

### 3. Prinzipien analoger und digitaler Demodulationsverfahren

Vereinbart werden folgende Symbole und Indices :

- Index  $c$  kennzeichnet den Träger (Carrier).
- Index  $ci$  kennzeichnet die Hilfsträger der Mischprozesse.
- Index  $m$  kennzeichnet das Modulationssignal im Basisband.
- Index  $s$  kennzeichnet die Stelle der Abtastfrequenz.
- $n$  wird im zeitdiskreten Bereich als Variable verwendet,
- $k$  wird im diskreten Bildbereich als Variable verwendet.
- $\supset$  kennzeichnet die Fouriertransformation in den Bildbereich <sup>1</sup>, in der Literatur auch mit  $\bigcirc \text{---} \bullet$  angegeben.
- $\tilde{x}(t)$  kennzeichnet den Imaginärteil von  $\underline{x}(t)$ .
- $\Omega$  ist die normierte Frequenz  $\Omega = \frac{\omega}{\omega_s}$ .

Anhand der AM-Demodulation wird am Ende des folgenden Kapitels die erste digitale Realisierung beschrieben.

#### 3.1. Analoge AM-Demodulation

Die Amplitudenmodulation (AM) oder auch Zweiseitenbandmodulation ohne unterdrückten Träger (DSB) ist das älteste und bekannteste Modulationsverfahren. Die Amplitudenmodulation ist aus historischen Gründen die wichtigste Modulationsart in der Funknavigation. Deshalb soll sie an dieser Stelle -auch im Hinblick auf die digitale Demodulation- kurz betrachtet werden. Gleichzeitig ist die AM auch das einfachste Modulationsverfahren. Eine Tastung des Trägers stellt nur einen Spezialfall der AM dar.

Die Amplitudenmodulation lässt sich für den Fall cosinusförmiger Modulation beschreiben durch :

$$x(t) = [\hat{u}_c + \Delta \hat{u}_c \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t) \quad (3.1)$$

oder

$$x(t) = \hat{u}_c [1 + m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t) \quad (3.2)$$

$$\text{mit dem Modulationsgrad } m = \frac{\Delta u_c}{\hat{u}_c} . \quad (3.3)$$

Es ergibt sich

$$x(t) = \hat{u}_c \cos(\omega_c t) + \hat{u}_c m \cos(\omega_c t) \cos(\omega_m t). \quad (3.4)$$

<sup>1</sup> *Eingeführt 1965 von Bracewell [ 17 ].*

Mit dem Additionstheorem folgt

$$x(t) = \underbrace{\hat{u}_c \cos(\omega_c t)}_{\text{Träger}} + \underbrace{\hat{u}_c \frac{m}{2} \cos(\omega_c t - \omega_m t)}_{\text{LSB}} + \underbrace{\hat{u}_c \frac{m}{2} \cos(\omega_c t + \omega_m t)}_{\text{USB}} \quad (3.5)$$

Die drei Summanden repräsentieren drei Teilschwingungen. Sie erscheinen bei sinusförmigen Größen im Spektrum in Form von drei diskreten Linien.

Eine Leistungsbetrachtung<sup>2</sup> liefert an einem Widerstand R die Gesamtleistung  $P_{\text{tot}}$  als Summe der Trägerleistung  $P_c$  und der Seitenbänder  $P_{\text{LSB}}$  und  $P_{\text{USB}}$ :

$$P_{\text{tot}} = P_c + P_{\text{LSB}} + P_{\text{USB}} \quad (3.6)$$

$$P_{\text{tot}} = \frac{\hat{u}_c^2}{2R} (1 + 2(m^2/4)) = P_c (1 + m^2/2) \quad (3.7)$$

Die Seitenbandleistung bezogen auf die Gesamtleistung für das obere Seitenband ergibt sich zu

$$\frac{P_{\text{USB}}}{P_{\text{tot}}} = \frac{m^2/4}{1 + 2(m^2/4)} \text{ und mit } m=1 \text{ im Idealfall zu } \frac{P_{\text{USB}}}{P_{\text{tot}}} = \frac{1}{6} \quad (3.8)$$

Ein Nachteil der Amplitudenmodulation ist die schlechte Sendeenergieausnutzung. Auch bei 100 % Modulation ( $m=1$ ) enthalten die beiden Seitenbänder weniger als 17% der Gesamtenergie. Trotz der Nachteile basieren alle Flugfunk- und Navigationsanlagen (unterhalb von 400 MHz) auf der Amplitudenmodulation, insbesondere

- VOR
- ILS
- COM
- aber auch
- NDBs (nur Kennung)
- DME und TACAN (als Spezialfälle)

Die ICAO plant mittelfristig auch für den Sprechfunk-Betrieb (COM) keine Änderung der Modulationsart. Bild 39 zeigt das Spektrum der AM bei Modulation eines Trägers der Frequenz  $f_c$  mit einem harmonischem Signal der Frequenz  $f_m$ .

