Periode des HF Trägers angenommen. Der Unterschied zwischen ∞ steilen und endlich steilen Flanken ist im mittleren Bild mit einer Vergrößerung um den Faktor 10 dargestellt.

5.2.2 Ring-Modulatoren

Ringmodulatoren sind technisch die häufigste und von der Anwendung her die vielseitigste Realisierung der Multiplikation (im Zusammenwirken mit geeigneten Filtern). Man findet sie bei praktisch allen Anwendungen der Multiplikation auf kleiner Leistung, wie z.B. bei

- Modulatoren für DSB und QDSB
- Modulatoren bei PSK und Varianten (QPSK, 8PSK, 16QAM usw.)
- Demodulatoren für vorgenannte Modulationen
- Mischer in Empfängern
- Trägerrückgewinnung für die Demodulation
- Zusätzliche Anwendungen sind bei PM und FM als Modulatoren und Demodulatoren.

Die Ring-Modulatoren sind damit in der Technik von großer Bedeutung. Die Realisierung kann erfolgen als:

- Dioden-Ring-Modulator (sehr breitbandig, z.B. 100KHz – 2 GHz)
- Transistor-Ring-Modulator (bis 200 MHz, geringe Steuerleistung erforderlich, verstärkend)

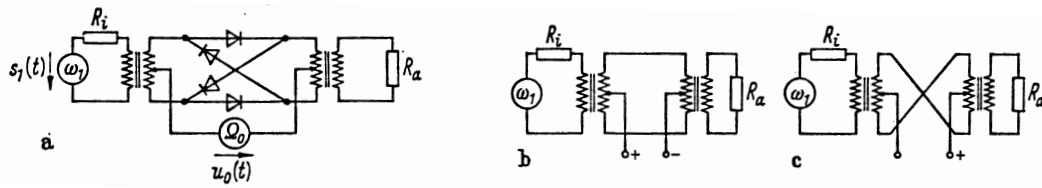


Bild 5.6: Diodenringmodulator und seine Schalt-Zustände

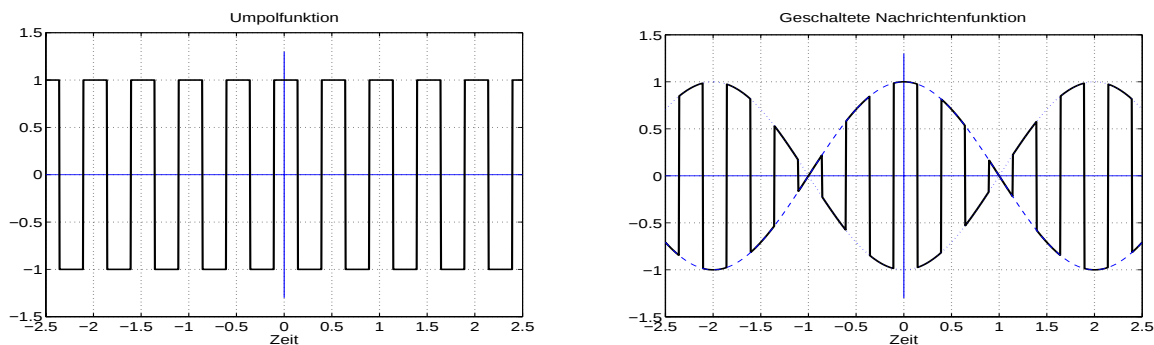


Bild 5.7: Umpolungsfunktion und geschaltete Nachricht

Dioden-Ring-Modulator

Ein Dioden-Ring-Modulator besteht aus 2 Übertragern und 4 im Ring geschalteten Dioden, Bild 5.6. Solche Dioden-Ringmodulatoren (auch Mischer genannt) gibt es komplett in großer Vielfalt in hermetisch dichten Metall-Gehäusen. Sie sind meist mit 50Ω anzupassen.

Wegen des Trafo-Eingangs muß das NF-Signal **gleichanteilsfrei** sein. Der Träger-Generator muß eine genügend große Spannung abgeben und zwar so groß, daß er die Dioden (D_1 & D_3 in der einen Halbschwingung, D_2 & D_4 in der anderen) voll durchschaltet. Dadurch bricht die Generatorspannung auf die Durchlaß-Spannung der Dioden zusammen und erhält damit praktisch eine Rechteck-Form (mit „Puls = Pause“). Die beiden Übertrager werden so einmal direkt, in der anderen Träger-Halbschwingung über Kreuz verbunden, wodurch sich eine Umpolung gemäß der Trägerspannung ergibt, Bild 5.7.

Transistor-Ring-Modulator

Ein Transistor-Ring-Modulator besteht aus 2 kreuz-gekoppelten Differenzverstärkern (Anschluß für den Träger) und 2 diese speisenden Transistoren, die ihrerseits wieder einen Differenzverstärker bilden, wenn die Klemmen „gain adjust“ durch einen Gegenkopplungswiderstand verbunden werden (Anschluß für das Nachrichtensignal). Ein Stromspiegel liefert einen Konstantstrom, der über „bias“ vorgegeben werden kann. Bild 5.8 zeigt eine typische Schaltung (MC 1496) des Transistor-Ring-Modulators, sowie eine Beschaltung als DSB-Modulator. Diese analogen IC's gibt es in verschiedenen Ausführungen als „balanced mixer“.

Der Stromspiegel gibt einen Konstantstrom vor, der im „Signal-Differenzverstärker“ entsprechend zum NF-Signal umverteilt werden kann. Aufgrund des Gegenkopplungswiderstandes erfolgt diese Umverteilung linear mit der Signal-Spannung. In den kreuzgekoppelten „Träger-Differenzverstärkern“ wird proportional zur Trägerschwingung umverteilt. Da hier keine Gegenkopplung besteht, ist dieser Teil schnell übersteuert. Da aber nur ein Konstantstrom zur Verfügung steht, kann eine Vergrößerung der Trägerspannung keine weitere Stromerhöhung bewirken. Damit wird die *wirksame Trägerspannung* näherungsweise trapez- bzw. rechteckförmig. Anders als beim Dioden-Ring wird hierbei der Träger-Generator kaum belastet.

