

AM — AM–Stereo

Inhaltsverzeichnis

1	Multiplex-Bildung	1
1.1	Resonanz als entscheidendes Prinzip für eine Übertragung	2
1.1.1	Einfluß der Kurvenform	2
2	Die gewöhnliche Amplituden-Modulationen AM [7]	4
2.1	Die AM im Zeitbereich	4
2.2	Blockschaltbild des AM Modulators	5
2.3	Spektrum der AM	5
2.4	Modulations-Grad der AM	6
2.4.1	Kompatibilität	6
2.4.2	Definition des Modulationsgrades	7
2.5	Zeigerdarstellung der Amplitudenmodulation	8
3	Lineare Amplituden-Modulation DSB [7]	10
3.1	Blockschaltbild und Spektrum der DSB	10
4	Demodulation von AM und DSB [7]	11
4.1	Hüllkurven-Demodulator (asynchrone Demodulation) für AM	11
4.2	Synchrone Demodulation von AM	13
4.2.1	AM-Synchron-Detektor bei Trägerschwund	14
4.3	Demodulation der DSB	14
4.4	Träger-Rückgewinnung für DSB	15
4.4.1	Frequenz-Verdopplung	15
4.4.2	Costas-Loop	16
5	Quadratur-Doppel-Seitenband-Modulation QDSB [7]	17
5.1	QDSB Blockschaltung	17
5.2	Ortskurve der QDSB	18
6	Einseitenband-Modulationen SSB [9]	19
6.1	Alternative Darstellung der SSB mit Zeigern	19
7	AM-Stereo-Systeme	20
7.1	Die AM-Stereo-Systeme	21
7.2	Beschreibung der Systeme	22
7.2.1	Das Belar-System	22
7.2.2	Das Magnavox-System	23
7.2.3	Das Kahn-System	23
7.2.4	Das C-QUAM-System	26
7.2.5	Das MC-QUAM-System	29
7.2.6	Das Harris-System	30
8	Spektren von AM-Stereo	31
9	Zusammenfassung	33

(Leerseite)

AM — AM–Stereo

Die Amplitudenmodulation (AM) ist die historisch älteste Form der Modulation.

Im einfachsten Fall wurde dabei eine hochfrequente Schwingung ein- und aus-geschaltet (getastet). Dies geschah damals zwar manuell z.B. mit einer Morsetaste, stellt aber gemäß heutiger Anschauung eine frühe Form einer digitalen Übertragung dar, bei der allerdings ein Mensch zur Decodierung (der damaligen Morsezeichen) notwendig war.

Deshalb war es eine große Verbesserung, als es möglich wurde, ein Audio-Signal direkt einem (kontinuierlichen) Hochfrequenz-Träger aufzumodulieren und ihn damit in seiner Amplitude proportional zu verändern. Damit entstand die analoge Amplituden-Modulation, die meist mit AM bezeichnet wird. Eine Anwendung davon ist der amplitudenmodulierte Rundfunk, der bis heute noch in Betrieb ist, auch wenn er in seiner Bedeutung (zumindest in Europa) stark schrumpfte.

In dem vorliegenden Papier wird zunächst die im AM-Rundfunk verwendete Modulation analysiert. Dann werden Wege aufgezeigt, wie diese sich für AM-Stereo erweitern läßt.

Infolge der enormen Fortschritte in der Schaltungstechnologie ist es heute möglich (und modern), auch im Rundfunk von analoger zur digitalen Übertragung (eigentlich zurück) zu gehen. Was die dafür erforderliche Modulation betrifft, zeigt es sich, daß diese im Prinzip bereits bei der Stereo-Übertragung angewendet wurde. Eine Analyse dieser Modulation erleichtert somit auch das Verständnis der heute verwendeten digitalen Modulationen im AM-Bereich, wie sie bei DRM (*digital radio mondiale*) angewendet wird.

1 Multiplex-Bildung

Wenn zusätzliche Informationen über einen (gemeinsamen) Kanal übertragen werden sollen, kann dies durch eine Multiplex-Bildung erfolgen. In der Technik übliche Multiplex-Systeme sind:

- Frequenz-Multiplex
- Zeit-Multiplex
- Phasen-Multiplex
- Code-Multiplex

Die verschiedenen Nachrichtensignale, die im Sender durch den Multiplex zusammengefügt und gemeinsam übertragen werden, müssen sich im Empfänger wieder in trennen lassen. Für Frequenz- und Zeit-Multiplex ist dies sofort eisichtig.

- **Frequenz-Multiplex:** Die Nachrichten-Kanäle sind frequenzmäßig neben einander angeordnet. Selektions-Kriterium ist die jeweilige „Träger-Frequenz“. Die Übertragung erfolgt zur gleichen Zeit auf unterschiedlichen Frequenzen.

Beispiele hierzu: Übertragung von vielen Telefongesprächen über eine gemeinsame Leitung (analog, veraltet); Gemeinschafts-Antennen-Anlage; Sender auf der Skala eines Radios.

- **Zeit-Multiplex:** Die Nachrichtenkanäle werden zeitmäßig in einander verschachtelt. Selektions-Kriterium ist der jeweilige Zeit-Schlitz, und dessen i.a. periodische Wiederholung. Die Nachrichten müssen in Form von „Abtastwerten“ vorliegen und werden meist digitalisiert. Die Übertragung erfolgt in unterschiedlichen Zeitschlitzten, wobei alle den gleichen Frequenzbereich haben.

Beispiele hierzu: GSM Mobilfunk, bei dem (pro Frequenzkanal) 8 Zeitschlitzte für insgesamt 8 Gespräche zur Verfügung gestellt werden.

Bei einem Rundfunksystem muß jedoch stets auf Kompatibilität geachtet werden. Kompatibilität bedeutet in ihrer strengen Form, daß die vorhandenen (alten) Empfänger auch nach einer Erweiterung z.B. auf Stereo immer noch in der zuvor üblichen Weise funktionieren müssen. Durch einen neuen Dienst dürfen also (praktisch) keine merkbaren Störungen entstehen. Für die Nachrüstung mit Stereo kommt daher bei AM vor allem ein Phasen-Multiplex in Betracht. (Davon gibt es eine Ausnahme, s. Kap. 6)

- **Phasen-Multiplex:** Zwei Nachrichten-Signale werden gleichzeitig und im gleichen Frequenz-Bereich übertragen, wobei entweder

- die eine auf einen **Cosinus-Träger** und die andere auf einen **Sinus-Träger** moduliert wird, s. Bild 5.1 (Seite 17) oder
 - die eine nur auf die **Amplitude** der Trägerschwingung und die andere nur auf die **Phase** der Trägerschwingung moduliert wird, s. z.B. Bild 7.2 (Seite 23).
- Cosinus und Sinus sind zu einander **orthogonal**. Das gilt genau so für Betrag und Phase. Wenn 2 Funktionen zu einander orthogonal sind, kann eine davon geändert werden, ohne daß sich das auf die andere auswirkt. (Bei Betrag und Phase ist dies anschaulich sofort klar, wenn man an die Zeiger-Darstellung denkt. Cosinus & Sinus ist die kartesische Darstellung, wohingegen Betrag & Phase die polare Darstellung des gleichen Sachverhaltes ist, s. Bild 5.2 (Seite 18).)

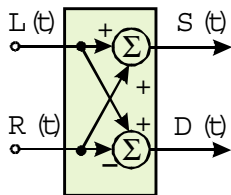


Bild 1.1: Stereo-Matrix

Bei der Anwendung **AM-Stereo** wird aus dem linken $L(t)$ und dem rechten $R(t)$ Audio-Signal ein Summen-Signal $S(t)$ und ein Differenz-Signal $D(t)$ gebildet, Bild 1.1. Dies ist identisch zur Matrix-Bildung bei UKW Stereo. Das Summen-Signal $S(t)$ moduliert z.B. die Träger-Amplitude und das Differenz-Signal $D(t)$ moduliert die Träger-Phase des Senders.

Eine genauere Analyse wird ergeben, ob und ggf. in wie weit sich auf diese Art und Weise ein zum AM-Rundfunk kompatibler AM-Stereo-Rundfunk erzeugen läßt.

1.1 Resonanz als entscheidendes Prinzip für eine Übertragung

Zur Erklärung von Code-Multiplex muß zunächst ein kleiner „Umweg“ genommen werden, der sich aber nachträglich als sehr nützlich erweisen wird, weil hierbei auch gleich der Begriff „Frequenz“ eindeutig definiert werden kann.

Die Übertragung einer Nachricht von einem Sender zu einem Empfänger kommt nur dann zustande, wenn Sender und Empfänger mit einander in „Resonanz“ sind. „Resonanz“ ist hier jedoch verallgemeinert zu verstehen und beschränkt sich z.B. nicht nur auf Schwingkreise.

Zunächst sind in Abb. 1.2 zwei Beispiele für Resonanz gezeigt. Der Begriff „Resonanz“ kommt wohl ursprünglich aus der Akustik, wie das Beispiel des „mit-schwingenden“ weil „abgestimmten“ Cellos zeigt. [1]

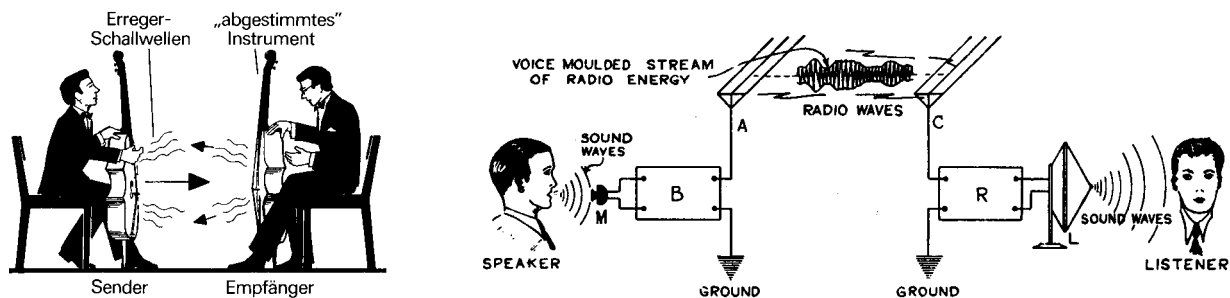


Bild 1.2: Resonanzen: akustisch und bei einer AM Rundfunkübertragung

Bei der AM-Übertragung [2] bedeutet „Resonanz“, daß die Schwingkreise im Sender und Empfänger auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind. Hier kann der Begriff „Resonanz“ bereits etwas verallgemeinert werden. Die Resonanzkreise in Sender und Empfänger können **Eigenschwingungen** ausführen, die in ihren **Parametern** (weitestgehend) übereinstimmen: Gleiche **Kurvenform** (Cosinus-förmig), gleiche **Periodendauer** und daher gleiche Frequenz, Amplitude der Schwingung und Dämpfung der Kreise brauchen jedoch nicht identisch zu sein.

1.1.1 Einfluß der Kurvenform

Welchen Einfluß die Kurvenform der Eigenschwingungen hat, kann an dem folgenden Beispiel verdeutlicht werden. Hier besteht der Empfänger aus einer „Filter-Bank“. [3] Eine solche Filter-Bank kann z.B. als Herz-Stück eines Analysators aufgefaßt werden. Dann wird analysiert, welches Filter wie stark durch eine Eingangsspannung angeregt wird.

Es werden dabei zwei unterschiedliche Arten von Filtern betrachtet, Abb. 1.3.

- Im ersten Fall bestehen die Filter aus (im Grenzfall idealen) **LC-Schwingkreisen**, die (dann ungedämpfte) **Sinus- bzw. Cosinus-förmige Eigenschwingungen** ausführen können. Die Anordnung dieser LC-Kreise sei so, daß sie eine (lückenlose) „Filter-Bank“ bilden, entlang der eine „**Frequenz**“-Achse gezogen werden kann. Damit weiß man dann, aus welchen Frequenzen sich die zu analysierende Eingangsspannung zusammensetzt. Die **Fourier-Analyse** liefert genau die Ergebnisse, die man (theoretisch, mit idealen LC-Kreisen) mit einem solchen Analysator messen könnte.

Frequenz bedeutet also stets, daß die zugehörige **Schwingungsform Sinus- oder Cosinus-förmig** ist!

- Im zweiten Fall bestehen die Filter aus (idealen) Leitungskreisen, die **rechteckförmige** Eigenschwingungen ausführen können, oder sie seien **digital als Code** realisiert. Die Achse entlang dieser Art von Filterbank erhält den Namen „**Sequenz**“.

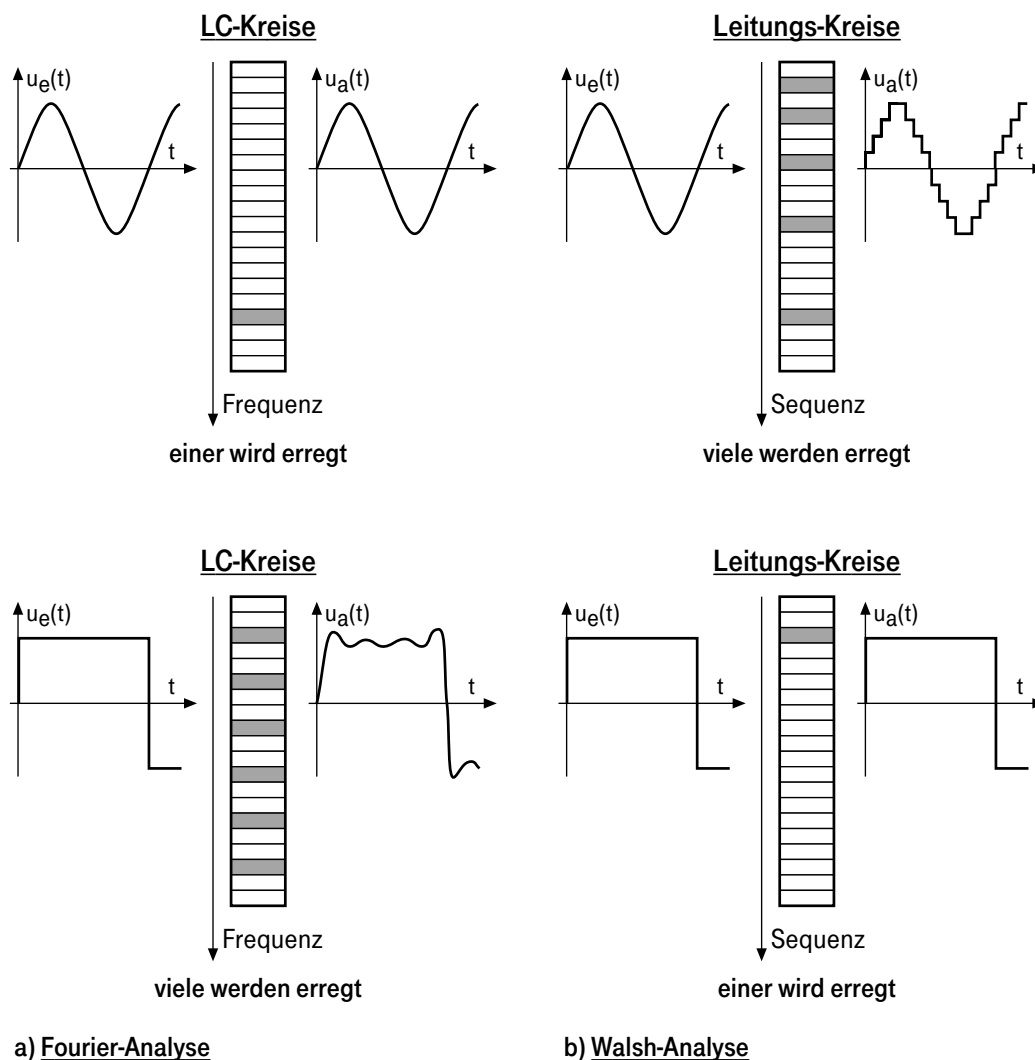


Bild 1.3: Frequenz- und Sequenz-Achsen in Abhängigkeit der Form der Eigenschwingungen der Filter

Wie in Abb. 1.3 bereits vermerkt ist, werden allgemeine (periodische) Zeitverläufe mit Hilfe der **Fourier-Analyse** in ihre „Frequenz-Komponenten“ zerlegt, d.h. in ihre Sinus- bzw. Cosinus-förmigen Teilschwingungen. Alle diese Teilschwingungen sind wieder zu einander orthogonal.

Dagegen werden mit Hilfe der **Walsh-Analyse** diese in ihre „Sequenz-Komponenten“ zerlegt, d.h. in ihre entsprechenden rechteckförmigen Teilschwingungen, die hier meist als „Codes“ bezeichnet werden. Auch bei der Walsh-Analyse sind die Teilschwingungen (oder Codes) alle zu einander orthogonal.

- **Code-Multiplex:** Mehrere digitale Nachrichten-Signale werden je auf einen von zu einander orthogonalen Codes „moduliert“, was hier mit Hilfe von EXOR erfolgt. Im digitalen Empfänger wird dann das gesamte Gemisch (aus allen digital ver-EXOR-ten Signalen) mit Hilfe des jeweiligen Codes (Selektions-Kriterium) erneut einer EXOR Operation unterzogen, wodurch nur der gewünschte Kanal zurückgewonnen wird. Der ganze Rest bleibt eine schnelle Schwingung, die mit Hilfe eines Tiefpaß-Filters eliminiert werden kann. [4]

Eine Anwendung hierzu ist die CDMA (*code division multiplex access*) Technik beim UMTS Mobilfunk. (Hierbei werden die Code-Multiplex-Signale zur Funk-Übertragung in eine HF-Lage verschoben.)

2 Die gewöhnliche Amplituden-Modulationen AM [7]

2.1 Die AM im Zeitbereich

Der Hochfrequenz-Träger (*carrier*) $u_C(t)$ ist eine Cos-förmige Schwingung mit der Trägerfrequenz $\Omega_C = 2\pi f_C$.

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

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.

$$\hat{U}_C \rightarrow \hat{U}_C(t) = \hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t) \geq 0 \quad \text{Hüllkurve bei AM} \quad (2.2)$$

Der Zeitverlauf der (gewöhnlichen)^{2.1} Amplituden-Modulation (AM) wird dann :

$$u_{AM}(t) = [\hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t)] \Downarrow \cos(\Omega_C t) \quad \text{AM Zeitverlauf} \quad (2.3)$$

Mathematisch geschieht die Amplitudenmodulation dadurch, daß die als „Hüllkurve“ in Gl.(2.2) bezeichnete Zeitfunktion mit der Trägerschwingung $\cos(\Omega_C t)$ multipliziert wird, was in Gl. (2.3) durch \Downarrow gekennzeichnet ist.