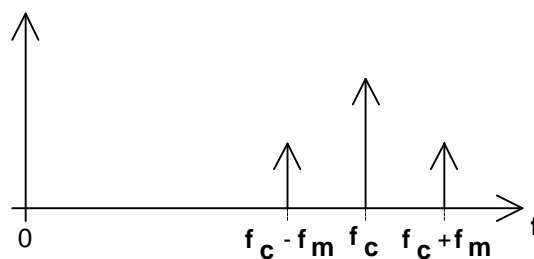


Bild 39: Spektrum der AM (qualitativ)

Nach Einführung der komplexen Zeigerdarstellung lässt sich der Übergang zur digitalen Signaldemodulation zeigen. Dazu wird das Produkt aus modulierendem, cosinusförmigen Basisbandsignal  $u_m(t)$  und Träger  $\underline{u}_c(t)$

$$\underline{x}(t) = u_m(t) \cdot \underline{u}_c(t) \quad (3.9)$$

<sup>2</sup> vergl. [ 52 ].

mit dem Modulationsgrad  $m$  durch

$$\underline{x}(t) = \hat{u}_c e^{j\omega_c t} \left[ 1 + \frac{m}{2} e^{j\omega_m t} + \frac{m}{2} e^{-j\omega_m t} \right], \quad (3.10)$$

bzw.

$$\underline{x}(t) = \underbrace{\hat{u}_c e^{j\omega_c t}}_{\underline{u}_c} + \underbrace{\hat{u}_c \frac{m}{2} e^{j(\omega_c - \omega_m)t}}_{\underline{u}_{LSB}} + \underbrace{\hat{u}_c \frac{m}{2} e^{j(\omega_c + \omega_m)t}}_{\underline{u}_{USB}}, \quad (3.11)$$

ausgedrückt. Um das Basisbandsignal durch Demodulation zurückzugewinnen, wurden verschiedene Ansätze gemacht. In analogen Systemen werden vor allem die

1. Demodulation durch Gleichrichtung und
2. die Synchron-Demodulation

eingesetzt. Bevor auf die Verfahren der digitalen Demodulation eingegangen wird, folgen kurze Beschreibungen der herkömmlichen analogen Verfahren.

### 3.1.1. Demodulation durch Gleichrichtung

Das Verfahren der Demodulation durch Gleichrichtung, auch inkohärente Demodulation oder Hüllkurvendemodulation genannt, kann nur bei Modulationsgraden  $m < 1$  angewendet werden. Die in der analogen Realisierung verwendete Gleichrichterdiode würde sonst unterhalb ihrer Schwellenspannung betrieben werden. Außerdem ist dieses Verfahren sehr anfällig für überlagerte Offsetspannungen, die zuerst mit einem Hochpaß entfernt werden müssen. Bild 40 zeigt das Prinzip.

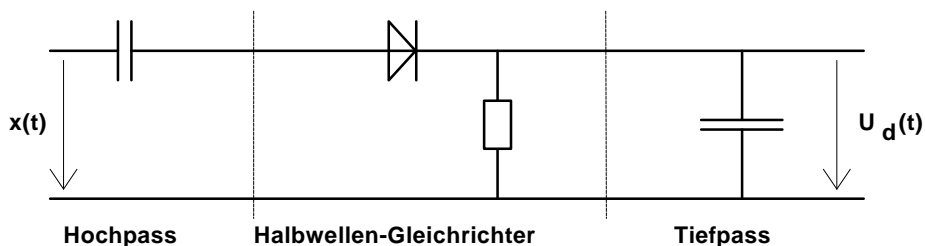


Bild 40: Der einfache Hüllkurvendemodulator.

Als Ergebnis der Hüllkurven-Demodulation eines Trägers der Frequenz  $\omega_c$  mit einem cosinusförmigen Nutzsignal der Frequenz  $\omega_m$  entsteht vor dem Tiefpaß

$$u_d(t) = \hat{u}_c (1 + m \cos \omega_m t) \left[ \frac{1}{p} \left( 1 + \frac{p}{2} \cos \omega_c t + \frac{2}{3} \cos 2\omega_c t - \frac{2}{15} \cos 4\omega_c t + \dots \right) \right]. \quad (3.12)$$

Gl. (3.12) entsteht aus der Fourier-Reihenentwicklung des idealen Halbwellengleichrichters. Bild 41 zeigt die Signale  $x(t)$  und  $u_d(t)$  qualitativ im Zeitbereich.