Damit ein Ringmodulator ordnungsgemäß arbeitet, muß er absolut symmetrisch sein^{5.2}.

Die Symmetrie bezieht sich aber nicht nur auf das IC, sondern auch auf die äußere Beschaltung. Ist der Signal-Verstärker unsymmetrisch, wird der Träger nicht (genügend) unterdrückt. In dem Schaltbild ist hierfür ein Potentiometer vorgesehen. Ist hingegen der Träger-Schalter unsymmetrisch, so enthält das Ausgangssignal

^{5.2}Dies gilt auch für Dioden-Ringmodulatoren. Bei den käuflichen Ringmodulatoren ist die Symmetrie (ausgedrückt durch die Trägerunterdrückung) im Datenblatt spezifiziert.

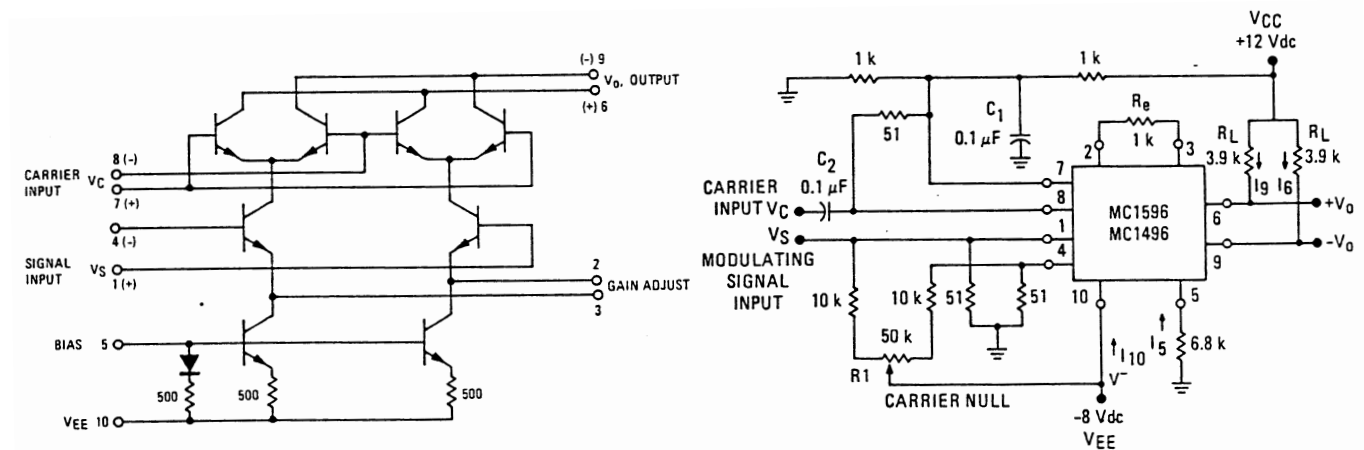


Bild 5.8: Transistor-Ring-Modulator (*balanced mixer*, Typ 1496) Schaltbild und Anwendung als DSB-Modulator

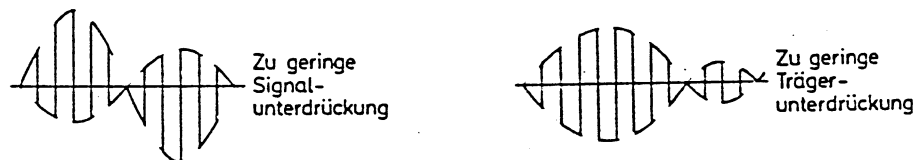


Bild 5.9: Unsymmetrien des Träger-Schalters bzw. des Signal-Verstärkers

auch noch einen gewissen NF-Anteil, siehe auch Bild 2.3 (Seite 19). Zusätzlich treten auch noch (geringe) Spektralanteile bei *geradzahligen Vielfachen* der Trägerfrequenz auf, Bild 5.9.

Bei einer Anwendung als DSB-Modulator können die Strom-Ausgänge des IC's direkt einen Gegentakt-Schwingkreis (Bandpaß auf der Trägerfrequenz Ω_C) treiben, wodurch die höheren Spektralanteile und der (aufgrund einer Unsymmetrie des Träger-Schalters entstandene) NF-Anteil weggefiltert werden.

Verschiebt man die Symmetrie des NF-Verstärkers genügend weit (oder setzt eine Gleichspannung zu), so kann man auch eine AM erzeugen. Dieser Betriebsfall ist jedoch ungünstig, weil dann der lineare Aussteuerungsbereich des NF-Eingangs halbiert wird.

Bei symmetrischem Ring-Modulator ergibt sich folgendes Ausgangsspektrum, wie man sofort mit Hilfe der Umpolfunktion Bild 5.4 erkennt, Bild 5.10.

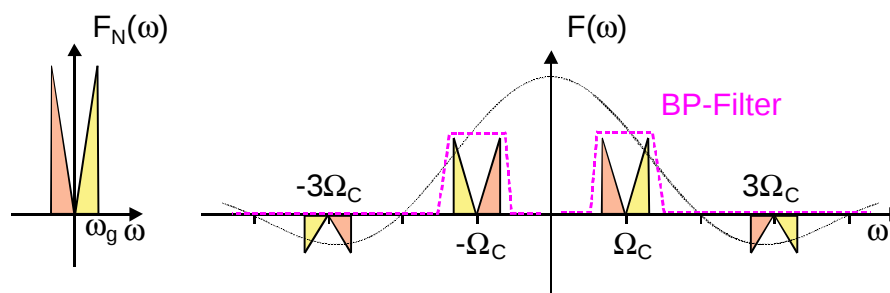


Bild 5.10: Darstellung der Spektraldichte eines modulierten Signals (rechteckförmige Trägerschwingung)

Ist der Ringmodulator mit einem Schwingkreis abgeschlossen, bleibt nur der Teil bei der Trägerfrequenz Ω_C übrig. Wie aus Bild 5.10 zu erkennen ist, arbeitet somit ein Ring-Modulator in Verbindung mit einem Bandpaß (in dieser Anwendung) wie ein idealer Multiplizierer. Allerdings reicht in diesem Fall auch ein Tiefpaß als Filter aus.