Bild 2.1 zeigt einen typischen Zeitverlauf für die AM. Hier folgt die (obere) Hüllkurve exakt dem Zeitverlauf des Nachrichtensignals $u_N(t)$, angehoben um den Betrag der Träger-Amplitude \hat{U}_C . Die Amplitude des Trägers ist normiert auf $\hat{U}_C = 1$.

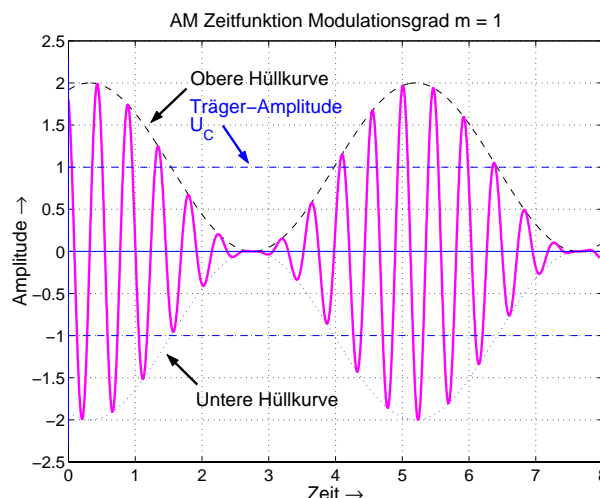


Bild 2.1: Typische Zeitverläufe einer AM (normierte Darstellung mit Träger $\hat{U}_C = 1$)

^{2.1}Ohne den Gleichanteil \hat{U}_C ergibt sich eine Doppel-Seitenband-Modulation DSB, vergleiche Abb. 2.2 rechts.

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.

2.2 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 (2.3). Diese Gleichung kann auch noch ausmultipliziert werden, was zu einem weiteren Blockschaltbild führt.

$$u_{AM}(t) = [\hat{U}_C + k_{AM} \cdot u_N(t)] \Downarrow \cos(\Omega_C t) = \hat{U}_C \cos(\Omega_C t) + [k_{AM} \cdot u_N(t)] \Downarrow \cos(\Omega_C t) \quad \text{AM Zeitverlauf} \quad (2.4)$$

Damit ergeben sich unmittelbar zwei Varianten für das Blockschaltbild für eine Realisierung einer gewöhnlichen AM mittels eines Multiplizierers, Bild 2.2.^{2.2} k_{AM} ist die Modulator-Konstante (Verstärkungs-Faktor).

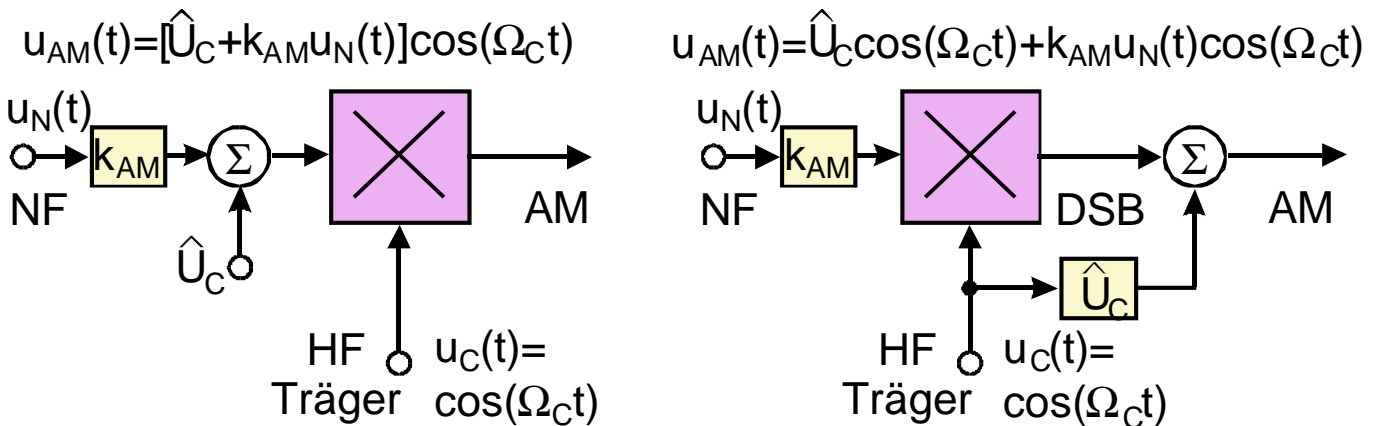


Bild 2.2: Blockschaltbilder des AM Modulators (entsprechend Gleichung (2.4))

Kennzeichnend für alle „**multiplikativen**“ Modulationen sind die absolut **äquidistanten Nulldurchgänge der modulierten Hochfrequenz-Schwingung** (im Zeitbereich), vergleiche Bild 2.1.

2.3 Spektrum der AM

Mit Hilfe des Faltungs-Satzes (oder auch des Modulations-Satzes) [5] erhält man aus Gleichung (2.4) die Spektraldichte einer AM.

$$U_{AM}(\omega) = \underbrace{\pi \hat{U}_C [\delta(\omega - \Omega_C) + \delta(\omega + \Omega_C)]}_{\text{Träger}} + \underbrace{\frac{k_{AM}}{2} [U_N(\omega - \Omega_C) + U_N(\omega + \Omega_C)]}_{\text{DSB}} \quad (2.5)$$

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 2.2, wie es Bild 2.3 zeigt.

Wie aus Bild 2.3 (Seite 6) zu erkennen ist, besteht die AM im Spektrum aus folgenden Teilen:

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

Beide Seitenbänder enthalten die gleiche Information.^{2.3} 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.

^{2.2}Wird die Addition des Trägers (bzw. von \hat{U}_C) fortgelassen, erhält man eine Doppelseitenband-Modulation (DSB).

^{2.3}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.^{2.4}

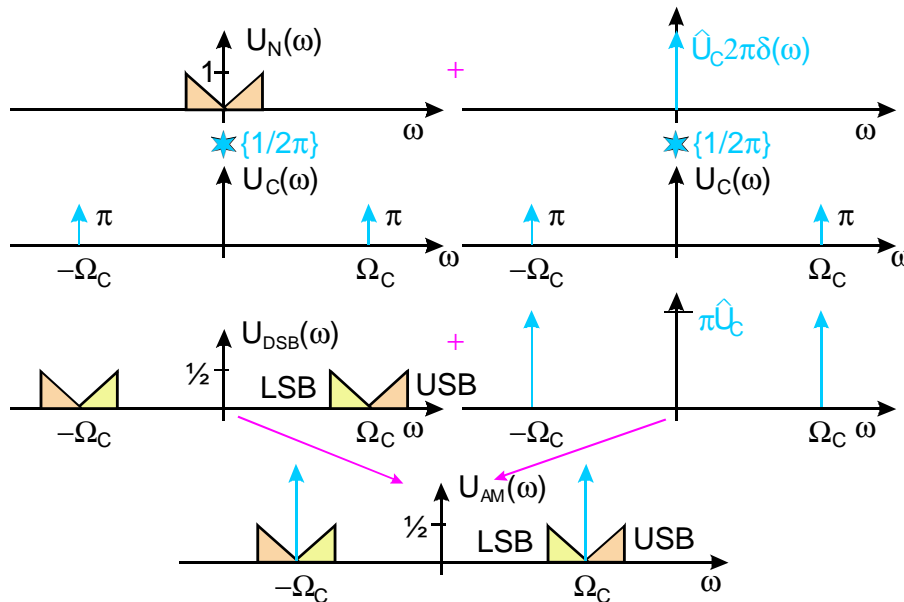


Bild 2.3: Typische Spektraldichten einer AM; Das AM Spektrum hat eine Trägerlinie (blau gezeichnet) und ein oberes (USB) und ein unteres (LSB) Seitenband.

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.^{2.5}

2.4 Modulations-Grad der AM

2.4.1 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 Nulllinie 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 2.4. [2]

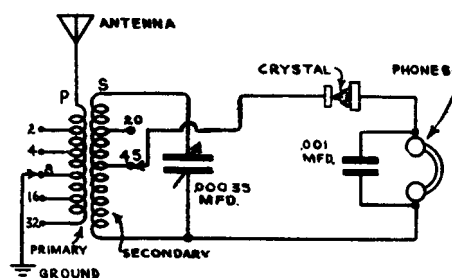


Bild 2.4: Typisches Schaltbild eines Detektor-Apparates aus den Anfängen des Radios

^{2.4}Dies läßt sich auch mittels des „Nachrichtenquaders“ veranschaulichen: Bei einer geringeren Bandbreite ist eine größere Dynamik erforderlich. [6]

^{2.5}Aus einer DSB erhält man durch phasenrichtiges Addieren eines HF-Trägers (ausreichender Amplitude) eine AM, Bild 2.3.

Die Bezeichnung Detektor bedeutet *speziell*: Kristall mit Drahtspitze zur HF-Gleichrichtung. Hieraus entwickelte sich 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 mehr als 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.

2.4.2 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.

$$m = \frac{\hat{U}_{\max} - \hat{U}_{\min}}{\hat{U}_{\max} + \hat{U}_{\min}} \quad \text{Modulationsgrad allgemein} \quad (2.6)$$

Gleichung (2.6) gilt für beliebige Kurvenformen der Nachricht. Meßtechnisch benutzt man eine Cos-förmige Nachrichtenschwingung:

$$u_N(t) = \hat{U}_N \cos(\omega_N t) \quad (2.7)$$

Mit Gleichung (2.6) wird dann:

$$\hat{U}_{\max} = \hat{U}_C + \hat{U}_N ; \hat{U}_{\min} = \hat{U}_C - \hat{U}_N ; \quad \rightsquigarrow \quad m = \frac{\hat{U}_N}{\hat{U}_C} \quad \text{Modulationsgrad meßtechnisch} \quad (2.8)$$

In Bild 2.5 ist die Definition des Modulationsgrades dargestellt.

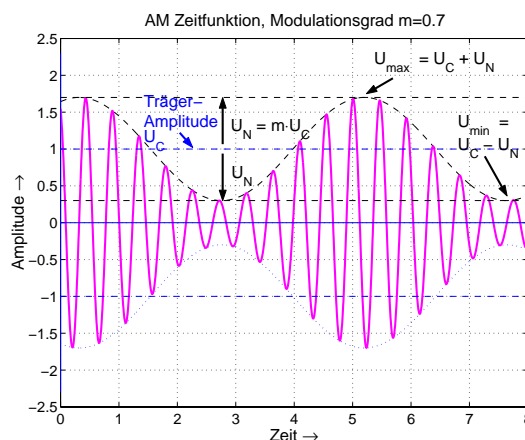


Bild 2.5: Zur Definition des Modulationsgrades

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

$$\hat{U}_N > \hat{U}_C \rightsquigarrow m > 1 \quad \text{Übermodulation} \quad (2.9)$$

Bei AM muß Übermodulation unbedingt vermieden werden. Bild 2.6 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.

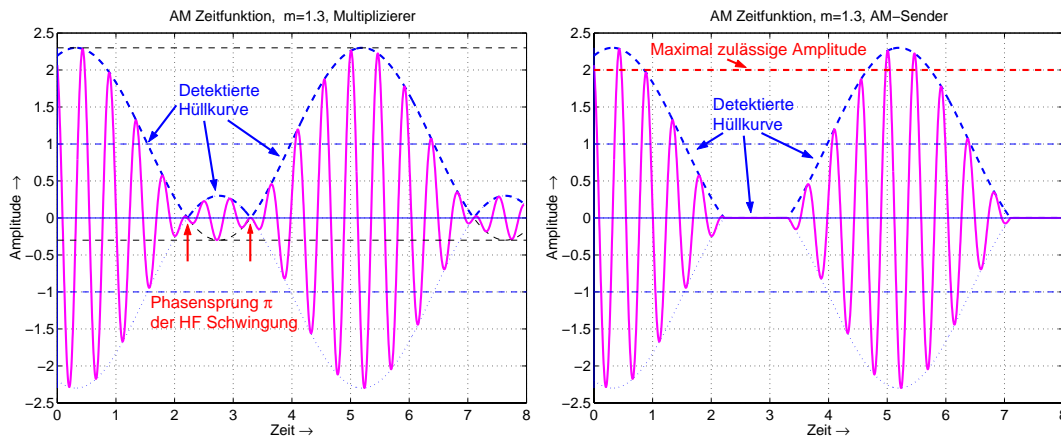


Bild 2.6: Auswirkung einer Übermodulation $m > 1$ auf das demodulierte Signal in Abhängigkeit vom Modulator: Multiplizierer (links) bzw. AM-Sender (rechts)

AM-Sender müssen unbedingt eine Übermodulation auch deswegen verhindern, da sonst die maximale Amplitude des Sendesignals den zulässigen Maximalwert und damit den Aussteuerungsbereich übersteigen würde, was zu Überschlägen im Sender führt. Dies erfolgt mit Hilfe eines Amplitudenbegrenzers (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 (Präsenzfilter).^{2.6} 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.

2.5 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 2.7. Die Länge der Zeiger werden für die Zeigerdarstellung gleich den Amplituden der Teilschwingungen gewählt^{2.7}.

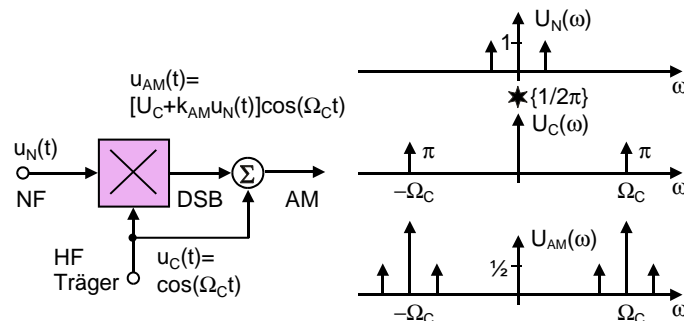


Bild 2.7: Amplituden-Modulation mit Cosinusförmigem NF-Signal

^{2.6}Zur Dynamik-Beeinflussung hat sich (wie bei UKW FM) das „Optimod“ Verfahren eingebürgert.

^{2.7}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.

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.

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 2.8 zeigt diese Zeigerbilder der AM (mit $\omega_s = \omega_N$ und $\omega_T = \Omega_C$). [12]

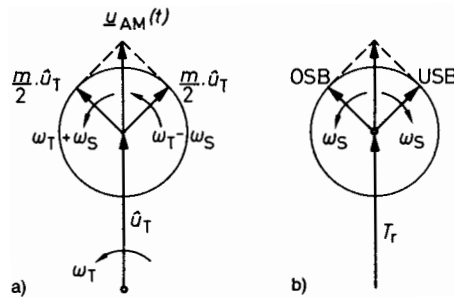


Bild 2.8: Zeigerbilder der AM: a) rotierender Träger-Zeiger, b) feststehender Träger-Zeiger

Bild 2.9 zeigt, wie man sich die Zeitpunkte, in denen die Amplituden-modulierte HF die Hüllkurve berührt, durch die Zeigerdarstellung entstanden denken kann. [13] [14]

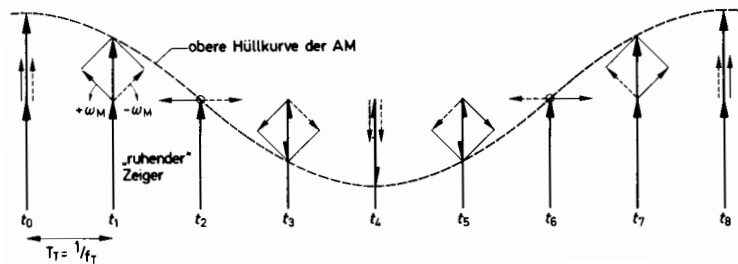


Bild 2.9: Beispiel für die Konstruktion einer AM-Schwingung mit Hilfe der Zeigerdarstellung.

Bevor die Fourier-Transformation zum allgemeinen Handwerkszeug des Ingenieurs gehörte, war die Zeigermethode eine sehr weit verbreitete und benutzte Methode um Modulationen zu beschreiben, weil sie besonders anschaulich ist.

Da zur Beschreibung von AM-Stereo das Phasen-Multiplex verwendet wird, ist es vorteilhaft, der reinen AM die **reelle Achse** zuzuordnen, entsprechend zu einem Cosinus-förmigen Träger. Die AM-Zeiger werden dafür um 90° gedreht, wie in Abb. 2.10 (Mit $\omega_C = \Omega_C$; $\omega_m = \omega_N$ und $K_m = k_{AM}$). Der Trägerzeiger liegt dadurch in der reellen bzw. I-Achse (I: *in phase*). [15]

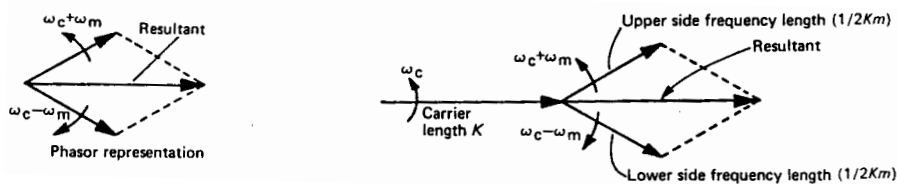


Bild 2.10: Zeigerbilder der DSB (links) und der AM (rechts)

In Abb. 2.10 links ist das Zeigerbild der DSB, also ohne den Träger-Zeiger, dargestellt. Offensichtlich enthält auch bereits die DSB die vollständige Information der Nachricht.

DSB spielt eine Rolle bei folgenden Anwendungen:

1. AM–Stereo
2. Digitale Übertragung

Aus diesem Grunde wird die DSB ebenfalls untersucht.