## Digitale Demodulation und Auswertung

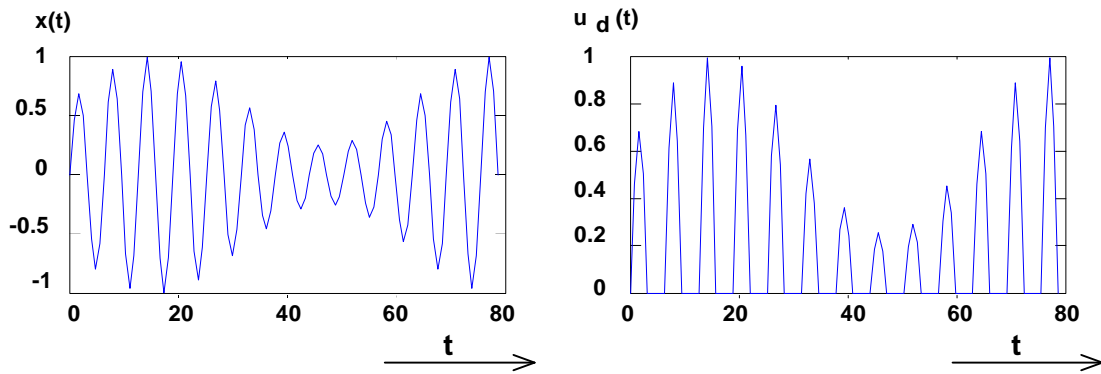


Bild 41: Zeitsignale im Hüllkurvendemodulator ohne Tiefpaß (qualitativ).

Aus Gleichung (3.12) gehen die nach der Gleichrichtung im Signal vorhandenen Anteile hervor. Neben dem Basisbandsignal bleibt der modulierte Träger erhalten, und es entstehen geradzahlige Oberwellen.

Ein Tiefpaß mit der Grenzfrequenz  $\omega_{cut}$  entfernt alle Anteile oberhalb einer Grenzfrequenz  $\omega_{m_{max}}$ . Der analoge Hüllkurvendemodulator ist wegen der notwendigen hohen Filtergüte des analogen Tiefpaß-Filters nur für

$$\omega_{m_{max}} < \omega_{cut} \ll (\omega_c - \omega_{m_{max}}) \quad (3.13)$$

einsetzbar. Eine direkte diskrete Nachbildung des analogen Verfahrens ist, wie eine Abschätzung für den Fall des VOR-Empfangs mit

$$\omega_{m_{max}} \approx 10.5 \text{ kHz und } \omega_c \approx 50 \text{ kHz} \quad (3.14)$$

zeigt, nicht sinnvoll. Durch den Einsatz eines steilflankigen digitalen Filters kann die Bedingung (3.13) zu

$$\omega_{m_{max}} < \omega_{cut} < (\omega_c - \omega_{m_{max}}) \quad (3.15)$$

vereinfacht werden. Wie aber in Bild 40 zu erkennen ist, wird noch ein Hochpaß zur Abtrennung der Gleichkomponente benötigt. Ein nichtrekursives digitales Filter müßte dann mit

$$f_{m_{min}} = 30 \text{ Hz} \quad (3.16)$$

und (3.14) je nach Abtastrate eine Länge von mehr als 2000 Koeffizienten haben. Eine Forderung, die mit vertretbarem Aufwand an Rechenzeit nicht erfüllbar ist. Eine Dezimation der Abtastrate würde den Rechenaufwand nur in das Dezimationsfilter verlagern und ist wegen der großen VOR-Signalbandbreite (ca. 30 Hz bis 10.5 kHz) nur bei sehr hohen Abtastraten realisierbar. Die inkohärente Demodulation liefert außerdem bei  $m=1$  und einem offsetbehafteten Signal Verzerrungen einer Halbwelle des demodulierten Signals.

### 3.1.2. Kohärente Demodulation

Das Verfahren der Kohärenz- oder Synchron-Demodulation wendet die AM-Modulation ein zweites Mal auf das AM-modulierte Signal  $x(t)$  an. Hierzu wird ein  $u_{c2}(t)$  eingeführt.

$$u_{c2}(t) = \hat{u}_{c2} \cos(\omega_{c2} t + \mathbf{j}_{c2}) \quad (3.17)$$

Dieser Hilfsträger muß zum Originalträger frequenzgleich sein, darf aber um den konstanten Phasenwinkel  $\mathbf{j}_{c2}$  verschoben sein. Das demodulierte Signal entsteht dann als Mischprodukt von Hilfsträger und modulierte Träger. Vor dem Tiefpaß gilt

$$u_d(t) = x(t) \cdot \hat{u}_{c2} \cos(\omega_{c2} t + \mathbf{j}_{c2}) . \quad (3.18)$$

In herkömmlichen analogen Systemen wird ein Dioden-Ringmischer als gesteuerter Schalter verwendet. Bild 42 zeigt dazu den Verlauf der Zeitsignale.