5.3 Schalt-Modulatoren für große Leistungen

5.3.1 Leistungs DA Wandler

Eine Anwendung hat dieses Verfahren (Signal digital, Träger analog, gemäß Kapitel 5.1.3) bei Mittelwellen-Sendern mit Leistungen bis zu 1000 KW in Halbleiter-Technik. Wegen des Schaltbetriebes zeichnen sich diese Sender durch einen sehr hohen Wirkungsgrad von ca. 86 % aus.

Die binäre Stufung, wie sie bei einem DAC üblich ist, läßt sich nur für sehr kleine Leistungen anwenden. Für einen 100 KW-Sender z.B. müßte die größte Schalt-Stufe (MSB *most significant bit*) bei binärer Stufung 50 KW HF-Leistung erbringen, was sich mit Transistoren nicht realisieren läßt. Daher wird in dieser Anwendung der DAC z.B. so aufgeteilt: Die niederwertigen Bits (6 Bit) steuern binär gestaffelte Schalter; die höchstwertigen 6 Bit werden so umcodiert, daß damit z.B. 64 gleichartige Schaltstufen (von je ca. $100/65 \approx 1,5$ KW) angesteuert werden, Bild 5.11.^{5.3} Der Combiner besteht aus Ferrit-Ringkern-Trafos mit gemeinsamer Sekundärspule in Form eines Kupfer-Rohres.

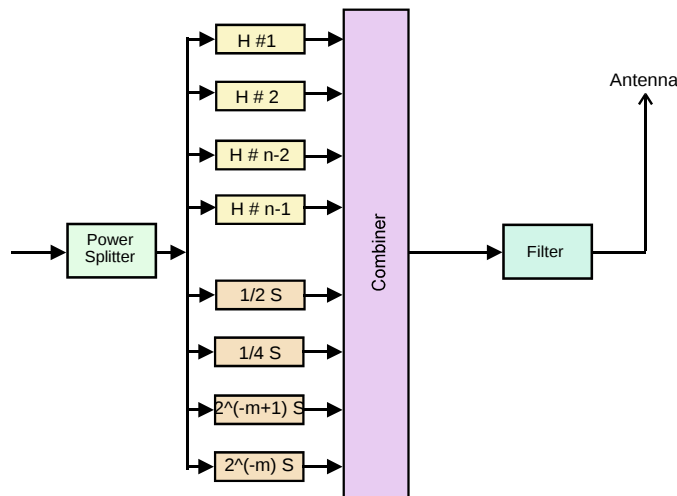


Bild 5.11: Blockschaltbild eines MW Senders nach der Power DAC Methode

Bild 5.12 zeigt die Schaltung eines derartigen Leistungs-Schalters (Modul). Durch die Gegentakt-Ansteuerung der FET-Brücke (hierfür Wicklungssinn der Übertrager beachten) erhält der Ausgangsübertrager (RT: Ferrit-Ringkern-Trafo) in der Brückendiagonale eine reine Wechsel-Größe.

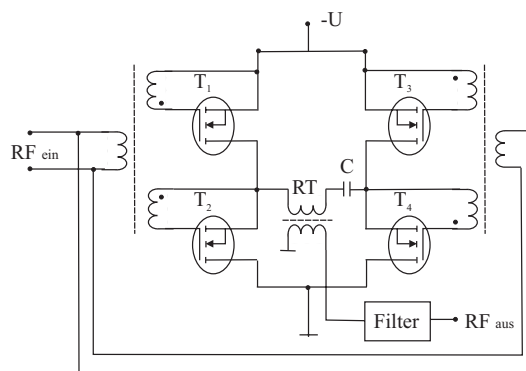


Bild 5.12: Typisches Schaltbild eines Leistungs Schalt-Moduls für einen Mittelwellen-Sender, $\mathcal{H}$ -Brücke

Als Nachteil haben diese Sender (wie alle Halbleiter-Sender), daß sie sich nicht so einfach für den ganzen Mittelwellen-Bereich umstimmen lassen, wie das von Röhren-Sendern bekannt ist. Dies rührt von den Schaltkapazitäten der FETs her, die über Reaktanzen bei der Betriebsfrequenz herausgestimmt werden müssen. Da

^{5.3}Dieses Prinzip wurde von HARRIS erstmalig angewendet.

die Rundfunksender im MW-Bereich feste Frequenzen haben, ist dies aber kein wesentlicher Nachteil.

Beachtet werden muß auch, daß außer dem Nutz-Spektrum, **Störanteile im Abstand der Abtastfrequenz links und rechts der Trägerfrequenz** liegen, vergl. Bild 5.3 (Seite 38).

Auf Kurzwelle ist wegen der Schaltkapazitäten kein Halbleitersender mit so großer Leistung bisher möglich, speziell auch deshalb, weil ein KW-Sender von 3,9 – 26,1 MHz durchstimmbare sein muß.

5.3.2 Transistor-Brücken-Modulatoren für große Leistungen

Für AM-Leistungssender in Halbleitertechnik werden Brückenschaltungen eingesetzt. Diese können auch als 1-Bit-Wandler für die Trägerschwingung angesehen werden. Die Prinzipschaltung der $\mathcal{H}$ -Brücke entspricht Bild 5.12.

Die Modulation wird (im Unterschied zum Leistungs DAC) dadurch ausgeführt, daß die Versorgungsspannung proportional zur Nachrichtenspannung um einen Ruhewert verändert wird, Bild 5.13.