3 Lineare Amplituden–Modulation DSB [7]

Bei der linearen Amplituden–Modulation oder Doppel–Seitenband–Modulation (DSB) ist der Hochfrequenz–Träger (*carrier*) $u_C(t)$ (ebenfalls) eine Cos–förmige Schwingung, die jedoch nicht mit ausgesendet wird.

$$u_C(t) = \hat{U}_C \cos(\Omega_C t) \quad (3.1)$$

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.

$$\hat{U}_C \rightarrow \hat{U}_C(t) = k_{DSB} \cdot u_N(t) = u_N(t); \quad k_{DSB} = 1 \quad \text{Amplitude bei DSB, linearer AM} \quad (3.2)$$

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

$$u_{DSB}(t) = k_{DSB} u_N(t) \cdot \cos(\Omega_C t) = u_N(t) \cdot \cos(\Omega_C t); \quad k_{DSB} = 1 \quad \text{Zeitverlauf DSB} \quad (3.3)$$

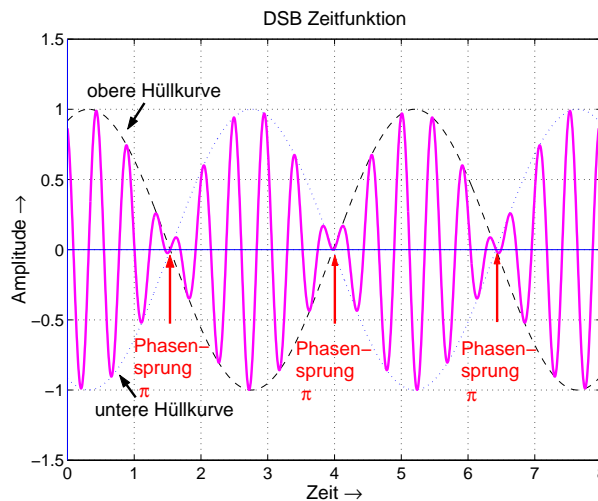


Bild 3.1: Typische Zeitverläufe einer DSB (normierte Darstellung mit Träger $\hat{U}_C = 1$)

Bild 3.1 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.

3.1 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 (3.3), erhält man das zugehörige Spektrum mit Hilfe des **Modulationssatzes** oder des **Faltungssatzes** der Fourier–Transformation, Gleichung (3.4).

$$U_{DSB}(\omega) = U_N(\omega) \overset{\{1/2\pi\}}{*} U_C(\omega) = \frac{1}{2} \{U_N(\omega - \Omega_C) + U_N(\omega + \Omega_C)\} \quad (3.4)$$

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 3.2. Dieses Bild zeigt auch das Blockschaltbild eines DSB Modulators.

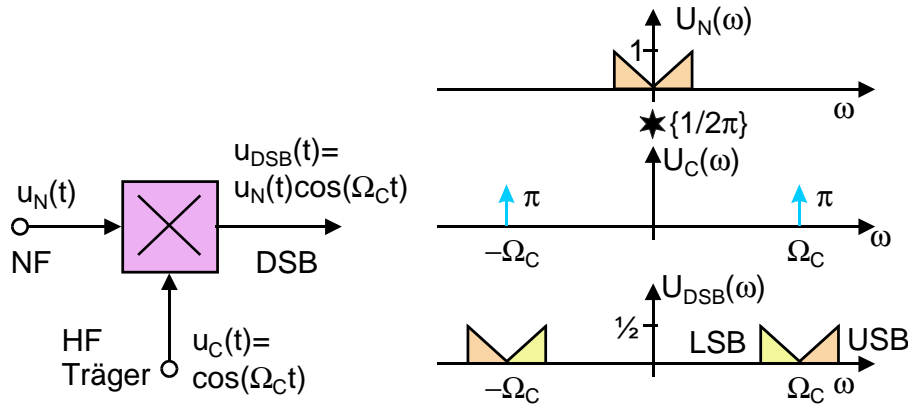


Bild 3.2: DSB-Modulator Blockschaltbild und Spektren der DSB

Wie aus Bild 3.2 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.^{3.1} 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.

4 Demodulation von AM und DSB [7]

4.1 Hüllkurven-Demodulator (asynchrone Demodulation) für AM

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 4.1. [16] Es muß daher Übermodulation $m > 1$ vermieden werden.^{4.1}

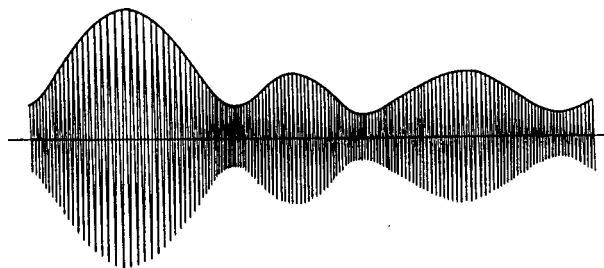


Bild 4.1: AM-Schwingung und ihre Hüllkurve

^{3.1}Durch einen weiteren Modulationsvorgang, in Verbindung mit einer Filterung, kann man auch die NF in Kehrlage erzeugen. Dies ist eine primitive Form der Sprachverschleierung.

^{4.1}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.

Der konventionelle Hüllkurven-Demodulator entspricht exakt der *Detektor-Schaltung* aus den Anfängen des Radios [1] (mit Ausnahme, daß der Schwingkreis fest auf die ZF abgestimmt ist), Bild 4.2.

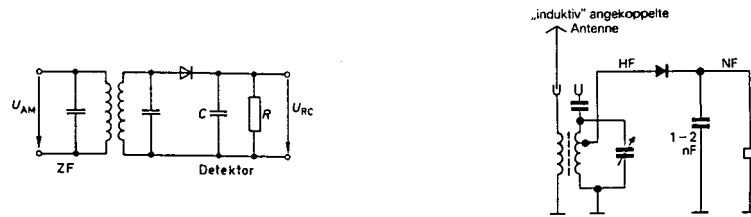


Bild 4.2: Hüllkurven-Demodulator: AM-Demodulator im Super (links), Detektorschaltung (rechts)

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 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 4.3. [17]

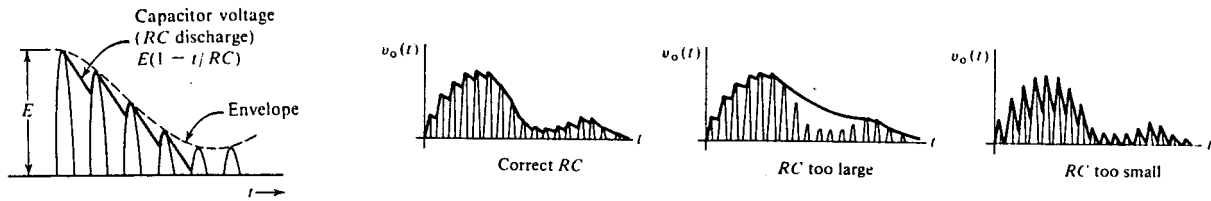


Bild 4.3: Der Einfluß der Entlade-Zeitkonstante auf das demodulierte Signal

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

$$u_N(t) = m \cdot \hat{U}_C \cos(\omega_N t) \tag{4.1}$$

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

$$\left. \frac{du_N(t)}{dt} \right|_{\max} = -\hat{U}_C \cdot m\omega_N \tag{4.2}$$

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:

$$\left. \frac{du_{RC}(t)}{dt} \right|_{\max} = \frac{\hat{U}_C}{T} > \hat{U}_C \cdot m\omega_N \tag{4.3}$$

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:

$$T = RC < \frac{1}{m\omega_N} \tag{4.4}$$

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

$$T = RC < 1/\omega_{N_h} \tag{4.5}$$

Die Dimensionierung ist nicht sehr kritisch, weil die verbleibende (näherungsweise sägezahnförmige) HF-Restwelligkeit nicht sehr groß ist, vergleiche Bild 4.1. 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. Demoduliert wird die **Hüllkurve**, also der **Betrag** der AM-Schwingung.

4.2 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 2.5 (Seite 7), daß man den **Träger** ganz einfach dadurch **zurückgewinnen** kann, daß man die AM-Schwingung durch einen Begrenzer-Verstärker (*limiter*) schickt, Bild 4.4. 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.

Diese Schaltung (Begrenzer & Multiplizierer) eignet sich zur Realisierung in einem IC.^{4.2} Bei der Realisierung als IC wird — allerdings ohne das (optionale) Trägerfilter — nur ein Begrenzer-Verstärker eingesetzt. Die Träger-Rückgewinnung arbeitet somit breitbandig.

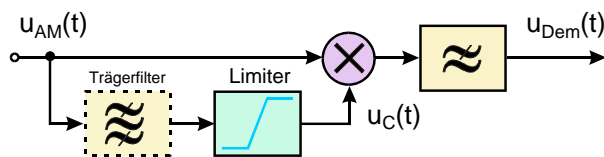


Bild 4.4: Synchron-Demodulator von AM; Das Trägerfilter ist optional und bei einer Realisierung als IC nicht enthalten.

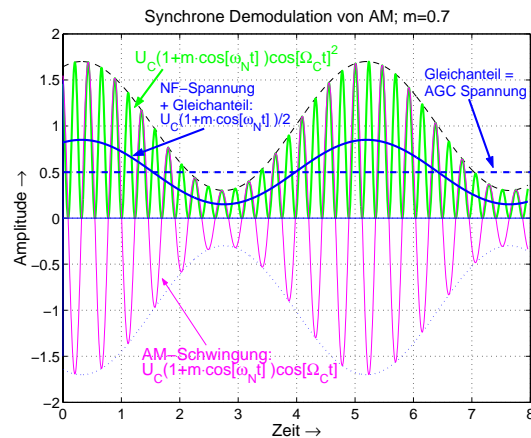


Bild 4.5: Die zeitlichen Verläufe der Signale bei Synchron-Demodulation von AM („lineare“ Demodulation)

In Bild 4.5 sind die zeitlichen Verläufe der Signale dargestellt, die sich bei synchroner Demodulation („lineare“ Demodulation, ideale Demodulation) eines AM Signals ergeben.

In Bild 4.5 ist die AM-Schwingung mit Modulationsgrad $m = 0,7$ in der Farbe magenta gezeichnet. Das Produkt der AM-Schwingung mit der (empfangsseitigen) Hilfsträger-Schwingung ist grün gezeichnet. Dies ist das Ausgangssignal des Multiplizierers und hat nur positive Werte. Es enthält daher einen Gleichanteil (blau, gestrichelt), der proportional zur Amplitude des Trägers ist. Diese Spannung u_{AGC} wird zur Verstärkungs-Regelung (automatischer Schwundausgleich, AGC: *automatic gain control*) des Empfängers verwendet. Dieser überlagert ist die demodulierte Nachrichtenspannung $u_N(t)$ (NF-Spannung), hier blau gezeichnet.

Die Spannungen u_{AGC} und $u_N(t)$ stehen hinter dem Tiefpaß (LPF: *low pass filter*), der auf den Multiplizierer folgt, als $u_{Dem}(t)$ zur Verfügung, Bild 4.4. Wie aus Bild 4.5 erkennbar ist, gewinnt man die NF-Spannung hier nicht durch Spitzengleichrichtung, sondern durch **zeitliche Mittelwertbildung**. Demoduliert wird hier der **Realteil** der AM-Schwingung. (Im Unterschied zum Hüllkurvengleichrichter, der den Betrag demoduliert!)

^{4.2}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.

4.2.1 AM-Synchron-Detektor bei Trägerschwund

Geht nun infolge (ausbreitungsbedingter) **Übermodulation** die Hüllkurve der modulierten Schwingung durch 0, so hat die ausfüllende HF-Schwingung einen **Phasensprung**, entsprechend zu Abb. 2.6, links (Seite 8). Dieser Phasensprung tritt dann auch im amplitudenbegrenzten Signal, also im rückgewonnenen Hilfsträger 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 4.4 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^{4.3}.

4.3 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 Phasenrichtigen Hilfsträger** möglich, wobei Frequenz und Phase mit den Werten im Sender (Modulator) übereinstimmen müssen. Zunächst wird vorausgesetzt, daß dieser Hilfsträger bereits vorhanden sein soll.

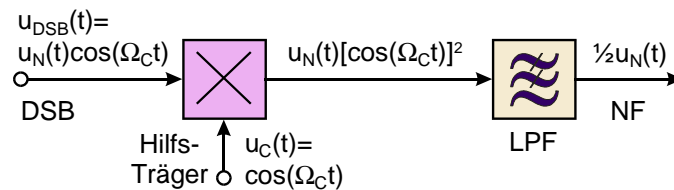


Bild 4.6: Blockschaltbild des multiplikativen Demodulators

Wird eine AM oder eine DSB mit einem **in der Frequenz & Phase richtigen** (empfangsseitigen) Hilfsträger $u_h(t) = \hat{U}_h \cos(\Omega_C + \varphi)$ multipliziert, so läßt sich aus dem Produkt mittels eines Tiefpaß-Filters (LPF *low pass filter*) wieder die NF herausfiltern, Bild 4.6. Diese Art der Demodulation heißt **Synchrone Demodulation**. Für DSB ist dies die einzig mögliche Demodulationsart.

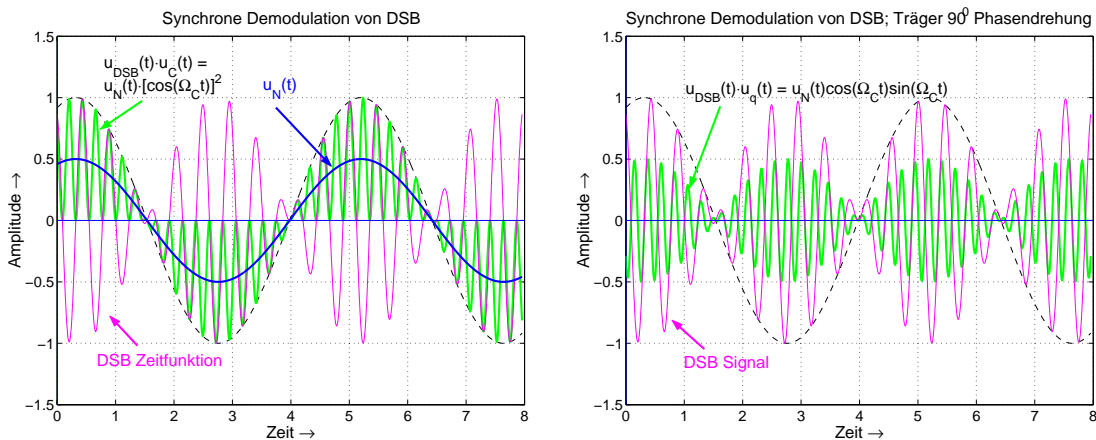


Bild 4.7: Zeitverläufe bei der multiplikativen Demodulation von DSB: (links) Hilfsträger ist phasenrichtig; (rechts) Hilfsträger ist 90° phasenverschoben: es gibt kein demoduliertes Nachrichtensignal $u_N(t)$

Die Darstellung in Bild 4.6 entspricht einer direkten Demodulation der Hochfrequenz-Schwingung (Syn-

^{4.3}Nicht jedoch bei DSB (DSB-SC), weil hier der Träger identisch Null ist: Modulationsgrad der DSB $m \rightarrow \infty$.

chrolyn-Empfänger).^{4.4} 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.

In Bild 4.7 sind die Zeitfunktionen dargestellt, die bei der synchronen Demodulation einer DSB entstehen. Man erkennt die Auswirkung des Phasenwinkels des Hilfsträgers.

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 4.8. 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.

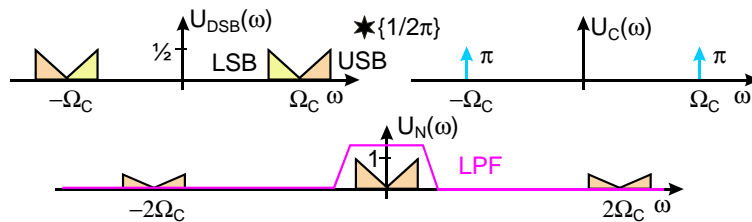


Bild 4.8: Der multiplikative Demodulator im Frequenzbereich: Der Hilfsträger ist in der Frequenz und Phase richtig.

Als Gegenbeispiel soll der Fall betrachtet werden, bei dem der empfangsseitige Hilfsträger zwar Frequenzrichtig ist, aber um 90° in der Phase gedreht ist, Bild 4.9. Es entsteht kein demoduliertes Signal.

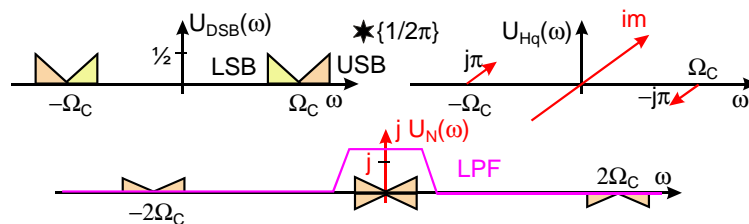


Bild 4.9: Der multiplikative Demodulator im Frequenzbereich; Der Hilfsträger ist Frequenzrichtig, aber um 90° in der Phase gedreht. Dadurch wird das Ausgangssignal zu Null.

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

Diese **Orthogonalität ist der Schlüssel zu der Quadratur-DSB (QDSB)**, bei welcher **sowohl ein Cosinus- als auch ein Sinus-Träger** zum Einsatz kommt. Die Orthogonalität gestattet die empfangsseitige Trennung der Modulationsanteile. Hiervon macht sowohl AM-Stereo als auch die Digitalübertragung Gebrauch.

4.4 Träger-Rückgewinnung für DSB

4.4.1 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:

$$[u_N(t) \cos(\Omega_C t)]^2 = \frac{u_N^2(t)}{2} \{1 + \cos(2\Omega_C t)\} \tag{4.6}$$

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).

^{4.4}Diese Art wird heute zunehmend bei Mobilfunk-Empfängern angewendet, wobei dann allerdings eine Quadratur-Demodulation erfolgt.

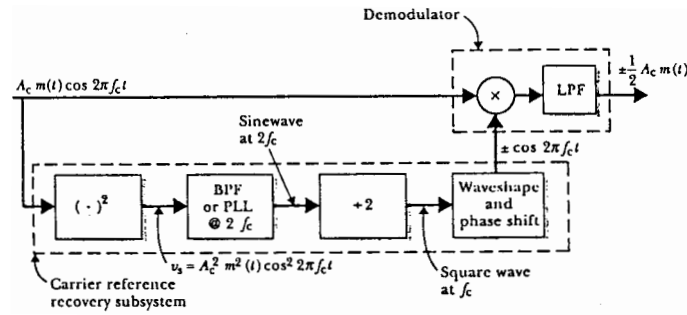


Bild 4.10: Träger-Rückgewinnung durch Frequenz-Verdopplung und synchrone Demodulation von DSB

Die Frequenz $2\Omega_C$ dieser Schwingung muß halbiert werden (z.B. binärer Teiler 2:1), wodurch sich eine mäanderförmige Trägerschwingung ergibt, Bild 4.10. [18] Wird diese Kurvenform durch ein Filter verrundet, muß die dadurch entstehende Phasendrehung wieder ausgeglichen werden.

Aufgrund des Binär-Teilers besteht für den rückgewonnenen Hilsträger eine **Phasen-Unsicherheit** von $180^\circ \doteq \pi$. 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.

4.4.2 Costas-Loop

Sind die beiden Seitenbänder der DSB identisch, kann der Träger mittels einer Phasen-Regelschleife zurückgewonnen werden, Bild 4.11.