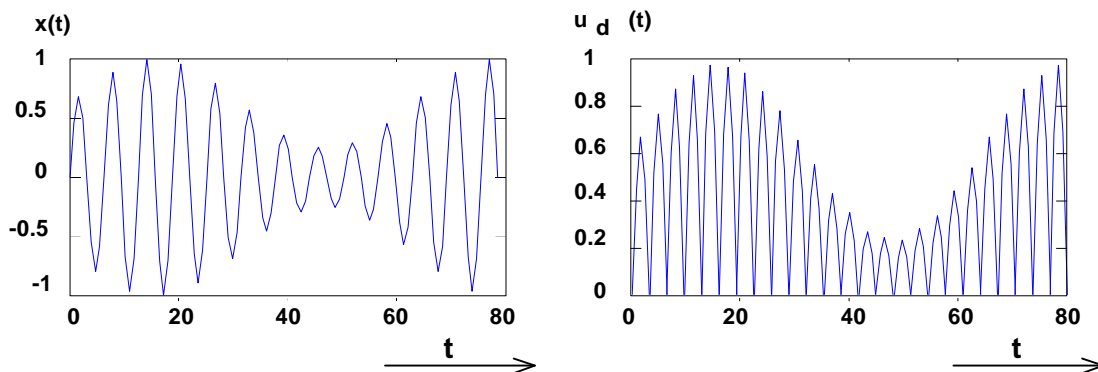


Bild 42: Der qualitative Verlauf der Zeitsignale des Synchron-Demodulators ohne Tiefpaß.

Wird  $\mathbf{j}_{c2} = 0$  angenommen, dann liefert eine Fourierreihenzerlegung der Demodulierten des Ringmodulators ohne Tiefpaß

$$u_d(t) = \hat{u}_c (1 + m \cos(\omega_m t)) \left[ \frac{2}{p} \left( 1 + \frac{2}{3} \cos 2\omega_c - \frac{2}{15} \cos 4\omega_c + \dots \right) \right] . \quad (3.19)$$

Ein Vergleich mit Gl. (3.12) zeigt die verdoppelte Amplitude der Spektralanteile. Außerdem ist im Spektrum von  $u_d(t)$  ein Trägerrest nur noch mit doppelter Trägerfrequenz (und allen geradzahligen Vielfachen) vorhanden, so daß die Anforderungen an das Tiefpaßfilter reduziert werden zu

$$\omega_{m_{\max}} < \omega_{cut} < (2\omega_{c2} - \omega_{m_{\max}}) . \quad (3.20)$$

Wird der Dioden-Ringmischer durch einen analogen Multiplizierer ersetzt, so ergibt sich eine Anordnung gemäß Bild 43.

## Digitale Demodulation und Auswertung

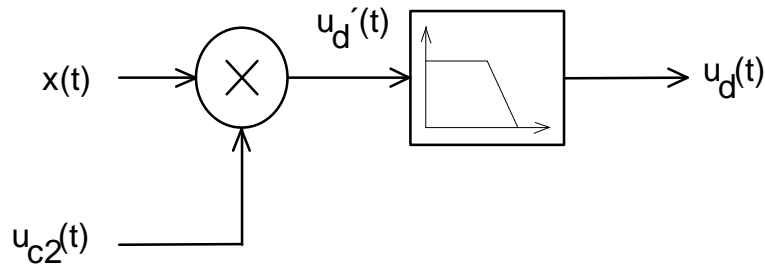


Bild 43: Der Synchrondemodulator mit Multiplizierer.

Darin ist  $x(t)$  das AM-modulierte Signal.  $s(t)$  ist das harmonische Basisbandsignal in der Form

$$s(t) = 1 + m \cos(\omega_m t) .$$

Für das Signal vor dem Tiefpaß ergibt sich

$$\begin{aligned} u_d'(t) &= s(t) \hat{u}_c \cos(\omega_c t) \hat{u}_{c2} \cos(\omega_{c2} t + \mathbf{j}_{c2}) \\ &= s(t) \frac{\hat{u}_c \hat{u}_{c2}}{2} [\cos(\omega_c t - \omega_{c2} t + \mathbf{j}_{c2}) + \cos(\omega_c t + \omega_{c2} t + \mathbf{j}_{c2})] \end{aligned} \quad (3.21)$$

Aus der Forderung  $\omega_c = \omega_{c2}$  für den Synchrondemodulator folgt daraus

$$u_d'(t) = s(t) \frac{\hat{u}_c \hat{u}_{c2}}{2} [\cos(\mathbf{j}_{c2}) + \cos(2\omega_c t + \mathbf{j}_{c2})] \quad (3.22)$$