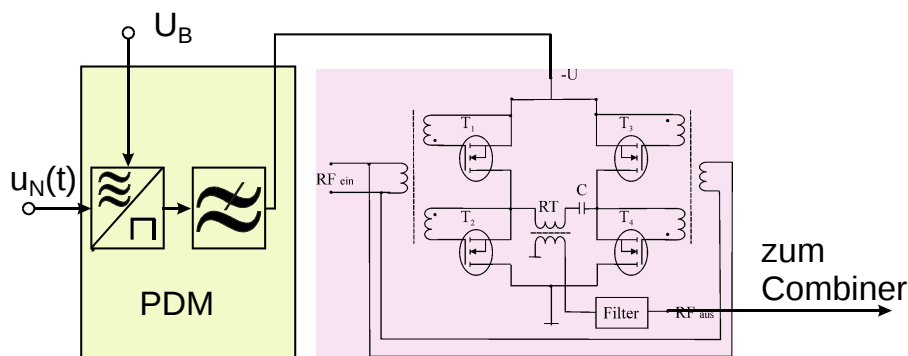


Bild 5.13: Typisches Schaltbild eines Moduls für einen PDM-Sender; das Filter vor dem Combiner kann entfallen. Ein PDM-Sender besteht (je nach Leistungsklasse) aus bis zu ca. 800 solchen Modulen.

Dies ist das Prinzip der Puls-Dauer-Modulation (PDM), die wegen des dabei angewendeten Schalt-Prinzips einen sehr großen Wirkungsgrad hat. Die Tiefpaß-Filterung am Ausgang des PDM Modulators unterdrückt die störenden Spektralanteile, die bei Vielfachen der PDM-Schaltfrequenz entstehen. Die entstehende AM hat damit — im Unterschied zu Bild 5.3 — keine störenden Spektralanteile in unmittelbarer Nähe des Nutz-Signals. Ein jeder Modul dieser Art stellt somit (bis auf das Filter hinter dem Combiner) einen vollständigen AM-Sender dar. Die Spektralanteile bei den Vielfachen der Trägerfrequenz müssen (am Ausgang des Combiners) ausgefiltert werden, was in diesem Fall durch Tiefpaß-Filterung erfolgt. Pro Modul können ca. 1,5 KW Trägerleistung erzeugt werden.

In dieser Art gibt es Halbleitersender bis ca. 800 KW, indem entsprechend viele Module von Brücken-Modulatoren (zu jeweils ca. 1,5 KW) sekundärseitig in Serie geschaltet werden.^{5.4} Die Parallelschaltung vieler gleichartiger Module hat in der Praxis den Vorteil, daß nur einzelne (gleichartige) Module als Reserve gehalten werden müssen.

Alternativ können auch die Module entkoppelt parallelgeschaltet werden.^{5.5}

5.4 Anodenmodulatoren

Für Sender sehr großer Leistung (1 MW – 2 MW) und für Kurzwellen-Sender werden (Siedewasser-gekühlte) Röhren mit Anodenverlustleistungen von 600 KW eingesetzt. Die hierbei im C-Betrieb arbeitende Röhre wird vereinfachend als Schalter betrachtet.

Bei Leistungs-Sendern ist der Modulator (d.h. das Bauteil, das die Multiplikation durchführt) identisch mit der Sender-Endstufe. Diese wird „moduliert“ (Modulator = modulierte Sender-Endstufe). In der Praxis besteht auch ein davon abweichender Sprachgebrauch: Dort wird der *Modulations-Verstärker* mit „Modulator“ bezeichnet.

Die prinzipielle Schaltung eines Anoden-Modulators ist in Bild 5.14 dargestellt.

^{5.4}Dieses Prinzip wurde von TELEFUNKEN erstmalig angewendet.

^{5.5}Dieses Prinzip wurde von NAUTEL erstmalig angewendet.

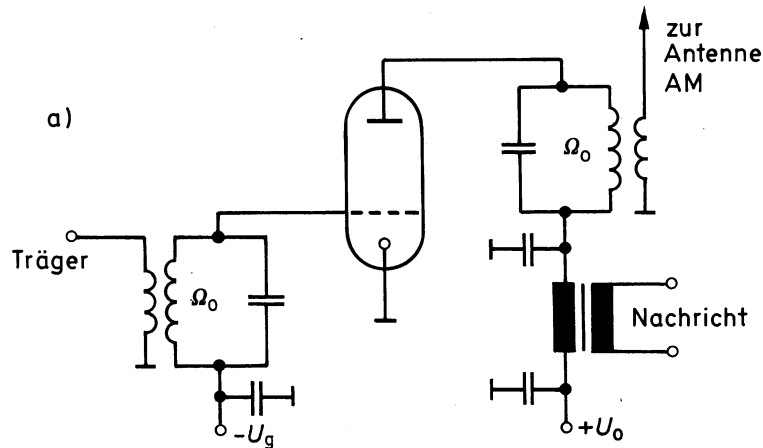


Bild 5.14: Prinzipschaltbild einer Sender-Endstufe mit Anoden-Modulation

Die Röhre erhält am Gitter eine so große negative Vorspannung $-U_g$, daß sie voll gesperrt ist (Arbeitspunkt: C-Betrieb). Der HF-Träger wird so groß gemacht, daß er die Röhre kurzzeitig voll durchschalten kann. In der übrigen Zeit ist die Röhre voll gesperrt, so daß kein Anodenstrom fließt. Damit arbeitet die Röhre als Schalter. Im Schaltbetrieb fließt Gitterstrom, weil der HF-Träger groß gemacht werden muß (überspannter Betrieb).^{5,6} Im Ersatzschaltbild kann die Röhre als gesteuerter Schalter dargestellt werden, Bild 5.15.

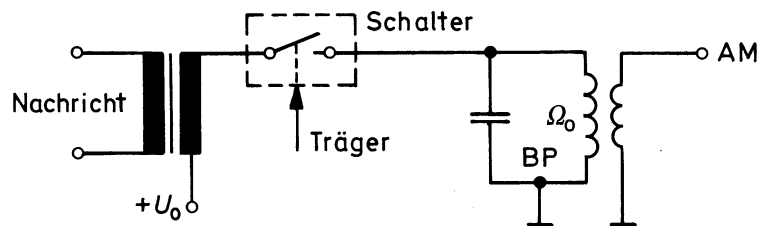


Bild 5.15: Die Röhre ist durch einen gesteuerten Schalter ersetzt.