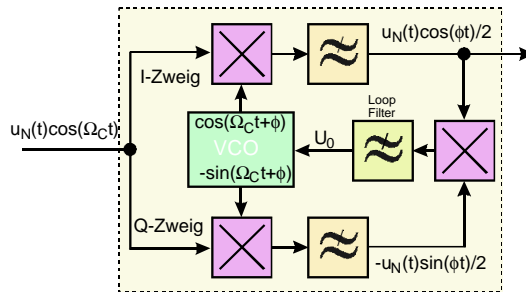


Bild 4.11: Costas Loop zur Träger-Rückgewinnung und synchroner Demodulation von DSB

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. $\phi = 0$, 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 ($U_0 = 0$). Diese entsteht, im Vorzeichen abhängig vom Vorzeichen von ϕ , wenn sich der Phasenwinkel ϕ ändert. Nun ist aber die Ausgangsspannung des Q-Demodulators auch noch durch das Nachrichtensignal $u_N(t)$ 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, $u_N(t)^2$, die einen Gleichanteil U_0 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 die Spannungen in beiden Zweigen das Vorzeichen. Das Vorzeichen von U_0 ändert sich dadurch nicht, weshalb die Costas-Loop auch dann einrasten kann.

5 Quadratur-Doppel-Seitenband-Modulation QDSB [7]

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.

5.1 QDSB Blockschaltung

Bild 5.1 ist das Blockschaltbild für eine QDSB Modulation und Demodulation sowie das Prinzipschaltbild sehr vieler Digitalen Übertragungen.^{5.1}

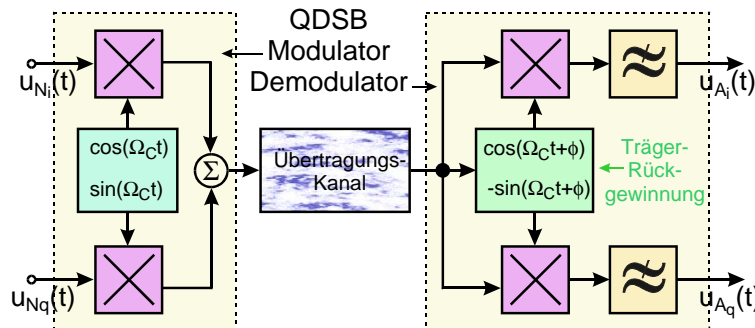


Bild 5.1: Blockschaltbild für eine QDSB-Übertragung. I/Q Modulator (links) & Demodulator (rechts). Φ ist der Fehlerwinkel bei der Träger-Rückgewinnung. Ideal ist $\Phi = 0$.

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

$$u_{\text{QDSB}}(t) = u_{N_i}(t) \cdot \cos(\Omega_C t) + u_{N_q}(t) \cdot \sin(\Omega_C t) = A(t) \cos[\Omega_C t + \varphi(t)] \quad \text{QDSB Modulation} \quad (5.1)$$

Hierbei sind:

$$A(t) = \sqrt{[u_{N_i}(t)]^2 + [u_{N_q}(t)]^2} \quad \text{Amplitude}; \quad \varphi(t) = -\arctan \left\{ \frac{u_{N_q}(t)}{u_{N_i}(t)} \right\} \quad \text{Phase} \quad (5.2)$$

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)^{5.2} 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*).^{5.3} Bei einer praktischen Realisierung ist das ein erheblicher Aufwand. Hier soll zunächst wieder angenommen werden, daß die Rückgewinnung erfolgt sei.

Es wird angenommen, daß die Frequenz Ω_C exakt zurückgewonnen wird, jedoch beim Phasenwinkel ein (kleiner) Fehler Φ besteht.^{5.4}

^{5.1}Der QDSB-Modulator ist die universellste Form eines Modulators. In Abhängigkeit von der Vor-Verarbeitung der Eingangs-Signale $u_{N_i}(t)$ und $u_{N_q}(t)$ kann mit ihm **jede Art von Modulation** erzeugt werden.

^{5.2}In der Literatur wird oftmals von „*phase modulation*“ gesprochen, was zu Mißverständnissen führen kann.

^{5.3}**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...

^{5.4}Dies entspricht den praktischen Verhältnissen unter Verwendung einer PLL.

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

$$\begin{aligned}
 u_{\text{QDSB}}(t) \cdot \cos(\Omega_C t + \Phi) &= [u_{N_i}(t) \cdot \cos(\Omega_C t) + u_{N_q}(t) \cdot \sin(\Omega_C t)] \cdot \cos(\Omega_C t + \Phi) \\
 &= u_{N_i}(t) \cdot \cos(\Omega_C t) \cdot \cos(\Omega_C t + \Phi) + u_{N_q}(t) \cdot \sin(\Omega_C t) \cdot \cos(\Omega_C t + \Phi) \\
 &= \frac{1}{2} u_{N_i}(t) [\underbrace{\cos(\Phi) + \cos(2\Omega_C t + \Phi)}_{\text{hochfrequent}}] + \frac{1}{2} u_{N_q}(t) [\underbrace{\sin(\Phi) + \sin(2\Omega_C t + \Phi)}_{\text{hochfrequent}}]
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

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

$$u_{A_i}(t) = \frac{1}{2} u_{N_i}(t) \cos(\Phi) + \frac{1}{2} u_{N_q}(t) \sin(\Phi) \approx \frac{1}{2} u_{N_i}(t) + \underbrace{0.5 u_{N_q}(t) \Phi}_{\text{Fehlersignal}} \quad \text{für } \Phi \ll 1 \tag{5.4}$$

Im Q-Zweig ergeben sich gleichartige Verhältnisse.

$$u_{A_q}(t) = \frac{1}{2} u_{N_i}(t) \sin(\Phi) + \frac{1}{2} u_{N_q}(t) \cos(\Phi) \approx \underbrace{0.5 u_{N_i}(t) \Phi}_{\text{Fehlersignal}} + \frac{1}{2} u_{N_q}(t) \quad \text{für } \Phi \ll 1 \tag{5.5}$$

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:

$$u_{A_i}(t) = \frac{1}{2} u_{N_i}(t); \quad u_{A_q}(t) = \frac{1}{2} u_{N_q}(t) \quad \text{ideale QDSB-Demodulation} \tag{5.6}$$

5.2 Ortskurve der QDSB

Die beiden Nachrichtensignale $u_{N_i}(t)$ und $u_{N_q}(t)$ können (innerhalb eines Aussteuerbereichs) beliebige Werte annehmen. Als Zeiger-Darstellung, wobei $u_{N_i}(t)$ in reeller Richtung und $u_{N_q}(t)$ in imaginärer Richtung aufgetragen wird, erhält man die Ortskurve, wenn der Ort der Spitze des Betrags-Zeigers aufgetragen wird, Abb. 5.2. Der Zusammenhang zwischen Amplitude $A(t)$ / Phase $\varphi(t)$ und In-Phasen-Komponente $I(t) = u_{N_i}(t)$ / Quadratur-Phasen-Komponente $Q(t) = u_{N_q}(t)$ ist durch Gl. (5.2) gegeben.

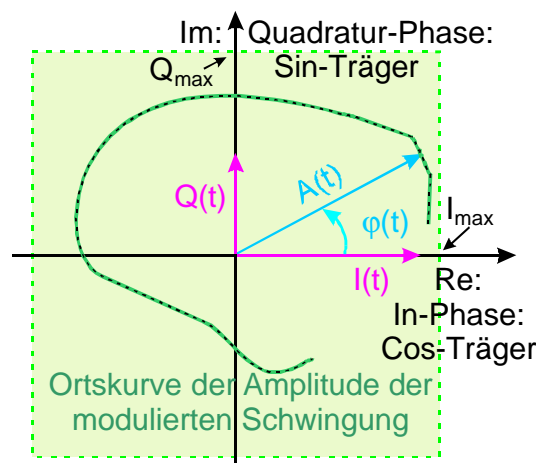


Bild 5.2: Ortskurve (Ausschnitt) der I/Q-Modulation; komplexe Einhüllende der Modulation \Rightarrow Vektor-Diagramm

Diese Ortskurve wird auch als „komplexe Einhüllende“ der QDSB-Modulation bezeichnet.^{5.5}

^{5.5}Bei einer Digitalen Modulation ergibt sich aus dieser Ortskurve das „Vektor-Diagramm“.

6 Einseitenband-Modulationen SSB [9]

Zur Gewinnung der Einseitenband-Modulation (SSB *single side band*) wird der QDSB-Modulator mit Vor-Verarbeitung des Audio-Signals verwendet.

Die als **Phasenmethode** bezeichnete Erzeugung von SSB beruht auf einer **Kompensation** der Signale im I-Zweig und im Q-Zweig. Eine Kompensation erfordert daher, daß in beiden Zweigen der **gleiche Amplitudengang** und die **gleiche Laufzeit** besteht. Daher benötigt man im I-Zweig ein Laufzeit-Glied (Bandpaß) mit dem gleichen Amplitudengang wie der des Hilbert-Tiefpasses (90^0 -Netzwerk)^{6.1} im Q-Zweig. Die gleiche Laufzeit erhält man bei der digitalen Realisierung dadurch, daß beide Filter als FIR-Filter (FIR *finite impulse response*) mit gleicher Anzahl von Koeffizienten realisiert werden. Die Struktur des SSB-Modulators muß also im I-Zweig durch ein Filter ergänzt werden, das im Unterschied zum Hilbertfilter eine Phasendrehung von 0^0 hat, wie es Bild 6.1 darstellt. Bild 6.2 zeigt die spektralen Verhältnisse (mit Berücksichtigung der 90^0 Phasendrehungen) an den Punkten (1) bis (7) des SSB-Modulators von Bild 6.1.

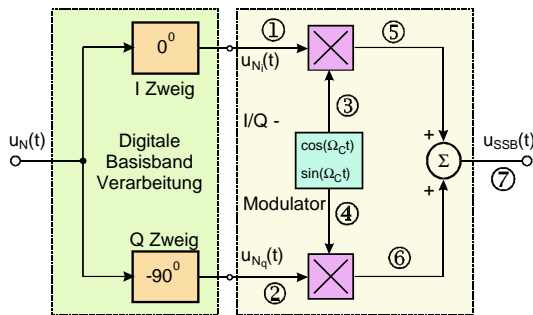


Bild 6.1: Struktur eines SSB-Modulators nach der Phasenmethode. -90^0 Phasendrehung von $u_N(t)$: mit Hilbert-Filter. Linker Teil: Digitale Signalverarbeitung im Basisband; rechter Teil: I/Q-Modulator

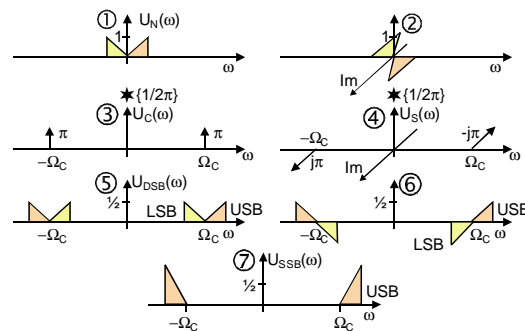


Bild 6.2: Die Spektralverteilung an den Punkten (1) bis (7) des SSB-Modulators mit Hilbert-Filter; Das imaginäre j bedeutet 90^0 Phasendrehung.

Durch die Addition der beiden Teilsignale im I/Q-Modulator in Bild 6.1 entsteht das obere Seitenband USB. Eine Subtraktion des Q-Signals ergibt das untere Seitenband LSB. Hiervon macht dann das **Stereo-Verfahren nach Kahn** Gebrauch.

6.1 Alternative Darstellung der SSB mit Zeigern

Zur anschaulichen Herleitung wird von einem Cos-förmigen Nachrichtensignal (mit der Frequenz ω_N) ausgegangen, welches zuerst im Spektrum und dann mit Hilfe der Zeiger betrachtet wird. Bild 6.3 zeigt links die Verhältnisse im Spektrum für DSB, SSB (USB) & SSB (LSB), sowie rechts die Zeigerdarstellung von SSB als (geometrische) Σ von 2 DSB-Zeigern.

Aus dem Spektrum Bild 6.3 (links) erkennt man folgendes:

- Das modulierende Signal für die DSB (**inphase**) ist eine **Cosinus**-Schwingung, daher die **parallelen** δ -Linien bei $|\omega| = \Omega_C \pm \omega_N$.
- Das modulierende Signal für die DSB (**quadratur**) ist eine **Sinus**-Schwingung, daher die **anti-parallel**en δ -Linien bei $|\omega| = \Omega_C \pm \omega_N$.
- Da das Nachrichten-Signal eine Cosinus-Schwingung sein soll, muß das Sin-förmige modulierende Signal für den Q-Zweig über ein 90^0 -Phasendrehglied (**Hilbert-Filter**) erzeugt werden.
- Werden die beiden DSB-Signale addiert, entsteht eine USB (*upper side band*) Modulation.
- Werden die beiden DSB-Signale subtrahiert, entsteht eine LSB (*lower side band*) Modulation.

^{6.1}Ein ganzes Frequenzband in seiner Phase um 90^0 zu drehen gelingt mit analoger Technik nur sehr unvollständig, mit Hilfe von digitaler Signalverarbeitung dagegen sehr präzise.

- Eine SSB-Schwingung (USB oder LSB) bei Cos-förmigem Nachrichtensignal besteht selbst auch nur noch aus einer Cos-förmigen Schwingung (2 parallele δ -Linien im Spektrum). Die Hüllkurve dieser SSB ist somit konstant. **Eine Hüllkurven-Demodulation ist offensichtlich nicht anwendbar.**

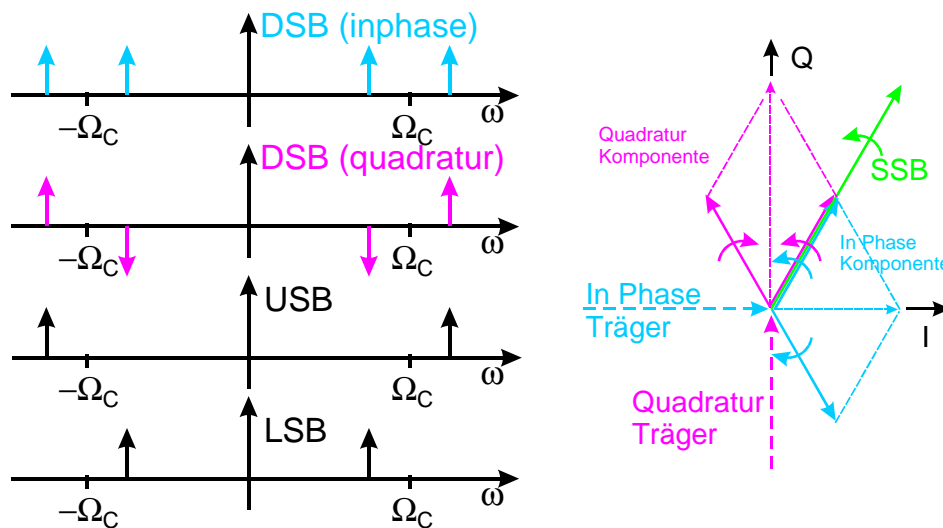


Bild 6.3: DSB (inphase & quadratur), USB & LSB für Cos-förmiges Nachrichtensignal (links). Zeigerdarstellung der SSB als geometrische Σ von 2 DSB-Zeigern (rechts).

Aus dem Zeigerbild 6.3 (rechts) wird erkennbar:

- Die beiden DSB-Zeiger (in Phase Komponente & Quadratur Komponente), aus denen sich der SSB-Zeiger zusammensetzt, stehen unter 90° zueinander:
Also ist die In-Phase-Komponente der DSB-Schwingungen mittels eines **Cos-Trägers** entstanden (In-Phase-Komponente) und die Quadratur-Komponente ist mittels eines **Sin-Trägers** entstanden (Quadratur-Komponente).
- Für die I-Komponente ist das Nachrichtensignal Cos-förmig. Dann muß es aber für die Q-Komponente Sin-förmig sein. Man erkennt dies, wenn man den Zeitpunkt betrachtet, wo die DSB-Zeiger der I-Komponente in Richtung des I-Trägers weisen. In diesem Moment sind die DSB-Zeiger der Q-Komponente \perp (orthogonal) zum Sin-Träger und heben sich auf. Das hierzu gehörende Nachrichtensignal muß also Sin-förmig sein, weil es gerade dann durch 0 geht, wenn die Cos-Schwingung im I-Zweig ihr Maximum hat.

7 AM-Stereo-Systeme

Die Ortskurven-Darstellung Abb. 5.2 (Seite 18) zeigt die Möglichkeiten, die es für Phasen-Multiplex gibt, um 2 Nachrichten (Audio-Summen-Signal $S(t)$ & Audio-Differenz-Signal $D(t)$) gleichzeitig und auf der gleichen (Träger-) Frequenz aber von einander unabhängig, d.h. orthogonal, zu übertragen und zwar in Form von:

- Amplituden-Signal $S(t) = A(t)$ und Phasen-Signal $D(t) = \varphi(t)$ (**polare** Modulation)
- In-Phasen-Signal $S(t) = I(t)$ und Quadratur-Phasen-Signal $D(t) = Q(t)$ (**kartesische** Modulation)

Jede der beiden Möglichkeiten hat ihre Vor- und Nachteile.

Polare Modulation : Hochfrequenz-Signal wird in seiner Amplitude und seiner Phase moduliert.

- Das Amplituden-Signal $A(t)$ ist 100% kompatibel zur AM, d.h. Hüllkurve und Bandbreite stimmen überein.
- Das Phasen-Signal $\varphi(t)$ ist frequenzmäßig breiter als der AM-Kanal, was zu Störungen in den Nebarkanälen führt. Hier ist keine Kompatibilität bezüglich der Kanal-Bandbreite gegeben.

- Im Sender wird eine größere Bandbreite (und konstantere Gruppen-Laufzeit) im HF-Zweig benötigt, verglichen mit den Anforderungen für AM.
- Zur Demodulation des Phasen-Signals ist ein Phasen-Demodulator oder ein Frequenz-Demodulator notwendig.