Ein Tiefpaß der Grenzfrequenz  $\omega_{cut} < 2\omega_c$  entfernt die störende Komponente bei der doppelten Trägerfrequenz, so daß sich  $u_d(t)$  zu

$$u_d(t) = s(t) \frac{\hat{u}_c \hat{u}_{c2}}{2} \cos(\mathbf{j}_{c2}) \quad (3.23)$$

vereinfacht. An den Phasenwinkel  $\mathbf{j}_{c2}$  des Hilfsträgers werden zwei Forderungen gestellt. Der Phasenwinkel muß konstant sein und eine Phasenlage um 0 oder  $\pi$  aufweisen. Eine Phasenlage des Hilfsträgers um  $\pm \pi/2$  führt zu einer Auslöschung des Nutzsignals. Das einzige Problem dieses Verfahrens ist also die phasenstarre Regeneration des Hilfsträgers  $u_{c2}(t)$ . In der Praxis wird üblicherweise eine Phasenregelschleife (PLL) zur Trägerrückgewinnung eingesetzt. Das folgende Bild zeigt den PLL-Synchrondemodulator.

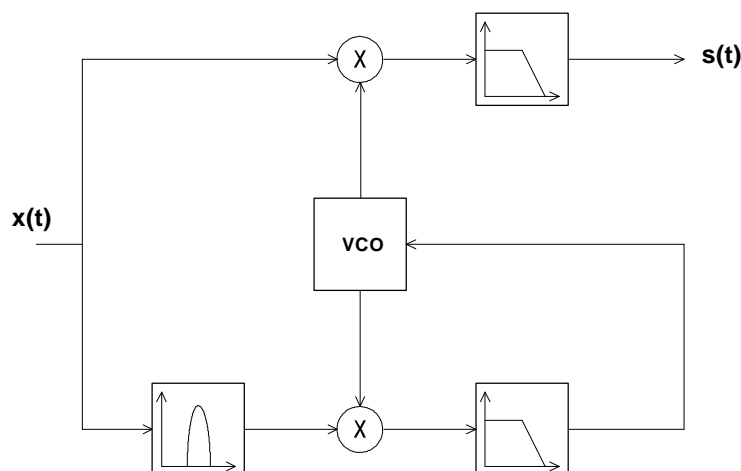


Bild 44: Prinzip des Kohärenzdemodulators mit PLL

Dieses Verfahren ist leicht mit Methoden der Digitalen Signalverarbeitung (DSV) realisierbar, Hagiwara et. al. beschreiben in [32] und [44] hierzu ein verbessertes adaptives Verfahren. Sowohl die inkohärente als auch die kohärente AM-Demodulation könnten verfahrenstechnisch direkt aus dem Analogen übernommen werden, um sie in einem diskreten System nachzuvollziehen. Es gibt jedoch eine weitere Möglichkeit der Signaldemodulation, die anhand der AM-Demodulation im folgenden hergeleitet werden soll.

### 3.1.3. Quadraturdemodulation

Mit Hilfe der Quadratur-Komponenten eines Signals können alle bekannten Modulationsarten demoduliert werden. Vor der eigentlichen Demodulation müssen jedoch die beiden Quadratur-Komponenten aus dem übertragenen, reellwertigen Signal wieder regeneriert werden. In der Vergangenheit wurden hierzu verschiedene Verfahren vorgeschlagen. Insbesondere das Zwei-Mischer-Verfahren soll an dieser Stelle zum Vergleich eingeführt werden, bevor an späterer Stelle auf andere digital realisierbare Verfahren eingegangen werden soll.

Ausgehend vom übertragenen, trägerfrequenten Signal  $x(t)$  sollen die beiden orthogonalen Komponenten  $x_u(t)$  und  $x_v(t)$  erzeugt werden. Die einfachste Möglichkeit besteht darin, das Signal  $x(t)$  mit einer komplexen Mischfrequenz zu multiplizieren. Dabei wird zum ersten eine Abwärtsverschiebung der Trägerfrequenz in Richtung Basisband vorgenommen und zum zweiten werden die beiden gesuchten Komponenten  $x_u(t)$  und  $x_v(t)$  erzeugt. Bild 45 zeigt das Prinzip der Quadraturabwärtsmischung. Die gezeichneten Bandpässe können auch durch Tiefpässe ersetzt werden, wenn das Signal  $x(t)$  bereits bandbegrenzt ist.

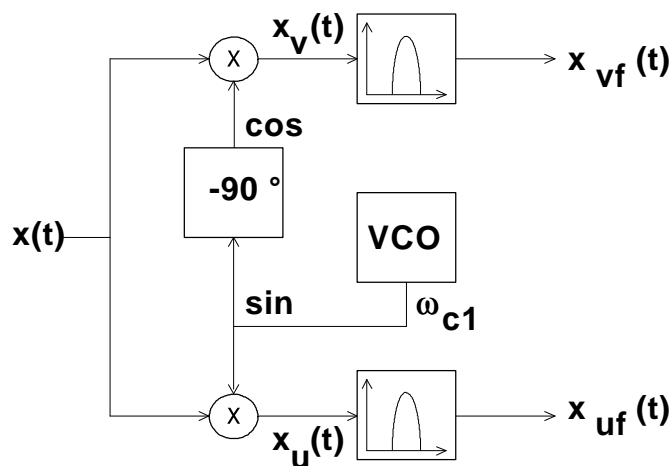


Bild 45: Das Prinzip der Quadraturkomponentenerzeugung.