Um die in der Röhre auftretenden Verluste zu minimieren, wird für die Schaltfunktion die Einschaltdauer (Pulsbreite τ) kleiner als die halbe Periode gewählt. Man kommt damit zur Schaltfunktion gemäß Bild 5.16.

5.4.1 Analyse der Anoden-Modulatoren

Die Schaltfunktion $f_s(t)$ sei rechteckförmig und periodisch. Damit folgt, daß die Spektralverteilung linienförmig ist, wobei die Liniengröße sich aufgrund einer $\frac{\sin(x)}{x}$ -förmigen Hüllkurve ergibt, Bild 5.16.

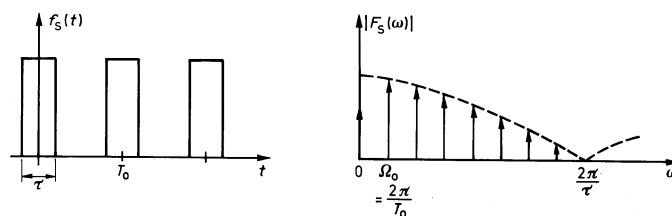


Bild 5.16: Schaltfunktion und deren Spektralverteilung (einseitige Darstellung)

Hierbei ist angenommen, daß bei der

- Schaltfunktion kürzere Zeit ein- als ausgeschaltet ist.

^{5,6}Auf weitere Einzelheiten hierzu, die stark den Wirkungsgrad beeinflussen, wird hier nicht eingegangen.

In der Praxis trifft dies auf Röhren-Modulatoren zu.

Das Prinzip-Schaltbild, Bild 5.17, läßt schließlich erkennen, daß ein Schalt-Modulator mit Bandpaß-Filter auf der Trägerfrequenz Ω_C wie ein idealer Multiplizierer wirkt.

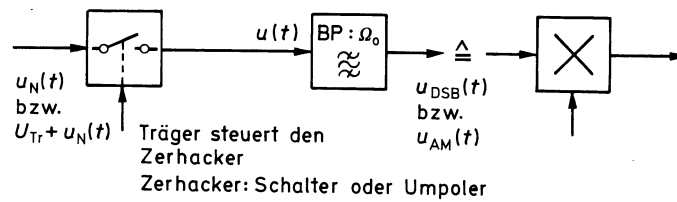


Bild 5.17: Ein Schalt-Modulator mit nachgeschaltetem Bandpaß wirkt wie ein idealer Multiplizierer

Da der Nachricht eine Gleichgröße U_0 überlagert ist, erhält man eine „gewöhnliche“ AM. Bild 5.18 zeigt die Spektralverteilung, die ohne den Schwingkreis entstehen würde. Aufgrund des Schwingkreises ist nur noch der Teil bei der Trägerfrequenz $\Omega_C = \Omega_0$ übrig, der vom Bandpaß durchgelassen wird. Bei der Verwendung eines idealen Multiplizierers würde genau auch nur dieser Spektralanteil entstehen.

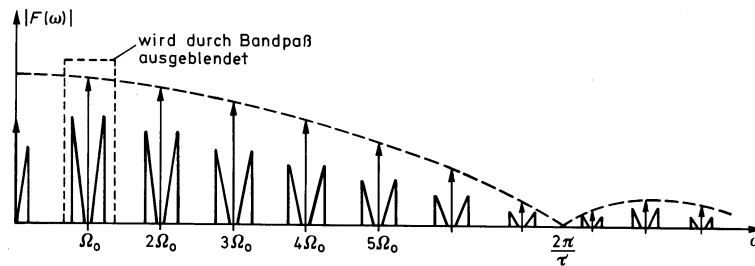


Bild 5.18: Spektrum am Ausgang eines Röhren-Modulators. Aufgrund des Schwingkreises (Bandpasses) ist nur der Teil bei der Trägerfrequenz vorhanden.

Daraus erkennt man, daß ein Schalter in Verbindung mit einem Filter, Bild 5.17, (in dieser Anwendung) einem idealen Multiplizierer entspricht. Vorteilhaft am Schaltbetrieb ist der viel größere Wirkungsgrad als bei einem (echten) Multiplizierer.

5.5 Dynamische Amplituden-Modulation (DAM)

Bei AM-Großsendern (Trägerleistung 100 KW — 2 MW) benötigt man Modulationsverstärker, die (im Mittel) die halbe Trägerleistung aufbringen können. Modulations-Verstärker sind NF-Verstärker und müssen daher linear arbeiten (früher: Gegentakt-B-Verstärker). Die Wirkungsgrade linear arbeitender Verstärker (A oder B Betrieb) sind erheblich schlechter als bei Verstärkern im C Betrieb, welche übersteuert arbeiten. Bei den Leistungen, die für AM-Großsender notwendig sind, spielt der Wirkungsgrad eine wesentliche Rolle, weil sich dies u.a. stark in den Strom-Kosten auswirkt.

Zur Lösung dieses Problems wendet man eine 1-Bit Wandlung der NF an. Der Verstärker ist damit entweder voll durchgeschaltet oder voll gesperrt (C-Betrieb). Im Unterschied zur digitalen Lösung eines 1-Bit-Wandlers wird aber zeitlich nicht aufgerastert, sondern die Bit-Breite ist quasi $\rightarrow 0$ mit einem *Oversampling-Faktor* $\rightarrow \infty$. Diese Art wird *Puls-Dauer-Modulation* (PDM) bezeichnet und gehört zu den analogen Pulsmodulationen.