Kartesische Modulation : AM-Signal unter 0° & DSB-Signal unter 90°

- In-Phasen-Signal $I(t)$ und Quadratur-Phasen-Signal $Q(t)$ halten beide die vorgeschriebene Bandbreite ein.
- Der Verlauf des Amplitudensignals $\sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2}$ stimmt nicht mit dem Summensignal überein. Eine (einfache) Hüllkurven-Demodulation liefert nicht das richtige Ergebnis. Es ist keine Kompatibilität zu AM gegeben. Das gilt auch für das hierbei verwendete modifizierte Amplitudensignal $\sqrt{[\hat{U}_C + I(t)]^2 + Q(t)^2}$. Hier ist der I-Anteil eine AM und der Q-Anteil eine DSB.
- Die QDSB ist nicht kompatibel zum (üblichen) AM-Sender. Man benötigt entweder einen Linear-Verstärker (mit geringem Wirkungsgrad) oder muß die EER (*envelope elimination and restauration*) Technik anwenden.
- Es muß eine synchrone Demodulation mit (empfangsseitiger) Träger-Rückgewinnung erfolgen.

Eine weitere AM-Stereo-Methode beruht auf Frequenz-Multiplex, wobei die beiden Seitenbänder LSB und USB unterschiedlich moduliert werden, wodurch man eine ISB (*independent side band*) erhält.

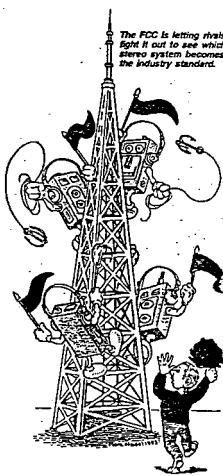
ISB Phasen-Methode : USB & LSB mit Trägerzusatz

- Das ISB-Signal hält (theoretisch) die vorgeschriebene Kanal-Bandbreite ein.
- Die Amplitude bzw. die Hüllkurve des ISB-Signals weicht ab vom Summensignal.
- Die ISB ist nicht kompatibel zum (üblichen) AM-Sender. Man benötigt entweder einen Linear-Verstärker (mit geringem Wirkungsgrad) oder muß die EER (*envelope elimination and restauration*) Technik anwenden.
- Es muß eine synchrone Demodulation mit (empfangsseitiger) Träger-Rückgewinnung erfolgen.

Das **Problem in der Praxis** besteht nun darin, die Systeme so „hinzubiegen“ und die Parameter so zu wählen, daß wenigstens halbwegs Kompatibilität zur AM besteht. Daher gab es mehrere Systemvorschläge, die sich in ihren Werten bezüglich Nachbarkanal-Störungen und nichtlinearen Verzerrungen im demodulierten Signal unterscheiden.

7.1 Die AM-Stereo-Systeme

Ein erster Vorschlag für AM-Stereophonie stammt von POTTER aus dem Jahre 1926. [23] Hierbei soll es sich um ein QDSB-Verfahren gehandelt haben und für den Empfänger war eine Synchron-Demodulation erforderlich.^{7.1} Im Jahre 1941 schlug LOWELL das ISB-Verfahren vor, das von KAHN 1971 wieder aufgegriffen wurde. [23]



Die Matrix-Bildung wurde in den späten '50ern von PHILCO vorgeschlagen und als Feldversuch bei WABC in New York erprobt. [25] Das Summensignal $S(t)$ wird dabei als (normale) AM mit Träger erzeugt. Das Differenz-Signal $D(t)$ wird als DSB (mit um 90° gedrehtem Träger) erzeugt und zur AM addiert. [23] [25] Das ist dann allerdings keine QDSB, weil ja der I-Anteil eine AM ist und nur der Q-Anteil eine DSB. Ein ähnliches System testete CBS zu Beginn der '60er bei WCBS in New York. [25]

Bis auf die beiden sehr frühen Vorschläge stammen diese aus der Zeit, wo im „alten Europa“ die meisten Hörer schon auf UKW-FM umgestiegen waren und UKW-Stereo vor der Tür stand. Im Unterschied dazu war damals UKW-FM in den USA verglichen mit AM vergleichsweise unbedeutend. Das FCC, die amerikanische Regulierungsbehörde, lehnte aber zu dieser Zeit alle Vorschläge für AM-Stereo ab, weil damals gezielt UKW-FM bzw. UKW-FM-Stereo gefördert werden sollte. [24]

So kam es erst wieder um 1977 zu Vorschlägen für AM-Stereo an das FCC. Dieses konnte sich jedoch schlußendlich zu keiner Empfehlung für eines der Systeme durchringen. Es sollte daher 1982 „dem Markt“ überlassen bleiben, welches System sich schließlich als Industriestandard durchsetzen werde.

^{7.1}Es ist nicht bekannt, ob der Vorschlag realisiert wurde, was beim damaligen Stand der Technik recht aufwändig gewesen wäre.

Im Jahre 1977 wurden insgesamt 5 AM-Stereo-Systeme beim FCC vorgeschlagen. [25] Für C-QUAM gab es 1985 noch einen Modifizierungs-Vorschlag [26], so daß insgesamt 6 unterschiedliche Systeme „im Rennen“ waren. In [26] wurde nachgewiesen, daß es **keine „ideale“ Lösung für kompatibles AM-Stereo gibt.**

Mixed Mode : (polare Modulation)

- Belar (RCA: AM/FM)
- Magnavox (AM/PM)

Phasing SSB : (ISB Phasen-Methode)

- Kahn/Hazeltine (ISB *independent side band*)

Quadrature : (kartesische Modulation)

- Motorola (C-QUAM *compatible quadrature amplitude modulation*)
- Blaupunkt (MC-QUAM *modified compatible quadrature amplitude modulation*) (1985)
- Harris No.1, No.2, No.3 (AM/DSB, als „*compatible phase multiplex CPM*“ bezeichnet)^{7.2}

Von allen Systemen erreichte Motorola C-QUAM die größte Verbreitung, vielleicht auch deswegen, weil es mit dem IC **MC13020P** (20 Pin DIL) einen integrierten AM Stereo Decoder für dieses Verfahren gibt. [27] Dieses System wurde von der Mehrzahl der Sendeanstalten und der Radioempfänger-Industrie bzw. wichtiger Auto-Hersteller bevorzugt. Einige Sendeanstalten hatten sich dagegen für das Kahn/Hazeltine Verfahren entschieden. (Stand 1986) [28]

7.2 Beschreibung der Systeme

7.2.1 Das Belar-System

Das System wurde bereits 1959 von RCA an der Station WNBC, New York City, 50 KW RCA Sender, erprobt. Hier wird der Träger mit dem Summensignal $S(t)$ in seiner Amplitude und gleichzeitig mit dem Differenz-Signal $D(t)$ in seiner **Frequenz** moduliert, Bild 7.1. [28] Die FM für das Differenz-Signal hat einen Frequenz-Hub von $\Delta F = \pm 1,25 \text{ kHz}$ und eine Pre-Emphase (Höhenanhebung) von $100 \mu\text{sec}$. Das Belar-System verwendet keinen Pilot-Ton zur Steuerung des Empfängers.

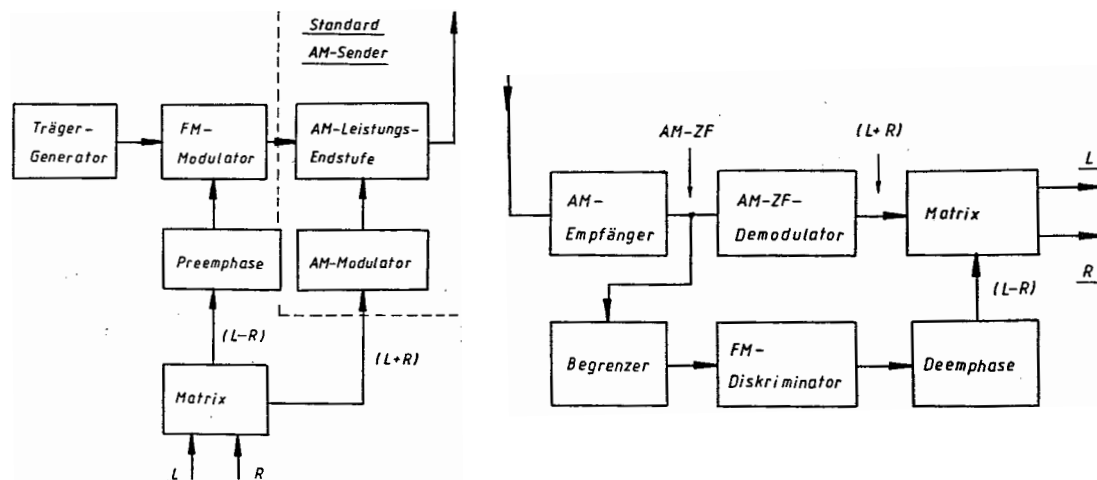


Bild 7.1: Sender des Belar-Systems (links) und Empfänger (rechts).

Für Stereo muß das Signal-zu-Geräusch-Verhältnis des Empfangssignals S/N ca. 10 dB größer sein als bei AM. Die Kanaltrennung beträgt ca. 28 dB und der Klirrfaktor liegt bei 1%.

^{7.2}**Achtung:** CPM bedeutet bei digitaler Modulation *continuous phase modulation* und stellt übertragungstechnisch eine **FM** dar.

7.2.2 Das Magnavox-System

Hier wird der Träger mit dem Summensignal $S(t)$ in seiner Amplitude und gleichzeitig mit dem Differenz-Signal $D(t)$ in seiner **Phase** moduliert, Bild 7.2. [28] Der maximale Phasen-Hub (Modulations-Index) beträgt $1\text{rad} \doteq 57^{\circ}30''$. Der Pilotton beträgt 5 Hz und wird im Differenz-Kanal mit einem Phasen-Hub von 4 rad übertragen.

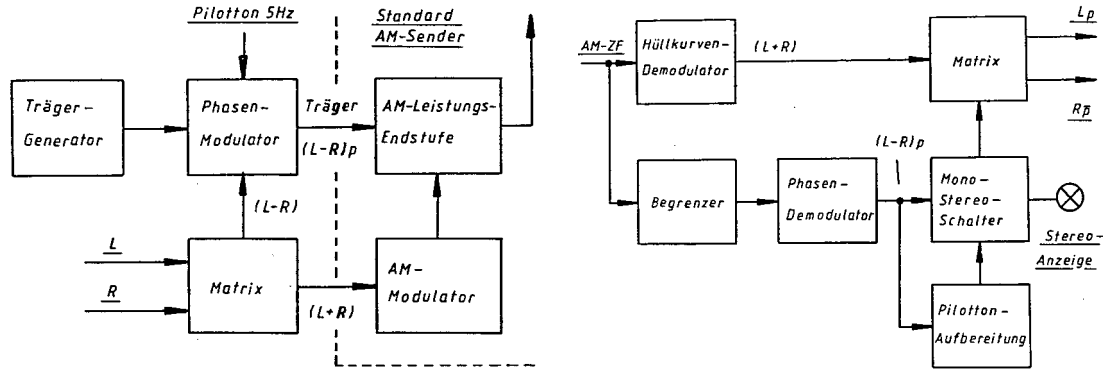


Bild 7.2: Sender des Magnavox-Systems (links) und Empfänger (rechts).

7.2.3 Das Kahn-System

Das Kahn-Hazeltine-System kombiniert zwei Einseitenband-Systeme (gemäß Bild 6.1, Seite 19) für USB und LSB und addiert zusätzlich eine Trägerschwingung. Das USB erhält das Rechts-Signal $R(t)$ und das LSB das Links-Signal $L(t)$. [26] Die notwendige Additions-Stelle für die beiden SSB-Systeme wird dazu vom Ausgang des Systems auf den Eingang verlegt, wodurch sich wieder die Stereo-Matrix ergibt, Bild 7.3.

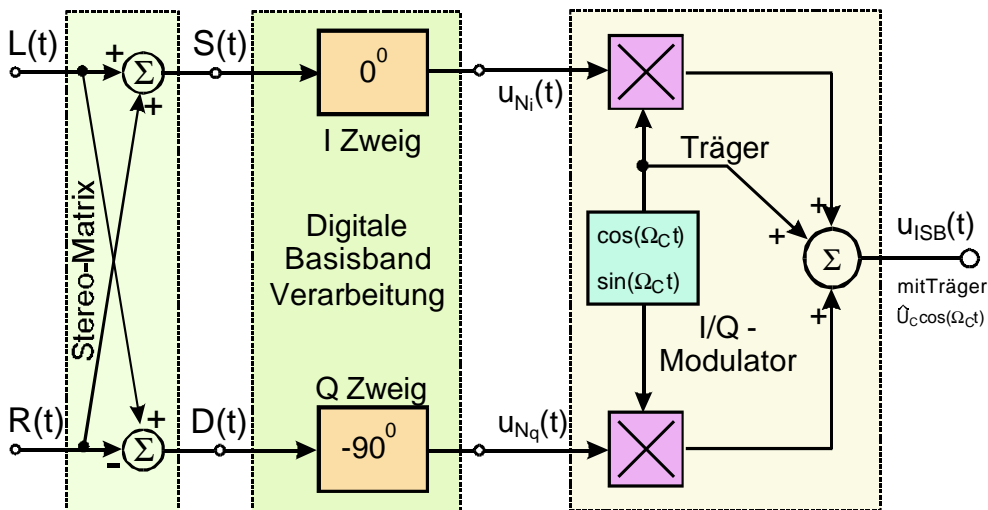


Bild 7.3: Prinzipielles Blockschaltbild des Kahn-SSB-Stereo Modulators

Die in Bild 7.3 dargestellte Blockschaltung läßt sich für kleine Leistungen unmittelbar realisieren, da Multiplizier z.B. als IC verfügbar sind. Man benötigt hierfür 4-Quadranten-Multiplizierer, da sowohl die Nachrichten-Signale als auch die Cosinus/Sinus Trägersignale Wechselgrößen sind und deshalb \pm Spannungen auftreten. Demgegenüber stellt die Endstufe eines AM-Senders nur einen 2-Quadranten-Multiplizierer dar, weil aus Kompatibilitätsgründen zum Hüllkurven-Demodulator das Nachrichtensignal um einen Gleichanteil angehoben ist, damit die obere und die untere Hüllkurve der AM sich nicht überschneidet, s. Kap. 2.4 (Seite 6).

Damit ist man an einem Punkt angelangt, wo entschieden werden muß, ob der bisher vorhandenen AM-Sender durch einen linearen Leistungs-Verstärker (mit geringem Wirkungsgrad) ersetzt werden muß, oder ob

es eine Möglichkeit gibt, den AM-Sender, der ja die Leistung mit gutem **Wirkungsgrad** erzeugt, beizubehalten.

Die Lösung des Problems zeigt sich in Kap. 5 (Seite 17) in den Gleichungen (5.1) und (5.2), die die Umrechnung zwischen kartesischer und polarer Darstellung angeben, sowie in Bild 5.2 (Seite 18), wo dieser Zusammenhang graphisch veranschaulicht ist.

Gemäß Blockschaltbild des Kahn-**ISB-Stereo** Senders setzt sich das Ausgangssignal aus einem Anteil im I-Zweig und einem Anteil im Q-Zweig zusammen. Mathematisch wird der I-Anteil als Real-Anteil und der Q-Anteil als Imaginär-Anteil behandelt. Dies entspricht der kartesischen Schreibweise $I(t) + jQ(t)$.

Dem gegenüber hat ein AM-Sender (dieser soll ja beibehalten werden!) zunächst nur einen Eingang für ein Amplituden-Signal $A(t)$ gemäß Gl. (5.2), siehe Bild 2.2 (Seite 5). Man muß deswegen die jetzt noch erforderliche Phasen-Information $\varphi(t)$ dem HF-Träger mit Hilfe eines Phasen-Modulators aufmodulieren. Dies entspricht damit der polaren Schreibweise $A(t) \cdot \exp[j\varphi(t)]$.

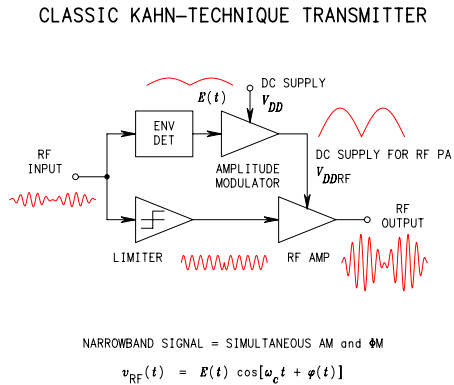


Bild 7.4: Analoge Realisierung der EER-Technik

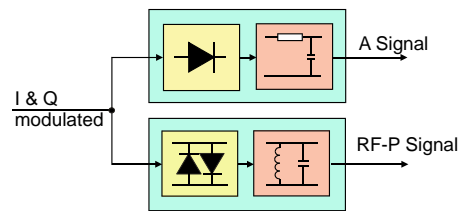


Bild 7.5: Analoge Methode zur Gewinnung von A und RF-P Signalen; Spitzengleichrichter und Tiefpaß (oben), Amplitudenbegrenzer und Bandpaß (Schwingkreis) (unten)

Prinzipiell realisiert man die Transformation von kartesisch nach polar, indem das QDSB-Signal einerseits durch einen Begrenzerverstärker geschickt wird, wodurch ein phasenmoduliertes Trägersignal (RF-P Signal) entsteht, welches in den Träger-Eingang des AM-Senders eingespeist wird. Gleichzeitig wird das Hüllkurvensignal der QDSB (A-Signal) gewonnen, Bild 7.5, und dem Modulationseingang des AM-Senders zugeführt, Bild 7.4. [19] Diese Methode heißt EER-Technik (*envelope elimination and restoration*), denn im Begrenzer-Verstärker wird die Hüllkurve eliminiert um dann in der Endstufe des AM-Senders wieder hinzugefügt zu werden (*restoration*). Sie wurde von KAHN in den '50ern für SSB angegeben. [20]

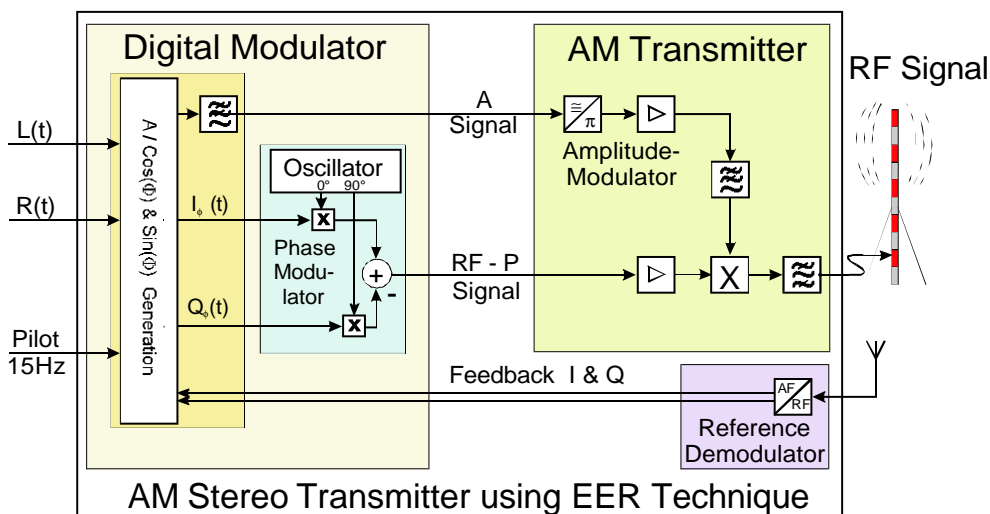


Bild 7.6: Blockschaltbild eines Kahn ISB-Stereo AM-Senders

Mit der heute verfügbaren Digitalen Signalverarbeitung kann die Funktion der Erzeugung einer ISB (hier

mit Träger) und der Koordinaten-Transformation für die EER-Technik gemeinsam in Softwaretechnik realisiert werden, womit sich das Blockschaltbild 7.6 ergibt. Weil die Funktion des Senders in Bild 7.6 softwaremäßig festgelegt wird, kann mit der gleichen Struktur und entsprechender Software statt einer analogen auch eine digitale Übertragung erfolgen. Daher haben die für DRM (*digital radio mondiale*) umgerüsteten AM-Sender prinzipiell das gleiche Blockschaltbild. [10]

Die Koordinaten-Transformation **kartesisch** → **polar**, Gl. (5.2), ist ein **nichtlinearer** Vorgang. Die Folge davon ist, daß sowohl das Amplituden-Signal $A(t)$ als auch das Phasen-Signal $\varphi(t)$ bzw. das hochfrequente RF-P Signal breitere Spektren aufweisen als die kartesischen $I(t)$ und $Q(t)$ Signale.^{7.3} [21] [22]

Theoretisch kompensieren sich die zu breiten Spektralanteile am Ausgang des Senders so, daß die Bandbreite wieder genau wie bei den $I(t)$ und $Q(t)$ Signalen wird und daß kein Übersprechen zwischen den Teilsignalen (Stereo-Übersprechen) entsteht. Dazu ist es aber notwendig, daß

- die Bandbreiten im A-Zweig und im RF-P-Zweig des Senders genügend groß ist und
- die Laufzeiten in beiden Zweigen gleich groß und in ihrem Frequenzgang eben sind.