Die  $x_u(t)$ -Komponente wird durch Multiplikation mit einem Hilfsträger der Kreisfrequenz  $\omega_{c1}$  erzeugt

$$x_u(t) = x(t) \hat{u}_{c1} \sin(\omega_{c1} t) \quad (3.24)$$

Man kann schreiben

$$\begin{aligned}
 x_u(t) &= s(t) \hat{u}_c \cos(\omega_c t) \hat{u}_{c1} \sin(\omega_{c1} t) \\
 &= s(t) \frac{\hat{u}_c \hat{u}_{c1}}{2} \left[ \sin((\omega_c - \omega_{c1})t) + \sin((\omega_c + \omega_{c1})t) \right].
 \end{aligned}
 \tag{3.25}$$

Darin ist  $s(t)$  das Basisbandsignal. Die Kreisfrequenz  $\omega_{if1} = \omega_c - \omega_{c1}$  bildet die neue Zwischen-Frequenz. Der Anteil bei der Summenfrequenz  $\omega_c + \omega_{c1}$  muß mit geeigneten Filtern abgetrennt werden. Da jedoch

$$\omega_c \gg 0 \text{ und } \omega_c \approx \omega_{c1} \text{ gilt,}
 \tag{3.26}$$

liegt diese Summenfrequenz ungefähr bei  $2\omega_c$  und ist deshalb leicht zu entfernen. Aus Gleichung (3.25) entsteht nach analoger Bandpaßfilterung die Komponente

$$x_{uf}(t) = s(t) \frac{\hat{u}_c \hat{u}_{c1}}{2} \sin(\omega_{if1} t)
 \tag{3.27}$$

Entsprechend wird die zweite Komponente  $x_v(t)$  bzw.  $x_{vf}(t)$  erzeugt. Als Mischfrequenz wird allerdings eine gegenüber  $u_{c1}(t)$  um  $90^\circ$  phasenverschobene Mischfrequenz (siehe Bild 45) verwendet. Nach der Filterung entsteht entsprechend

$$x_{vf}(t) = s(t) \frac{\hat{u}_c \hat{u}_{c1}}{2} \cos(\omega_{if1} t).
 \tag{3.28}$$

Mit  $x_{uf}(t)$  und  $x_{vf}(t)$  liegen die beiden Quadraturkomponenten des beliebig modulierten ZF-Signals vor. Andere gebräuchliche Namen der Quadratursignale seien nachfolgend angegeben :

- $x_u(t)$  ist der Imaginärteil bzw. die I-Komponente oder auch In-Phase-Komponente
- $x_v(t)$  ist der Realteil bzw. die Q-Komponente oder auch Quadratur-Phase-Komponente

Eine andere Darstellungsform zeigt den komplexen Mischvorgang vereinfacht.

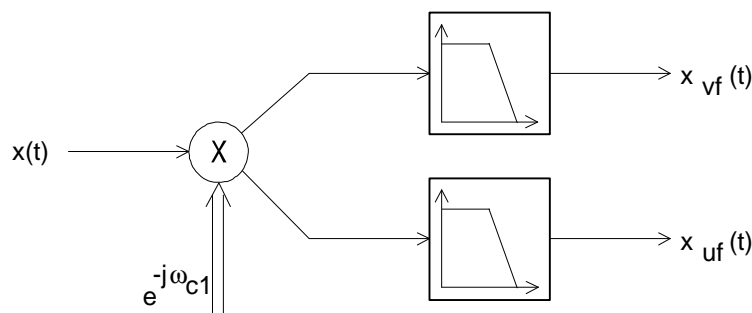


Bild 46: Der komplexe Mischvorgang.