Die Erzeugung einer PDM geschieht mittels eines Komparators, wo das analoge Signal mit einer Sägezahn-schwingung verglichen wird. Der Schalter wurde früher mittels einer Röhre ausgeführt (PANTELE), mittlerweile jedoch mit Halbleitern. Nach dieser „A/D-Wandlung“ erfolgt sofort das Rekonstruktions-Filter, das aufgrund der Anforderungen an den Wirkungsgrad nur von 2. Ordnung sein kann (LC-Tiefpaß mit $R \rightarrow 0$). Wegen der geringen Dämpfung des LC-Tiefpasses ist eine „Freilauf-Diode“ erforderlich. Diese trägt wesentlich zur Glättung des Ausgangssignals bei. Bild 5.19 zeigt das Prinzip der Aufbereitung des NF-Signals mittels PDM und ein Prinzipschaltbild der Modulation mit einem B-Verstärker im Vergleich zu einem PDM-Verstärker.

Der PDM-Verstärker war ein 1. Schritt zur Erhöhung des Wirkungsgrades von AM-Sendern. Ein 2. Schritt besteht darin, den Träger in den Modulationspausen und bei geringer Modulation abzusenken. Dies führt auf

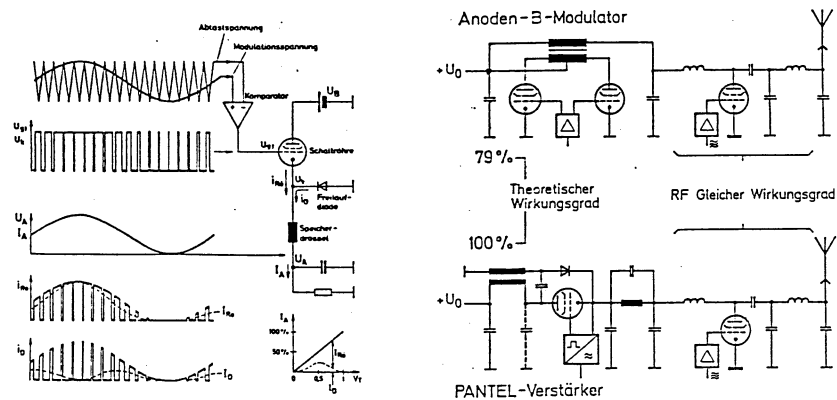


Bild 5.19: Prinzip der PDM-Signalaufbereitung & Vergleich von Anoden-B-Modulation mit PDM-Modulation

die dynamisch gesteuerte AM (DAM). Der Träger dient bei AM „nur“ dazu, daß empfängerseitig die Hüllkurve abgetastet werden kann. Ist die Modulation gering, kann man den Träger auch kleiner machen; wichtig ist nur, daß keine Übermodulation auftritt. Theoretisch könnte man den Träger in den Modulationspausen $\rightarrow 0$ gehen lassen, wenn da nicht praktische Gesichtspunkte dagegen stünden: In den Modulationspausen wären dann andere (weiter entfernte) Sender zu hören, die auf der selben Frequenz arbeiten und die Störgeräusche nähmen dann sehr stark zu. Auch wäre eine Abstimmung des Empfängers schwierig. Deshalb fährt man den Träger höchstens auf $2/3$ seines Nennwertes herunter. Dies ergibt aber eine Trägerleistung von dann nur noch $4/9 \approx 45\%$ in den Modulationspausen. Die Anpassung der Trägeramplitude an den Verlauf der Modulation muß so erfolgen, daß empfängerseitig Kompatibilität zu einer „normalen“ AM besteht. Es sind daher folgende Gesichtspunkte zu berücksichtigen.^{5.7}

Das **Hochfahren** des Trägers muß sehr schnell erfolgen ($\approx 200 \mu\text{sec}$), damit keine Übermodulation entstehen kann. Das **Absenken** des Trägers darf nicht zu schnell erfolgen ($\approx 200\text{msec}$), damit kein störendes „Pumpen“ entsteht.

Aufgrund der Trägersteuerung erkennt man einen DAM-Sender an der im Modulations-Rythmus schwankenden Feldstärkeanzeige.

5.6 Nachführen der Versorgungs-Spannung

Speziell zur linearen Verstärkung Digitaler Modulationen mit Hüllkurven-Schwankungen (z.B. QPSK) werden lineare Verstärker benötigt. Diese haben einen geringen Wirkungsgrad. Bei der Erzeugung größerer Leistungen oder bei Batteriebetrieb des Senders (z.B. Handy) ist das nachteilig. Eine Möglichkeit, hier den Wirkungsgrad zu erhöhen besteht darin, daß die Versorgungs-Spannung des Linearverstärkers stets so klein gehalten wird, wie es unbedingt sein muß. Dies erreicht man dadurch, daß die Höhe der Versorgungs-Spannung proportional zur Hüllkurve der Modulation nachgeführt wird, Bild 5.20.

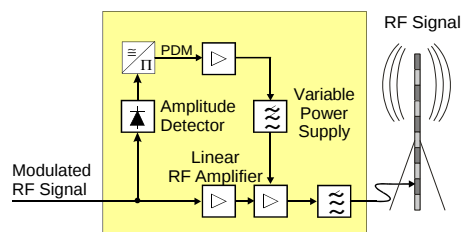


Bild 5.20: Prinzip der Nachführung der Versorgungs-Spannung eines linearen Senders zur Vergrößerung des Wirkungsgrades

^{5.7}Die gleichen Probleme gibt es auch bei analogen Rauschunterdrückungsverfahren für Tonbandaufnahmen (Dolby, HighCom).

6 Empfänger-Konzepte

Am Blockschaltbild eines Empfängers für amplituden-modulierte Signale läßt sich die technische Entwicklung des Radios nachvollziehen, Bild 6.1. Ob der Empfänger für AM, DSB oder SSB sein soll, entscheidet sich i.w. bei der Wahl des Demodulators (und in der Breite der Filter).