Diese Forderungen sind in der Praxis nicht ganz einfach zu erfüllen, was dann dazu führt, daß im EER-Betrieb eine erhöhte Außerband-Strahlung verglichen mit dem (reinen) AM-Betrieb entsteht. Als zusätzliche Hilfsmaßnahme kann dann eine Präzisions-Demodulation (*reference demodulator*), verbunden mit einer Gegenkopplung (*feedback*) eingesetzt werden.

In den '80er Jahren war die Digitale Signalverarbeitung noch nicht so weit fortgeschritten, so daß die erforderlichen Transformationen einschließlich der notwendigen Korrekturen des Frequenzganges im Sender analog ausgeführt werden mußte, was auf eine komplizierte Schaltungstechnik führte, die sich auch in den entsprechenden Blockschaltungen äußert, Bilder 7.7 & 7.8.

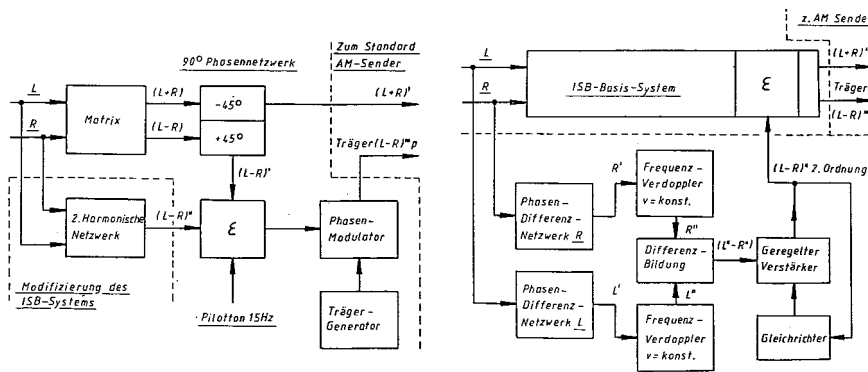


Bild 7.7: Blockschaltbild des Kahn-ISB Senders (links) modifizierter Kahn-ISB Sender (rechts)

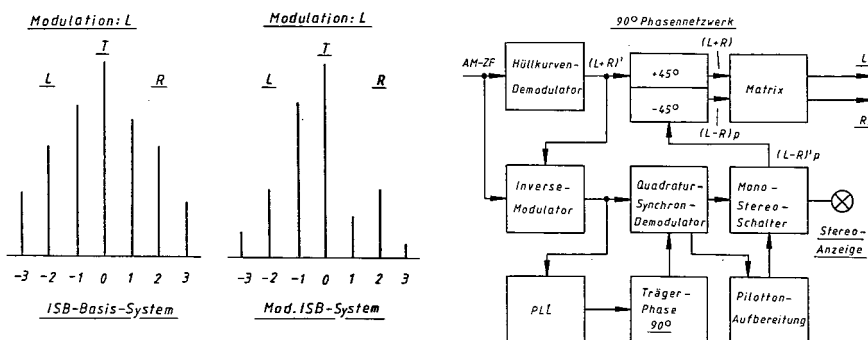


Bild 7.8: Spektren des Kahn-ISB ohne und mit Modifikation (links) Kahn-ISB Demodulator (rechts)

^{7.3}Im allgemeinen wird sowohl das Amplituden-Signal $A(t)$ als auch das Phasen-Signal $\varphi(t)$ bzw. das hochfrequente RF-P Signal erheblich breiter als die kartesischen $I(t)$ und $Q(t)$ Signale. Das gleiche Problem tritt bei Digitalen Modulationen auf, wie z.B. bei DRM.

7.2.4 Das C-QUAM-System

Das C-QUAM-System wurde von Motorola von 1975 bis ca. 1982 entwickelt, wobei das Prinzip in ca. 4 Monaten realisiert wurde, jedoch die notwendigen technischen Verfeinerungen die restliche Zeit beanspruchten. [24]

Die Blockstruktur des QUAM-Modulators ist in Bild 7.9 gegeben.

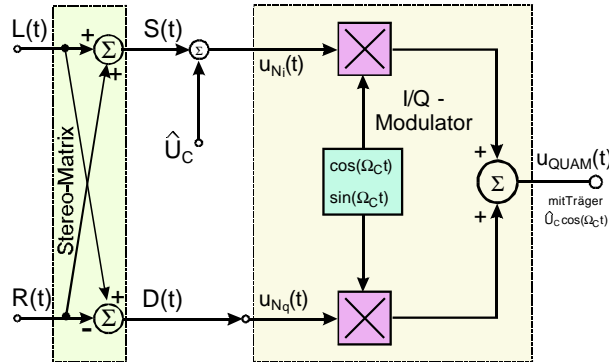


Bild 7.9: Blockschaltbild eines QUAM Modulators (noch nicht C-QUAM)

Die Blockstruktur des QUAM-Modulators hat große Ähnlichkeit mit der des Kahn-Modulators, Bild 7.3 (Seite 23). Gegenüber dem Kahn-ISB-Stereo Modulator fehlen nur die Blöcke für das Hilbert-Filter (90° Netzwerk). Die Gewinnung des Trägers ist hier zwar anders gezeichnet, jedoch prinzipiell gleichartig, s. hierzu auch das Blockschaltbild des AM-Modulators, Bild 2.2 (Seite 5).

Der QUAM-Modulator muß nun ganz ähnlich wie der Kahn-Modulator mit Hilfe der EER-Technik an einen (normalen) AM-Sender angepaßt werden. Allerdings besteht hierbei ein Unterschied, der aus QUAM dann C-QUAM macht.

- Das Ausgangssignal des QUAM-Modulators wird Amplituden-begrenzt. Dieses begrenzte Signal geht auf den Träger-Eingang des AM-Senders. (Das ist identisch wie bei Kahn.)
- Das Summensignal $S(t) = L(t) + R(t)$ wird (zusätzlich) direkt nach der Stereo-Matrix abgenommen und auf den Audio-Eingang des AM-Senders gegeben. (Der Hüllkurven-Detektor (*envelope detector*), Bilder 7.4 & 7.5 (Seite 24), entfällt folglich.)

Damit ergibt sich das Blockschaltbild des C-QUAM-Modulators, Bild 7.10, der einen konventionellen AM-Sender^{7.4} ansteuern kann, Bild 7.11.

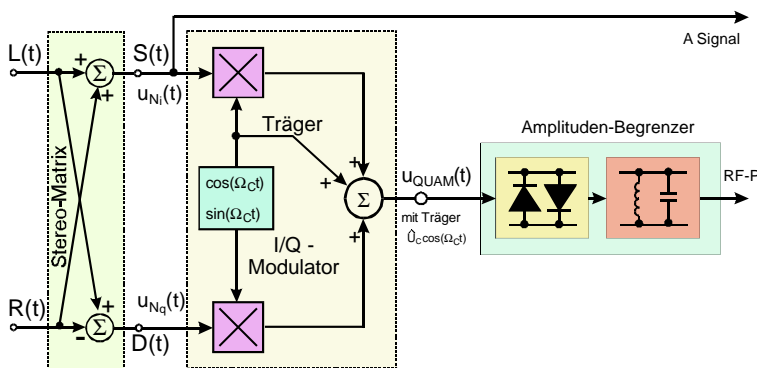


Bild 7.10: Blockschaltbild eines C-QUAM Modulators

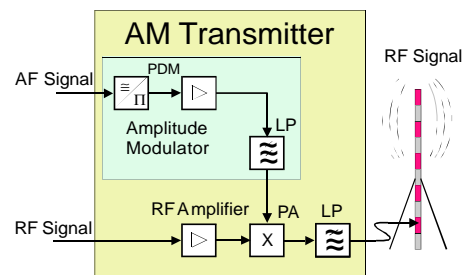


Bild 7.11: Block Struktur eines AM Senders mit PDM Modulator (PDM: pulse duration modulation)

Wie aus dem Blockschaltbild 7.10 ersichtlich ist, wird auch bei C-QUAM der AM-Sender mit einer phasenmodulierten Schwingung (RF-Signal = RF-P Signal) angesteuert. Das hat zur Folge, daß auch hier das PM-Signal eine größere Bandbreite als das Hüllkurven-Signal hat.

^{7.4}Der Modulator ist ein NF Leistungs-Verstärker, der die Versorgungs-Spannung der Endstufe (PA power output) steuert.

Zeigerdiagramm von QUAM und C-QUAM Das Zeigerdiagramm der QUAM setzt sich aus einem AM-Zeigerdiagramm und einem um 90° gedrehten DSB-Zeigerdiagramm zusammen. Dieses ist in Bild 7.12 dargestellt, wobei hier (wie bei AM-Zeigern üblich) die (reelle) I-Richtung vertikal und die um 90° gedrehte (imaginäre) Q-Richtung horizontal gezeichnet ist.

Die Längenänderung des $U_{\Sigma QUAM}$ Zeigers hängt nicht nur vom Summensignal $S(t)$ ab, also von der Länge $U_{\Sigma(L+R)}$ Hüllkurve, sondern auch noch vom Zeiger $U_{\Sigma(L-R) DSB}$ des Differenz-Signals $D(t)$. Eine Hüllkurven-Demodulation ergibt deshalb nicht das Summensignal $1 + S(t)$ sondern $\sqrt{(1 + S(t))^2 + D(t)^2}$, weshalb die QUAM nicht zur AM kompatibel ist.

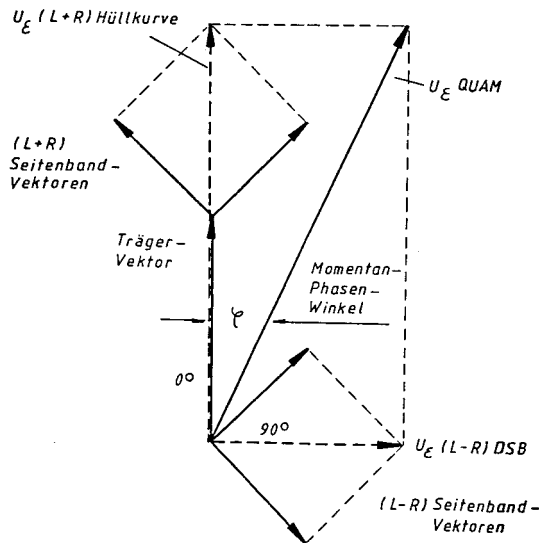


Bild 7.12: Zeiger-Darstellung der QUAM Modulation; Statt „Vektor“ lies „Zeiger“

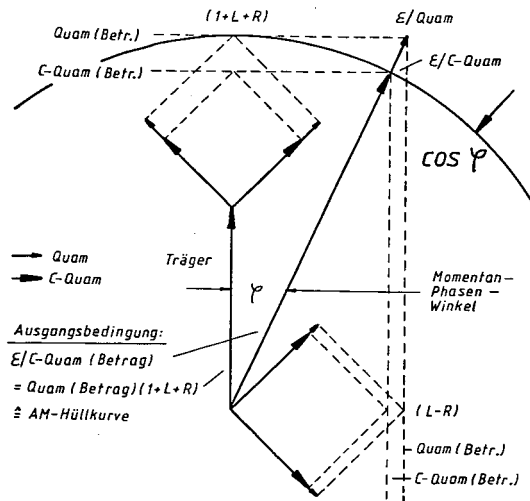


Bild 7.13: Zeiger-Darstellung der C-QUAM Modulation; Da die Amplitude konstant ist, bewegt sich der Summenzeiger auf einem Kreis.

Der QUAM-Zeiger ändert nicht nur seine Richtung (Winkel φ), sondern auch seine Länge $U_{\Sigma QUAM}$, die der Amplitude der QUAM-Schwingung entspricht. Hinter dem Amplituden-Begrenzer bleibt nur noch die Winkeländerung übrig und man kommt zum C-QUAM-Zeiger Σ_{C-QUAM} , der sich deshalb auf einem Kreis bewegt, Bild 7.13. Diese amplituden-begrenzte Schwingung enthält nun allerdings die Stereo-Information (das Differenz-Signal $D(t)$) nur noch in verzerrter Form, weshalb im Empfänger eine geeignete Entzerrung erforderlich ist. Aber diese Phasen-modulierte Hochfrequenz-Schwingung ist zur HF-Ansteuerung des AM-Senders geeignet. Das Blockschaltbild eines C-QUAM-Senders wird damit wie es in Bild 7.14 dargestellt ist. [24]

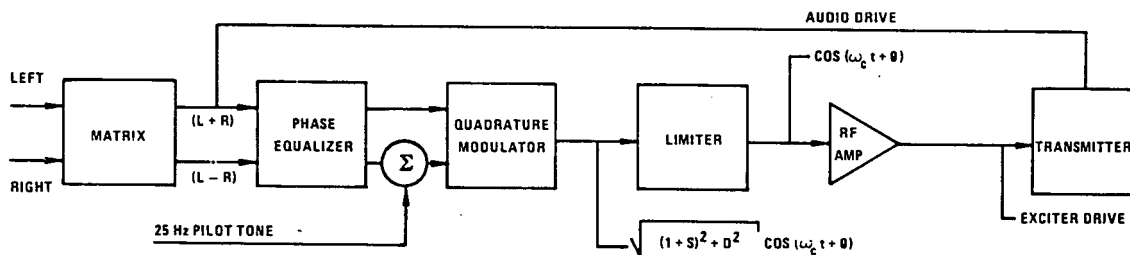


Bild 7.14: Blockschaltbild eines C-QUAM Senders

Da die Signal-Laufzeiten im Audio-Zweig und im Hochfrequenz-Zweig eines AM-Senders verschieden sind, ist zum Ausgleich eine Linearisierung der Phase (*phase equalizer*) erforderlich. Damit der Empfänger auf Stereo umschaltet, wird auch noch ein Pilot-Ton von 25 Hz hinzugefügt.

Der maximale Phasenhub beträgt $\Delta\varphi_{max} = \pm\pi/4 \doteq \pm 45^\circ$.

Der C-QUAM Demodulator Das Summen-Signal $S(t)$ wird direkt aus einer Hüllkurven-Gleichrichtung gewonnen. Damit besteht Kompatibilität zur AM. Das Differenz-Signal $D(t)$ muß aus dem Phasen-modulierten Hochfrequenz-Signal gewonnen werden. Hierzu dient ein I/Q-Demodulator, Bild 7.15, dessen Ausgangs-Signale aber nicht die gewünschte Größe (und Form) haben, wie aus dem Zeiger-Diagramm der C-QUAM hervorgeht.

Der QUAM-Demodulator hat große Ähnlichkeit mit der Costas Loop, Bild 4.11 (Seite 16). Es besteht jedoch ein wesentlicher Unterschied. Dadurch daß bei QUAM ein Träger ausgesendet wird, entsteht nach der Demodulation im Q-Zweig je nach Phasenabweichung des VCO eine positive bzw. negative Gleichspannung, die direkt zur Regelung des VCO's verwendet werden kann. Der Q-Zweig stellt zusammen mit dem Schleifen-Filter (*loop filter*) und dem Sinus-Ausgang des VCO (*voltage controlled oscillator*) eine Phasen-Regelschleife PLL (*phase locked loop*) dar, die auf die Trägerschwingung einrastet.^{7.5}

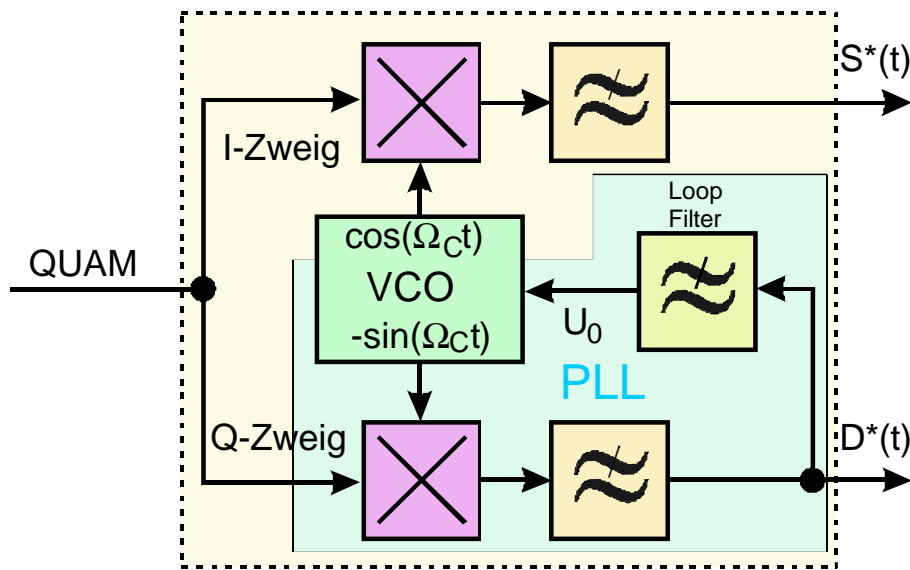


Bild 7.15: Blockschaltbild eines QUAM Demodulators

Daß der QUAM-Demodulator bei der Demodulation von C-QUAM verzerrte Ausgangs-Signale $S^*(t)$; $D^*(t)$ liefert, ist kein eigentliches Problem, denn im Empfänger wird zusätzlich das Amplituden-Signal (A-Signal) $S(t)$ über die Hüllkurven-Demodulation gewonnen. Diese beiden Signale werden verglichen und mit Hilfe eines Regelkreises wird eine Regelstufe (*gain modulator*) so gesteuert, daß $S^*(t) \approx S(t)$ wird, wodurch auch $D^*(t) \approx D(t)$ wird.