Für die AM-Demodulation werden  $x_{uf}(t)$  und  $x_{vf}(t)$  quadriert und addiert. Es ergeben sich wegen der gleichen Argumente

$$x_D(t) = \sqrt{x_{uf}^2 + x_{vf}^2} = |s(t)|.
 \tag{3.29}$$

## Digitale Demodulation und Auswertung

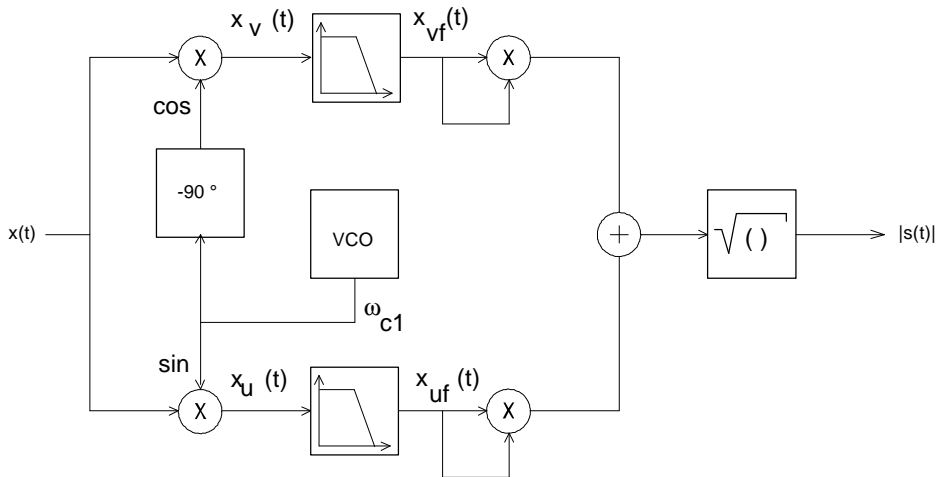


Bild 47: Das Prinzip der AM-Quadraturdemodulation.

Durch das Quadrieren ist das Vorzeichen bzw. der Phasenwinkel des Basisbandsignals verlorengegangen. Wird das Vorzeichen benötigt, so kann eine Phasenberechnung aus den gefilterten Komponenten  $x_{uf}(t)$  und  $x_{vf}(t)$  vor den Quadriern eingefügt werden. Der Phasenwinkel kann z.B. durch den CORDIC-Algorithmus (S. 101) berechnet werden.

Anhand der AM-Demodulation wurde gezeigt, wie die konventionelle Quadraturkomponentenzerlegung zur Demodulation eingesetzt werden kann.

### 3.2. Der Übergang zum digitalen Demodulator

Beim Übergang von einem herkömmlichen, analogen Demodulator zu einem digitalen Konzept müssen nach der Komponentenerzeugung zwei Abtaster und A/D-Umsetzer eingefügt werden. Bild 45 muß also um zwei A/D-Umsetzer ergänzt werden. Das folgende Bild zeigt die notwendige Erweiterung.

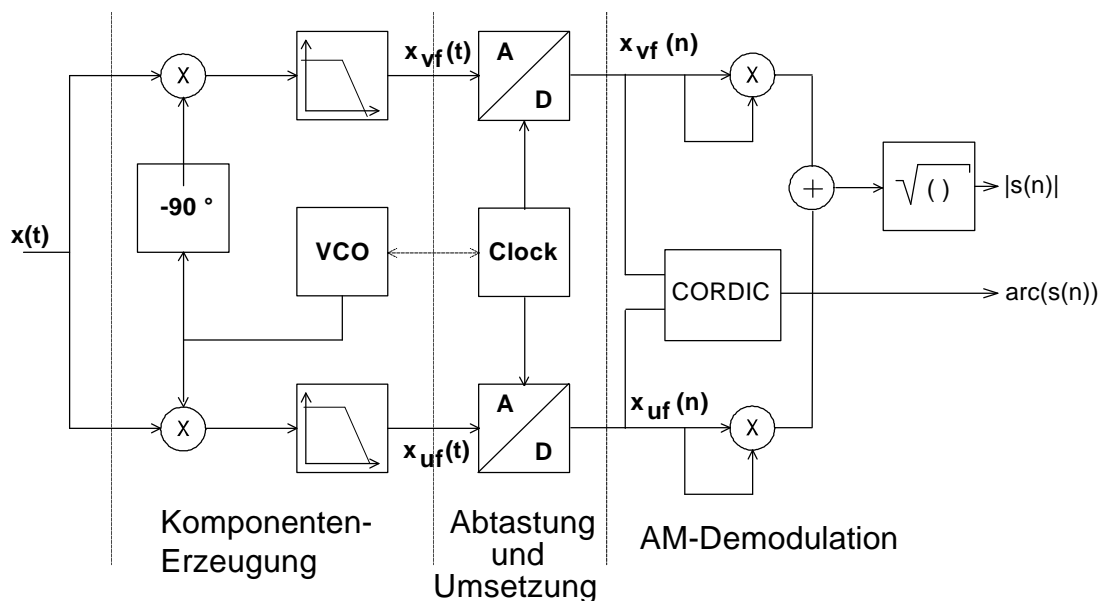


Bild 48: Der Übergang zum digitalen AM-Demodulator mit analoger I/Q-Komponenten-Erzeugung.

Die nach den A/D-Umsetzern vorliegenden, zeit- und wertdiskreten Zahlenfolgen werden digital weiterverarbeitet.