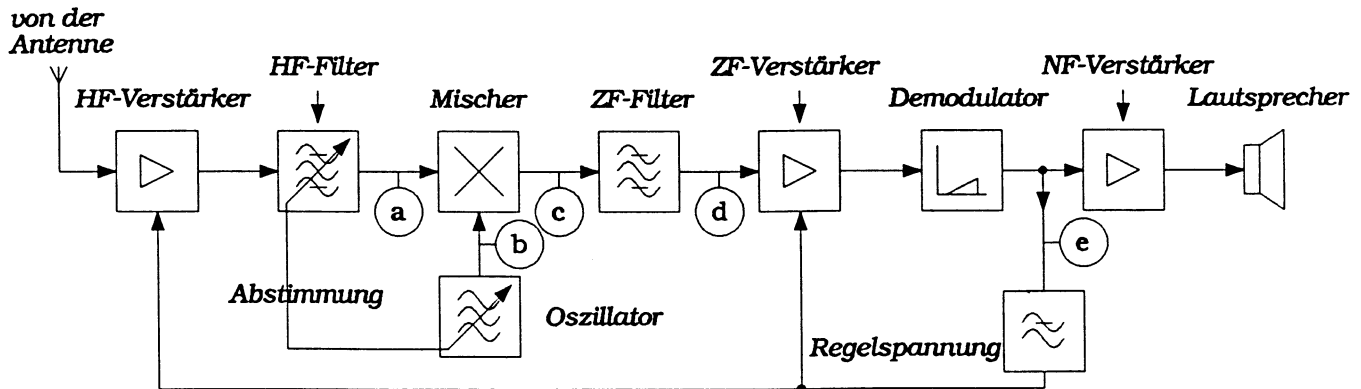


Bild 6.1: Blockschaltbild eines Empfängers für amplituden-modulierte Signale

Der Geschichte der Empfängertechnik folgend, entwickelte sich die Struktur eines Empfängers in folgenden Schritten:

1. Zunächst gab es nur einen (abstimmbaren) Schwingkreis mit Gleichrichter-Diode (Detektor), heute Demodulator.
2. Das Ausgangssignal des Detektors konnte nur einen Kopfhörer versorgen, also mußte ein NF-Verstärker her, um einen Lautsprecher betreiben zu können.
3. Die Diode hat eine Schwellspannung. Ferne Sender konnten trotz großer Antenne nicht empfangen werden. Auch genügte die Selektion durch einen Schwingkreis nicht. Also brauchte man einen (mehrstufigen & abstimmbaren) Hochfrequenzverstärker vor dem Detektor.
4. Mehrere Schwingkreise ohne Gleichlauf-Fehler abstimmbar zu machen ist aufwendig. Auch vergrößert sich die Durchlaß-Bandbreite proportional zur eingestellten Frequenz (Güte als $\approx$ konstant unterstellt). Abhilfe schafft ein Mischer (Multiplizierer, Frequenzumsetzer) und ein Umsetzoszillator (Superheterodyn-Empfang)^{6.1}. Die Schwingkreise zur Selektion können dann fest auf die Zwischenfrequenz abgestimmt werden, wodurch sich günstige Durchlaßkurven erzielen lassen.
5. Bei der Umsetzung gelangen außer dem gewünschten Sender auch noch die um die doppelte ZF entfernten Sender in die Zwischenfrequenz (Spiegelfrequenz-Empfang). Folglich brauchte man ein parallel zu dem Oszillator abstimmbares HF-Filter.
6. Filter bringen Verluste. Daher wird eine (ebenfalls abstimbare) HF-Verstärkerstufe vor den Mischer geschaltet, damit auch mit kurzer Antenne Fernempfang möglich wird.
7. Verstärker haben nur einen endlichen Aussteuerungs-Bereich. Zu kleine Signale verschwinden im Rauschen; zu große Signale führen zur Übersteuerung. Die Verstärkung muß also so geregelt werden, daß hinter dem Demodulator alle Sender jeweils mit gleicher Trägeramplitude erscheinen. Die Handregelung wurde bald zu gunsten einer automatischen Regelung aufgegeben.^{6.2}

In diesem Beispiel zeigt sich eine in der Technik typische Vorgehensweise: Bewährtes wird beibehalten und systematisch weiterentwickelt ($\leadsto$ Kompatibilität). Grundsätzlich Neues kommt dabei nicht zwangsläufig heraus.

^{6.1}Da im Anfang der Hochfrequenztechnik viele Zusammenhänge undurchsichtig waren, besonders diejenigen, die zeitveränderliche Vorgänge betrafen, gab es sehr viele mit „... dyn“ bezeichnete (und patentierte!) Schaltungen.

^{6.2}Regelungstechnisch ist die Verstärkungs-Regelung interessant, da der Eingriff nicht über eine Summierstelle erfolgt, sondern mittels Dividierer.

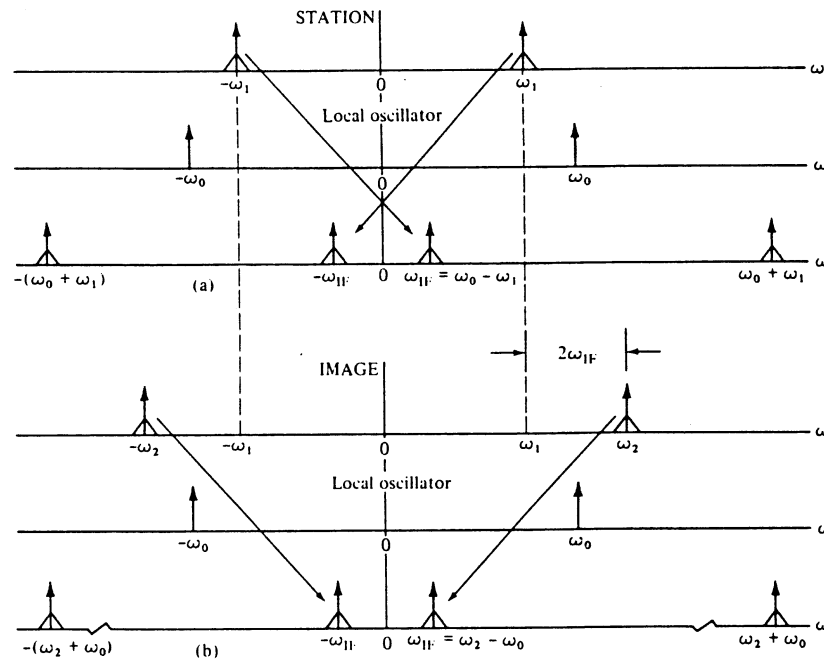


Bild 6.2: Zur Umsetzung in den Zwischenfrequenz-Bereich bei einem Superheterodyn-Empfänger (Super): Spiegel-Empfang