- Das demodulierte Hüllkurven-Signal $S(t) = L(t) + R(t)$ wird direkt zur Matrix geführt und mit dem Ausgangssignal $S^*(t)$ des QUAM-Demodulators verglichen. Der mit *comparator* bezeichnete Block ist dabei ein Subtrahierer (Summierstelle mit einem + und einem - Eingang), wie bei Regelschaltungen üblich.
- Das Ausgangssignal des Subtrahierers sollte möglichst klein sein $S(t) - S^*(t) \rightarrow 0$, damit beide Signale gleich werden und damit auch $D(t) = L(t) - R(t)$ den korrekten Wert erhält. Daher ist noch eine möglichst große Regelkreis-Verstärkung vorzusehen (nicht gezeichnet).^{7.6}
- Der *gain modulator* ist ein geregelter Verstärker, prinzipiell ähnlich den Regelstufen in dem ZF-Verstärker eines AM-Radios. Hierdurch wird die Amplitude des empfangenen C-QUAM Signals so verändert, daß daraus wieder (mit guter Näherung) ein QUAM Signal entsteht, das der QUAM-Demodulator dann korrekt demodulieren kann.
- Der VCO bildet zusammen mit dem Multiplizierer im Q-Zweig eine PLL wie sie in Bild 7.15 genauer dargestellt ist.
- Es wird nur das Differenz-Signal $D(t) = L(t) - R(t)$ des QUAM-Demodulators zur Matrix geführt.

^{7.5}Während die Costas Loop nur zur Demodulation von DSB, nicht aber von QDSB geeignet ist, erhält man durch Hinzufügung eines Trägers bzw. Rest-Trägers (Pilot) mit dem QUAM-Demodulator eine einfache Lösung für die Demodulation von QAM. Diese Methode ist aber für Datenübertragung nicht üblich.

^{7.6}Die Größe der Regelkreis-Verstärkung ist dadurch begrenzt, daß der Regelkreis instabil werden kann.

Das Blockschaltbild des C-QUAM Demodulators von Motorola ist in Bild 7.16 dargestellt.

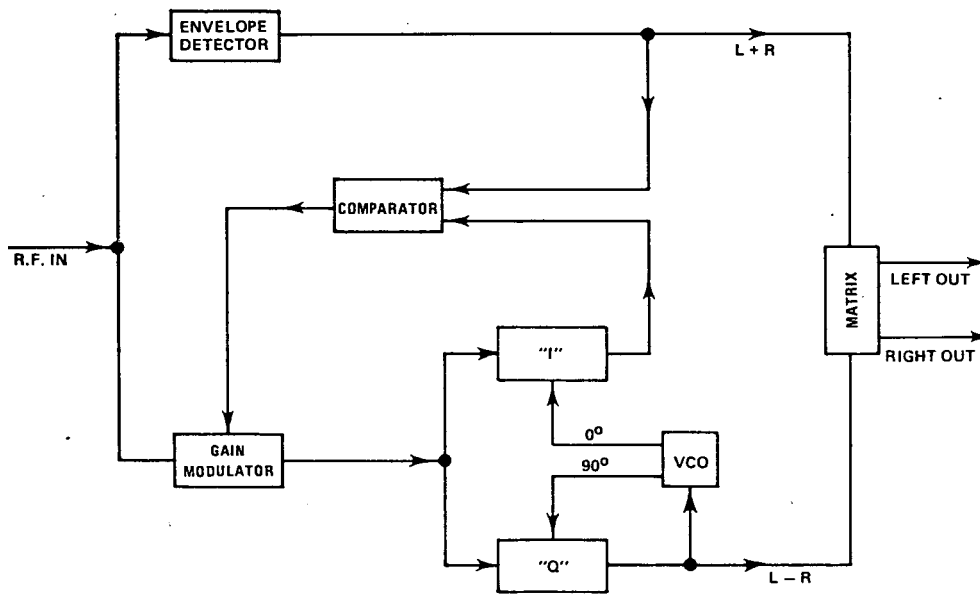


Bild 7.16: Blockschaltbild des C-QUAM Demodulators von Motorola [24]

Bild 7.17 zeigt das Blockschaltbild des MC13020P C-QUAM Demodulator IC's.

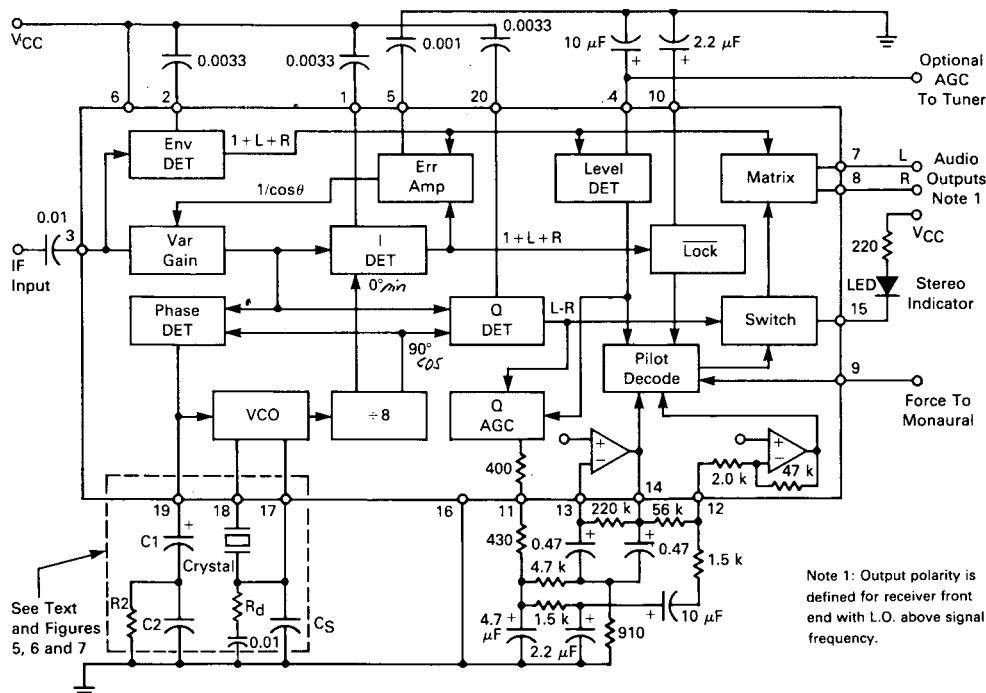


Bild 7.17: Blockschaltbild des C-QUAM Demodulator IC's **MC13020P** von Motorola [27]

7.2.5 Das MC-QUAM-System

Wie mit Hilfe des Zeiger-Diagramms der QUAM, Bild 7.12 (Seite 27), zu erkennen ist, kann es bei großen Modulationsgraden Zeitpunkte geben, wo der $U_{\Sigma\text{QUAM}}$ Zeiger sehr kleine Werte annehmen kann. In diesen Fällen

arbeitet der (damals noch analoge) Begrenzerverstärker, Bild 7.10 (Seite 26), nicht mehr korrekt. Um diese Probleme zu umgehen, wurde eine (einfache) Modifikation des C-QUAM Systems vorgeschlagen, Bild 7.18 [26].

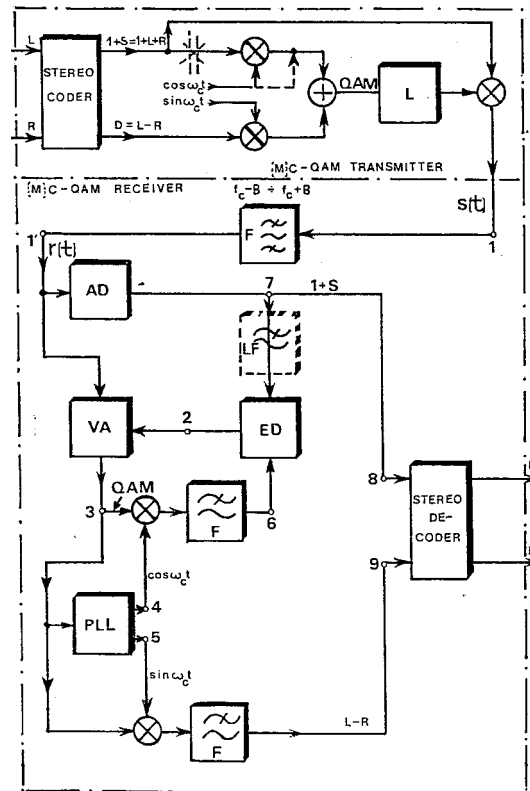


Bild 7.18: Blockschaltbild des MC-QUAM Systems; Die Änderungen gegenüber C-QUAM sind gestrichelt gezeichnet.

Die Änderung im Modulator betrifft den I-Zweig. Hier wird keine AM erzeugt, sondern nur der Träger zur DSB im Q-Zweig addiert (gestrichelt gezeichnet). Im Demodulator wird deshalb dem Vergleichs (*comparator*) PD nur ein Gleichanteil entsprechend zum Wert des Trägers zugeführt, wofür ein zusätzlicher Tiefpaß LF (*lowpass filter*) erforderlich ist (gestrichelt gezeichnet).

7.2.6 Das Harris-System

Von Harris gab es insgesamt 3 Vorschläge, jeweils um den vorhergehenden zu verbessern.

Im Unterschied zu den anderen Systemen wird im Modulator der Phasenwinkel der verwendeten Trägerschwingungen mit $\pm 15^\circ$ angegeben. Sie sind somit zu einander **nicht orthogonal**. Dies erscheint im ersten Moment verwunderlich, weil zur Trennung der Anteile des Stereo-Signals im Empfänger die Orthogonalität zwingend notwendig ist. Der (scheinbare) Widerspruch löst sich, wenn anschließend die Zeigerdiagramme analysiert werden.

Andererseits gibt es auf der Modulator-Seite (Sender-Seite) keine Stereo-Matrix. Vielmehr werden das Links-Signal $L(t)$ und das Rechts-Signal $R(t)$ unmittelbar den beiden Multiplizierern zugeführt. Auch das ist anders als bei allen anderen Systemvorschlägen.

Das Blockschaltbild des Harris-Systems ist in Bild 7.19 gegeben. [23] (Stereo-Pilot 25 Hz; nicht gezeichnet.)

- Auf der Sender-Seite wird wieder die EER-Technik eingesetzt, damit ein normaler AM-Sender verwendet werden kann.
- Auf der Empfänger-Seite erkennt man wieder den QUAM-Demodulator mit der PLL und einem Loop-Filter mit 5 Hz Grenzfrequenz.

Eine Analyse der Zeigerdiagramme des Harris-Systems^{7.7} zeigt, daß sich die beiden um $\pm 15^\circ$ gedrehten

^{7.7}Harris nennt sein System CPM (*compatible phase multiplex*). Im Unterschied dazu ist CPM bei Digitalen Modulationen eine *continuous phase modulation* und damit eine (reine) FM mit konstanter Hüllkurve, wie bereits weiter oben ausgeführt.

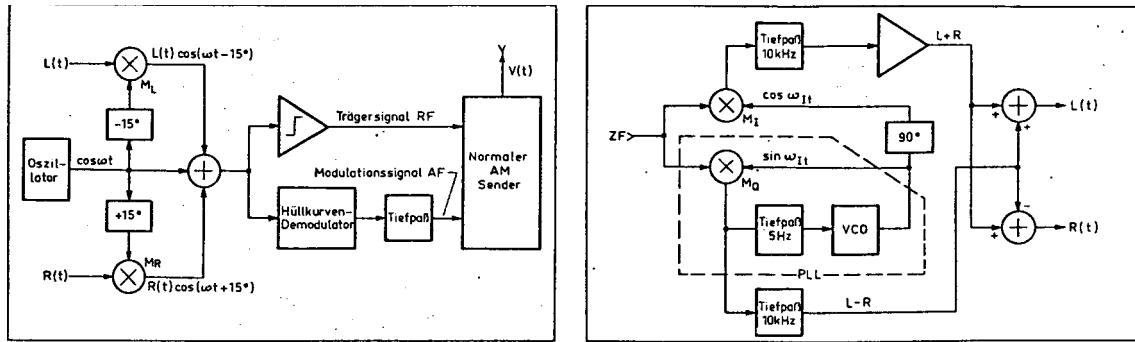


Bild 7.19: Blockschaltbild des Harris Systems

Zeiger in zu einander orthogonale Komponenten zerlegen lassen, womit der (scheinbare) Widerspruch aufgelöst ist, Bild 7.20 (mitte). [28]

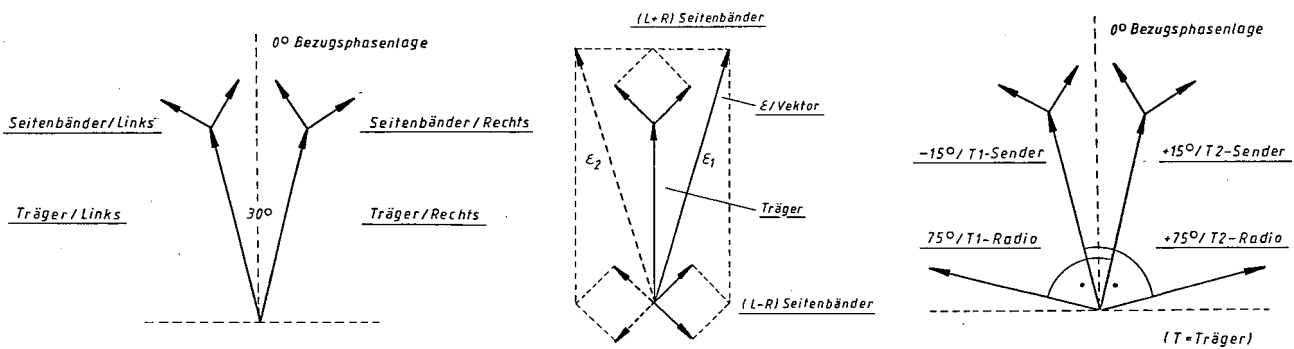


Bild 7.20: Zeigerdarstellung des Harris-Systems auf der Sender-Seite (links) und auf der Empfänger-Seite (mitte & rechts)

Bild 7.20 (rechts) läßt eine Alternative auf der Seite des Empfängers erkennen. Hierzu müssen die Phasen der Hilfsträger, die die beiden Multiplizierer im Empfänger Bild 7.19 (rechts) ansteuern, zu $\pm 75^\circ$ bezüglich der Referenzphase 0° gewählt werden. Damit sind sie jeweils orthogonal zu einem der Kanäle, wodurch $L(t)$ und $R(t)$ unabhängig von einander demoduliert werden können. Im Empfänger kann dadurch die Stereo De-Matrizierung eingespart werden.^{7.8}

Charakteristisch für das Harris-System ist, daß es eine Phasen-Modulation mit sehr kleinem Phasenhub hat. Dadurch wird dann auch das demodulierte Differenz-Signal $D(t)$ in seiner Amplitude kleiner als das Summen-Signal $S(t) = L(t) + R(t)$. Vor dem Stereo De-Multiplexer im Empfänger muß daher eine Pegelanpassung erfolgen. Dazu wird das Summensignal um 11,5 dB abgeschwächt, in Bild 7.19 (rechts) als Dreieck hinter dem 10 KHz Tiefpaß gezeichnet.

Der geringe Pegel des Differenzsignals hat auch zur Folge, daß der Versorgungs-Radius für Stereo geringer ausfällt als bei den anderen Systemen und als der Versorgungs-Radius für Mono.

8 Spektren von AM-Stereo

Praktisch alle AM-Stereo-Verfahren verwenden als Modulation eine Mischform aus AM und PM bzw. erzeugen diese, weil die AM-Sender hierfür die EER-Technik verwenden. Während Amplituden-Modulationen (AM, DSB) in ihrer Bandbreite leicht auf die Kanal-Bandbreite (9 KHz auf LW und MW für Region 1 bzw. 10 KHz für MW für Region 2; 10 KHz für KW) beschränkt werden kann, sind Winkelmodulationen (PM, FM) grundsätzlich (etwas bis sehr viel, abhängig vom Modulationsindex bzw. Phasenhub) breiter bei gleicher NF-Bandbreite. [8]

Die Konsequenz davon ist, daß AM-Stereo-Sender die Kanalbandbreite durch den PM-Anteil in der Modulation praktisch immer überschreiten, was zu Störungen in den Nachbarkanälen führt. Wird dagegen die

^{7.8}Insgesamt ist das aber nur eine scheinbare Ersparnis, denn zur Gewinnung der Referenzphase von 0° ist eine PLL mit entsprechendem Aufwand wie in Bild 7.19 (rechts) erforderlich.

Bandbreite der PM nur wenig größer gemacht als die Kanalbandbreite, hat dies zur Folge, daß der Versorgungsradius für Stereo geringer wird als der für Mono, wie beim Harris-System.

Warum AM-Stereo in Region 2 trotzdem gemacht wird, liegt zu einen daran, daß die Senderdichte dort geringer ist als in Region 1 und zum anderen daran, daß in Region 2 die Leistung der Sender auf 50 KW begrenzt ist, im Unterschied zu Region 1, wo es AM Sender mit 1 MW Trägerleistung gibt.

Aufgrund dieser unterschiedlichen Szenarien haben die Regulierungsbehörden (FCC für USA, EBU für Europa) Spektrumsmasken vorgegeben, die von den Sendern in den AM-Bändern eingehalten werden müssen, Bild 8.1.

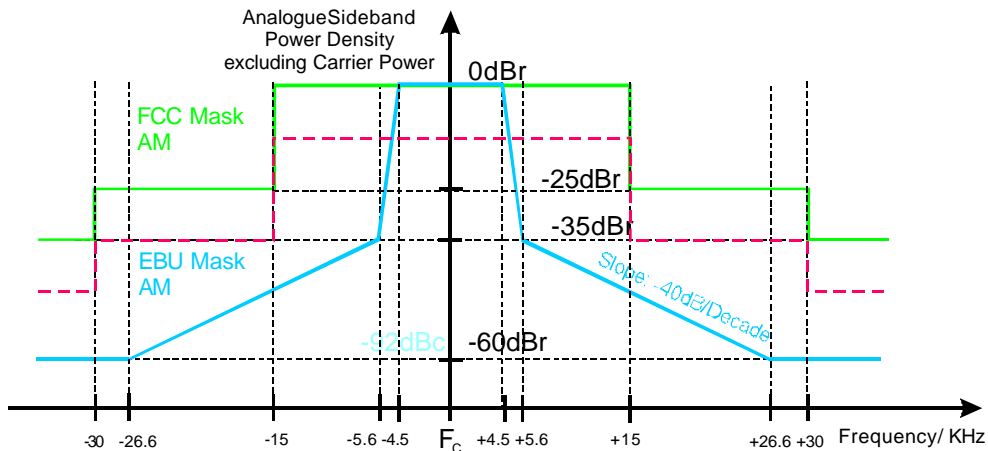


Bild 8.1: Spektrums-Masken für Sendungen im AM-Bereich für **gleiche Leistungs-Dichten** in den Seitenbändern; FCC-Maske (grün), EBU-Maske (blau); Bei **gleicher Trägerleistung** gilt für die FCC-Maske die gestrichelte rote Maske. Der Noise-Floor bei -60 dB bzw. -92 dBc bezieht sich auf einen AM-Sender mit $m = 35\%$ Modulationsgrad von bandbegrenztem Weißen Rauschen. [11]

Betrachtet man die unterschiedlichen Spektrums-Masken, erkennt man weshalb AM-Stereo in Region 1 nicht machbar ist.^{8.1}

Ein C-QUAM Spektrum für ein Links-Signal von 2 KHz und ein Rechts-Signal von 8 KHz, jeweils mit Amplitude entsprechend zum Modulationsgrad $m = 0,5$ ist in Bild 8.2 gegeben. [26]

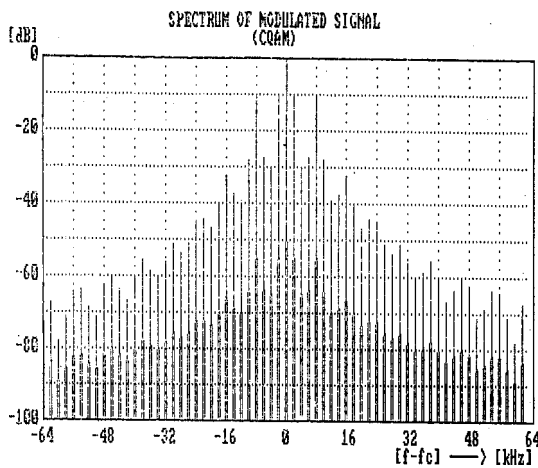


Bild 8.2: Spektrum eines C-QUAM-Signals mit 2 KHz (Linkssignal) und 8 KHz (Rechtssignal) und $m = 0,5$

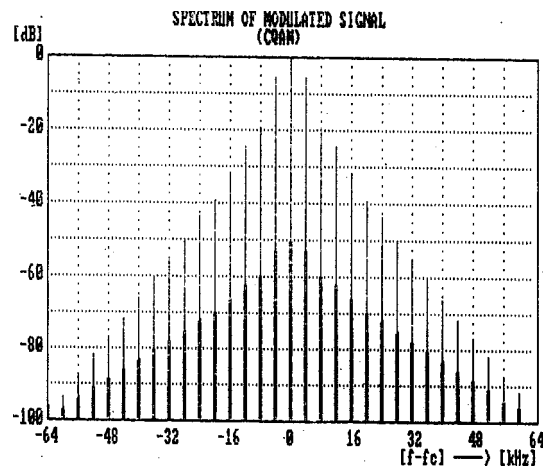


Bild 8.3: Spektrum eines C-QUAM-Signals mit 4 KHz (Linkssignal) und $m = 0,5$; kein Rechtssignal

Deutlich wird aus Bild 8.3 erkennbar, daß das entstehende C-QUAM-Spektrum, wenn nur ein Linkssignal

^{8.1} Ganz abgesehen davon, daß aufgrund der guten Versorgung mit UKW-FM-Stereo kein Bedarf für AM-Stereo besteht.

von 4 kHz mit Modulationsgrad $m = 0,5$ anliegt, nicht unter die EBU Spektrums-Maske paßt.

9 Zusammenfassung

Es gibt kein System für AM-Stereo, das voll kompatibel zur AM ist.

- Ist das Summen-Signal kompatibel zur Hüllkurven-Demodulation, so wird von der Winkel-Modulation für das Differenz-Signal die Kanalbandbreite deutlich überschritten. Wird die Winkel-Modulation auf die Kanal-Bandbreite begrenzt, ergeben sich nichtlineare Verzerrungen im Stereo-Signal.

Magnavox-System: AM/PM & Belar-System: AM/FM

- Wird die Kanalbandbreite eingehalten (Kompatibilität zur Kanal-Bandbreite), so entstehen im Mono-Empfänger bei der Hüllkurven-Demodulation des Summensignals nichtlineare Verzerrungen.

QUAM-System; Kahn/Hazeltine-System: ISB-System & Harris-System(e)

- Kompromiß-Systeme überschreiten die Kanal-Bandbreite weniger als die 1. Kategorie und ergeben bei Hüllkurven-Demodulation nichtlineare Verzerrungen, die kleiner sind als bei der 2. Kategorie.

Motorola-System: C-QUAM & Blaupunkt-System: MC-QUAM

Da die vorhandenen AM-Sender (mit gutem Wirkungsgrad) auch für Stereo verwendet werden sollen, ist bei allen Verfahren die EER-Technik erforderlich. Bei der EER-Technik müssen der Amplituden-Zweig und der Hochfrequenz-Zweig gleiche Signal-Laufzeiten und ausreichende Bandbreiten haben, damit keine zusätzlichen Außerband-Strahlung entsteht.

Die AM-Sender in USA nutzen die NF-Bandbreite von $\pm 15 \text{ kHz}$ i.a. aus, obwohl die nominelle Kanal-Bandbreite von 10 kHz eigentlich nur $\pm 5 \text{ kHz}$ gestattet. Je nach Stereo-System ergibt sich für das winkel-modulierten Differenz-Signal eine deutlich größere Bandbreite als $\pm 15 \text{ kHz}$. Dies ist nur deshalb praktisch möglich, weil in USA die Sender-Dichte und die abgestrahlten Leistungen so gering sind, daß (zumindest tagsüber) die gegenseitigen Störungen i.a. erträglich bleiben.

Aufgrund der ITU-Vorgaben der Spektrums-Maske für AM ist in der Region 1 (Europa) AM-Stereo nicht anwendbar, weil es zu erheblichen Störungen der Nachbarkanäle führt.

Literatur

- [1] Bahr, H.: *Philips Lehrbriefe*, Bd. 1, Hüthig, 1982
- [2] Ghirardi, A.A.: *Radio Physics Course*, 2nd ed. 10th Imp., Farrar & Rinehart, 1942
- [3] Rudolph, D.: *Frequenz, Spektrum, Resonanz*, Skript zur Vorlesung „Signale und Systeme“, <http://www.diru-beze.de/>
- [4] Rudolph, D.: *Spread Spectrum Modulation*, Skript zur Vorlesung „Digitale Funksysteme“, <http://www.diru-beze.de/>
- [5] Rudolph, D.: *Anwendungen der Fourier-Transformation*, Skript zur Vorlesung „Signale und Systeme“, <http://www.diru-beze.de/>
- [6] Rudolph, D.: *Einführung in Signale und Systeme*, Skript zur Vorlesung „Signale und Systeme“, <http://www.diru-beze.de/>
- [7] Rudolph, D.: *Amplituden-Modulationen*, Skript zur Vorlesung „Signale und Systeme“, <http://www.diru-beze.de/>
- [8] Rudolph, D.: *Winkel-Modulationen*, Skript zur Vorlesung „Signale und Systeme“, <http://www.diru-beze.de/>
- [9] Rudolph, D.: *Einseitenband & Restseitenband Modulation*, Skript zur Vorlesung „Signale und Systeme“, <http://www.diru-beze.de/>
- [10] Rudolph, D.: *EER-Technik*, Skript zur Vorlesung „Digitale Funksysteme“, <http://www.diru-beze.de/>
- [11] Rudolph, D.: *Unerwünschte Aussendungen*, Skript zur Vorlesung „Digitale Funksysteme“, <http://www.diru-beze.de/>
- [12] Mäusl, R.: *Analoge Modulationsverfahren*, 2.A., Hüthig, 1992
- [13] Stadler, E.: *Modulationsverfahren*, Vogel, 1976
- [14] Steinbuch, K.; Rupprecht, W.: *Nachrichtentechnik*, Springer, 1967
- [15] Dunlop, J.; Smith, D.G.: *Telecommunications Engineering*, 2nd ed. van Nostrand, 1989
- [16] Schwarz, M; Bennett, W.R.; Stein, S.: *Communication Systems and Techniques*, McGraw Hill, 1966
- [17] Stremmler, F.G.: *Introduction to Communication Systems*, 3rd. ed., Addison Wesley, 1990
- [18] Hambley, A.R.: *An Introduction to Communication Systems*, Computer Science Press, 1989
- [19] Raab, F.: *Kahn Technique Transmitters*, IEEE MTT-S Workshop, Boston, June 2000
- [20] Kahn, L.R.: *Single Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration*, Proc. IRE, Vol. 40, No. 7, 1952, pp. 803 – 806
- [21] Rudolph, D.: *Out-of-Band Emissions of Digital Transmissions Using Kahn EER Technique*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, No. 8, Aug. 2002.
- [22] Rudolph, D.: *Kahn EER Technique With Single-Carrier Digital Modulations*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, No. 2, Feb. 2003.
- [23] Reuber, C.: *Stereophonie für Mittelwellen-Rundfunk in den USA*, Funk-Technik 38 (1983), H.1, pp. 12 – 14
- [24] Motorola Inc.: *Introduction to the Motorola C-QUAM AM Stereo System*, Motorola, 1985
- [25] Motorola Inc.: *Introduction to the Motorola C-QUAM AM Stereo System*, 3rd printing, Motorola, 1983

- [26] Temerinac, M.; Marcović, A.; Bragas, P.: *MF–AM Broadcasting: the Choise of Modulation*, 1985
- [27] Motorola Inc.: *MC13020P Advanced Information*, Datenblatt, 1985
- [28] o.A.: *AM–Stereo*, unveröffentlichtes Papier, 1986
- [29] o.A.: *Drei Vorschläge für Mittelwellen–Stereophonie*, Radio Mentor Electronic, 44, 1978, H. 5, pp. 180 – 182
- [30] Bassak, G.; Conolly, R.: *Magnavox Stereo OK'd for AM Radios*, Electronics, April 24, 1980
- [31] Temerinac, M.; Bragas, P.; Marcović, A.: *Hardware Topics of an MF–AM Traffic Information Broadcasting Service*, IEEE Trans. Broadcasting BC-32, No.2, June 1986, pp. 27 – 34
- [32] Anthony, E.J.: *Second Generation Techniques for AM Stereo Exciter Design*, Broadcast Electronics, o.J.
- [33] Becker Autoradio: *Technische Information „Grand Prix Electronic 754“*, Serviceunterlagen, 1985

Abbildungsverzeichnis

1.1	Stereo–Matrix	2
1.2	Resonanzen: akustisch und bei einer AM Rundfunkübertragung	2
1.3	Frequenz– und Sequenz–Achsen in Abhängigkeit der Form der Eigenschwingungen der Filter	3
2.1	Typische Zeitverläufe einer AM (normierte Darstellung mit Träger $\hat{U}_C = 1$)	4
2.2	Blockschaltbilder des AM Modulators (entsprechend Gleichung (2.4))	5
2.3	Typische Spektraldichten einer AM; Das AM Spektrum hat eine Trägerlinie (blau gezeichnet) und ein oberes (USB) und ein unteres (LSB) Seitenband.	6
2.4	Typisches Schaltbild eines Detektor–Apparates aus den Anfängen des Radios	6
2.5	Zur Definition des Modulationsgrades	7
2.6	Auswirkung einer Übermodulation $m > 1$ auf das demodulierte Signal in Abhängigkeit vom Modulator: Multiplizierer (links) bzw. AM–Sender (rechts)	8
2.7	Amplituden–Modulation mit Cosinusförmigem NF–Signal	8
2.8	Zeigerbilder der AM: a) rotierender Träger–Zeiger, b) feststehender Träger–Zeiger	9
2.9	Beispiel für die Konstruktion einer AM–Schwingung mit Hilfe der Zeigerdarstellung.	9
2.10	Zeigerbilder der DSB (links) und der AM (rechts)	9
3.1	Typische Zeitverläufe einer DSB (normierte Darstellung mit Träger $\hat{U}_C = 1$)	10
3.2	DSB–Modulator Blockschaltbild und Spektren der DSB	11
4.1	AM–Schwingung und ihre Hüllkurve	11
4.2	Hüllkurven–Demodulator: AM–Demodulator im Super (links), Detektorschaltung (rechts)	12
4.3	Der Einfluß der Entlade–Zeitkonstante auf das demodulierte Signal	12
4.4	Synchron–Demodulator von AM; Das Trägerfilter ist optional und bei einer Realisierung als IC nicht enthalten.	13
4.5	Die zeitlichen Verläufe der Signale bei Synchron–Demodulation von AM („lineare“ Demodulation)	13
4.6	Blockschaltbild des multiplikativen Demodulators	14
4.7	Zeitverläufe bei der multiplikativen Demodulation von DSB: (links) Hilfsträger ist phasenrichtig; (rechts) Hilfsträger ist 90^0 phasenverschoben: es gibt kein demoduliertes Nachrichtensignal $u_N(t)$	14
4.8	Der multiplikative Demodulator im Frequenzbereich: Der Hilfsträger ist in der Frequenz und Phase richtig.	15
4.9	Der multiplikative Demodulator im Frequenzbereich; Der Hilfsträger ist Frequenz–richtig, aber um 90^0 in der Phase gedreht. Dadurch wird das Ausgangssignal zu Null.	15
4.10	Träger–Rückgewinnung durch Frequenz–Verdopplung und synchrone Demodulation von DSB	16
4.11	Costas Loop zur Träger–Rückgewinnung und synchroner Demodulation von DSB	16
5.1	Blockschaltbild für eine QDSB–Übertragung. I/Q Modulator (links) & Demodulator (rechts). Φ ist der Fehlerwinkel bei der Träger–Rückgewinnung. Ideal ist $\Phi = 0$	17
5.2	Ortskurve (Ausschnitt) der I/Q–Modulation; komplexe Einhüllende der Modulation \implies Vektor–Diagramm	18
6.1	Struktur eines SSB–Modulators nach der Phasenmethode. -90^0 Phasendrehung von $u_N(t)$: mit Hilbert–Filter. Linker Teil: Digitale Signalverarbeitung im Basisband; rechter Teil: I/Q–Modulator	19
6.2	Die Spektralverteilung an den Punkten (1) bis (7) des SSB–Modulators mit Hilbert–Filter; Das imaginäre j bedeutet 90^0 Phasendrehung.	19

6.3	DSB (inphase & quadratur), USB & LSB für Cos-förmiges Nachrichtensignal (links). Zeigerdarstellung der SSB als geometrische Σ von 2 DSB-Zeigern (rechts).	20
7.1	Sender des Belar-Systems (links) und Empfänger (rechts).	22
7.2	Sender des Magnavox-Systems (links) und Empfänger (rechts).	23
7.3	Prinzipielles Blockschaltbild des Kahn-ISB-Stereo Modulators	23
7.4	Analoge Realisierung der EER-Technik	24
7.5	Analoge Methode zur Gewinnung von A und RF-P Signalen; Spitzengleichrichter und Tiefpaß (oben), Amplitudenbegrenzer und Bandpaß (Schwingkreis) (unten)	24
7.6	Blockschaltbild eines Kahn ISB-Stereo AM-Senders	24
7.7	Blockschaltbild des Kahn-ISB Senders (links) modifizierter Kahn-ISB Sender (rechts)	25
7.8	Spektrern des Kahn-ISB ohne und mit Modifikation (links) Kahn-ISB Demodulator (rechts)	25
7.9	Blockschaltbild eines QUAM Modulators (noch nicht C-QUAM)	26
7.10	Blockschaltbild eines C-QUAM Modulators	26
7.11	Block Struktur eines AM Senders mit PDM Modulator (PDM: <i>pulse duration modulation</i>)	26
7.12	Zeiger-Darstellung der QUAM Modulation; Statt „Vektor“ lies „Zeiger“	27
7.13	Zeiger-Darstellung der C-QUAM Modulation; Da die Amplitude konstant ist, bewegt sich der Summenzeiger auf einem Kreis.	27
7.14	Blockschaltbild eines C-QUAM Senders	27
7.15	Blockschaltbild eines QUAM Demodulators	28
7.16	Blockschaltbild des C-QUAM Demodulators von Motorola [24]	29
7.17	Blockschaltbild des C-QUAM Demodulator IC's MC13020P von Motorola [27]	29
7.18	Blockschaltbild des MC-QUAM Systems; Die Änderungen gegenüber C-QUAM sind gestrichelt gezeichnet.	30
7.19	Blockschaltbild des Harris Systems	31
7.20	Zeigerdarstellung des Harris-Systems auf der Sender-Seite (links) und auf der Empfänger-Seite (mitte & rechts)	31
8.1	Spektrums-Masken für Sendungen im AM-Bereich für gleiche Leistungs-Dichten in den Seitenbändern; FCC-Mask (grün), EBU-Mask (blau); Bei gleicher Trägerleistung gilt für die FCC-Mask die gestrichelte rote Maske. Der Noise-Floor bei -60 dB _r bzw. -92 dB _c bezieht sich auf einen AM-Sender mit $m = 35\%$ Modulationsgrad von bandbegrenztem Weißen Rauschen. [11]	32
8.2	Spektrum eines C-QUAM-Signals mit 2 KHz (Linkssignal) und 8 KHz (Rechtssignal) und $m = 0,5$	32
8.3	Spektrum eines C-QUAM-Signals mit 4 KHz (Linkssignal) und $m = 0,5$; kein Rechtssignal	32