Die Frequenz-Umsetzung und der damit verbundene Spiegelfrequenz-Empfang (image reception) sollen noch betrachtet werden. Der „Mischer“ stellt einen Multiplizierer dar. Daher werden die Signale im Zeitbereich multipliziert, was im Frequenzbereich zu einer Faltung führt. Da der Umsetzoszillator (local oscillator) eine Cos-förmige Schwingung erzeugt, liefert er im Spektrum 2 δ -Linien, wodurch sich die Faltung „vereinfacht“. Bild 6.2 stellt diese Verhältnisse dar. Die unterhalb des Umsetzoszillators liegende Station soll empfangen werden.

Empfänger-Oszillatoren liegen in der Regel oberhalb der Empfangsfrequenz. Der Grund ist das erforderliche Frequenz-Variations-Verhältnis für den Oszillator, das bei oberhalb schwingendem Oszillator deutlich geringer wird als bei unterhalb schwingendem.

Wie man aus Bild 6.2 leicht erkennt, liegt der „Spiegel-Sender“ um die doppelte Zwischenfrequenz (intermediate frequency IF) oberhalb des gewünschten Senders. Das HF-Vorfilter muß diesen Spiegelsender vom Mischer fernhalten.

Bei ungenügender Vorselektion erhält man das bekannte „Spiegelfrequenz-Pfeifen“. Dieses entsteht dadurch, daß der (bekanntlich im Vergleich zu den Seitenbändern große) Träger des Spiegel-Senders quasi als NF-Linie im Spektrum des umgesetzten Senders erscheint. Die Pfeifhöhe ändert sich mit der Abstimmung, was sofort aus der unterschiedlichen Umsetzung in Bild 6.2 erkennbar wird.

Soll ein (relativ gesehen) sehr großer Frequenzbereich abstimmbar sein, muß man das Empfangskonzept ändern und als 1. ZF eine hochliegende ZF wählen. Eingangsseitig genügt dann ein Tiefpaß, der nicht abgestimmt werden muß, weil der Spiegel sehr weit oberhalb liegt. Bild 6.3 zeigt ein entsprechendes Empfangskonzept, bei dem eine mehrfache Frequenz-Umsetzung angewendet wird, da schmale Filter nur auf relativ niedrigen Frequenzen realisierbar sind.

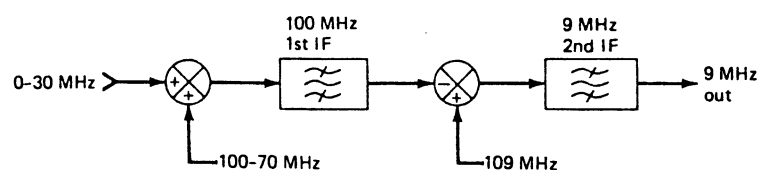


Bild 6.3: Konzept eines Doppel-Supers mit hochliegender 1. ZF

Literatur

- [1] Rudolph, D.: Kapitel 1 — 4 (excl. 4.3) in Bergmann : *Lehrbuch der Fernmeldetechnik*, 5. Auflage, Schiele & Schön 1986.
- [2] Stremler, F.G. : *Introduction to Communications Systems*, 3. Auflage, Addison Wesley 1990.
- [3] Haykin, S. : *An Introduction to Analog & Digital Communications*, Wiley 1989.
- [4] Lathi, B.P. : *Modern Digital and Analog Communication Systems*, Holt–Saunders 1983.
- [5] Herter, E.; Lörcher, W. : *Nachrichtentechnik*, 4. Auflage, Hanser 1987.
- [6] Woschni, E.G. : *Informationstechnik*, 2. Auflage, Verlag Technik 1981.
- [7] Hambley, A.R. : *An Introduction to Communication Systems*, Computer Science Press, 1989.
- [8] Cooper, G.R.; McGillem, C.D. : *Modern Communications and Spread Spectrum*, McGraw–Hill 1986.
- [9] Dunlop, J.; Smith, D.G. : *Telekommunikations Engineering*, Van Norstrand Reinhold 1989.
- [10] Panter, P.F. : *Modulation, Noise, and Spectral Analysis*, McGraw–Hill 1965.
- [11] Vilbig, F. : *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik I*, Akademische Verlagsgesellschaft 1960.
- [12] Philips Lehrbreife : *Elektrotechnik & Elektronik 1, 2*, Hüthig 1984.
- [13] Steinbuch, K.; Rupprecht, W. : *Nachrichtentechnik*, Springer 1967.
- [14] Wiesner, L. : *Fernschreib– und Datenübertragung über Kurzwelle*, Siemens 1984.
- [15] Stadler, E. : *Modulationsverfahren*, Vogel Verlag, 1976
- [16] Sklar, B. : *Digital Communications*, Prentice Hall, 1988
- [17] Schwarz, M.; Bennett, W. R.; Stein, S. : *Communication Systems and Techniques*, McGraw Hill, 1966
- [18] Roddy, D.; Coolen, J.: *Electronic Communications*, Prentice Hall, 4th ed., 1995
- [19] Ghirardy, A.A.: *Radio Physics Course*, Farrar & Rhinehart, 1932
- [20] Terman, F.E.; Pettit, J.M.: *Electronics Measurement*, McGraw Hill, 2nd ed., 1952
- [21] Mäusl, R.: *Analoge Modulationsverfahren*, Hüthig, 2. A., 1992
- [22] Jung, P.: *Analyse und Entwurf digitaler Mobilfunksysteme*, Teubner, 1997