Ein Nachteil des digitalen Demodulators mit konventioneller, analoger I/Q-Komponenten-Erzeugung liegt in der Notwendigkeit des Einsatzes zweier A/D-Umsetzer. Da aber in digitalen Systemen mit hohen Abtastraten und Umsetzer-Auflösungen gearbeitet werden muß, dürfen die entstehenden Kosten und die zusätzliche Verlustleistung nicht vernachlässigt werden. Ein wesentlicher Ansatzpunkt zur Aufwandsreduktion wird also die Einsparung von Hardware und eine Verlagerung von bekannten Modulen in Software zur Digitalen Signalverarbeitung sein.

### 3.2.1. Alternativen zur analogen I/Q-Komponentenerzeugung

Zunächst ist festzustellen :

- Reellwertige Signale können mit Hilfe ihrer I/Q-Komponenten durch analytische Signale dargestellt werden [76]. Diese sind komplexwertig, weisen keine negativen Frequenzen auf und können ohne Informationsverlust in die Nulllage gefaltet werden.
- Einer der Vorteile der komplexen Signaldarstellung besteht im getrennten Zugriff auf Betrag und Phase des Signals.
- Ein Nachteil der konventionellen, analogen Methode der Quadraturkomponentenerzeugung besteht im verdoppelten Hardware-Aufwand für den zweiten Mischer, Multiplizierer und vor allem für die Phasendrehung der 90°-Komponente der Mischfrequenz des VCOs.

In der Literatur zu digitalen Demodulationstechniken findet fast ausnahmslos das herkömmliche Verfahren zur Quadraturkomponentenerzeugung Anwendung. Eine Ausnahme bilden nur digitale Filterdemodulatoren, wie z.B. von Roethe in [79] anhand eines digitalen SSB-Filter-Demodulators gezeigt wird. Bagwell und Considine verwenden 1984 in [7] die herkömmliche Methode als Ausgangsbasis für Untersuchungen zur Intermodulationsminimierung in digitalen Empfängern. 1986 kommt auch bei Becker in [8] und Hagiwara et al. in [33] die analoge Methode zur Phasendrehung zum Einsatz. Cheer und Diamond zeigen in [19] eine VLSI-Realisierung des herkömmlichen Verfahrens auf.

Pearce et al. gehen 1988 in [71] einen Schritt weiter, indem sie für die I/Q-Komponentengewinnung nach einem gemeinsamen ADU eine Mischung durch Multiplikation in Software vorschlagen. Webb faßt 1989 in [92] das herkömmliche Konzept mit zwei Mixern und zwei A/D-Umsetzern in einem Übersichtsartikel als Stand der digitalen Empfänger-Technik zusammen. Allen Artikeln ist gemeinsam, daß sie offenlassen, wie die Sinus- und Cosinus-Komponenten zu erzeugen sind.

Aus der Praxis ist dazu festzustellen, daß in allen kommerziellen, integrierten Direktsynthese-Oszillatoren (DDS-ICs) zur Mischfrequenzerzeugung immer zwei Look-Up-Tabellen und zwei D/A-Umsetzer für die sin- und cos-Komponenten

vorhanden sind, so daß wieder ein analoges, komplexes I/Q-Signal für Mischzwecke vorliegt.

Ein analoges Verfahren zur Phasenwinkeldrehung ohne Mischprozeß scheidet wegen der frequenzabhängigen Phasenfehler und der Schmalbandigkeit völlig aus, obwohl hierzu in der Literatur Ansätze gezeigt wurden (vergl. Bedrosian, 1960 in [9]).

Um den (Hardware-) Aufwand für die I/Q-Komponentenerzeugung zu minimieren, ist es wünschenswert, einen weiteren Teil der Signalverarbeitung in die Software zu verlagern. Das ist allerdings nur unter folgenden Maßgaben sinnvoll :

1. Es soll ein auf den beiden I/Q-Komponenten basierendes Demodulationsverfahren eingesetzt werden.
2. Der Preis für DSP-Rechenzeit fällt weiterhin, womit eine Substitution von Hardwarefunktionen durch Software immer sinnvoller wird.

Das im folgenden beschriebene Verfahren ist von der Idee her schon seit über 40 Jahren bekannt. Hilbert<sup>3</sup> fand eine Integraltransformation, die den Zusammenhang zwischen Real- und Imaginärteil kausaler Funktionen beschreibt. Leuthold zeigt 1974 in [46] die Bedeutung der Hilbert-Transformation für die Nachrichtentechnik auf. Rabiner und Schafer beschreiben 1973 in [78] den Einsatz nicht-rekursiver digitaler Filteralgorithmen für die Hilbert-Transformation. Walton und Hanson greifen 1983 in [90] diese Idee auf, um einen analytischen Universal-demodulator modellhaft zu entwerfen, lassen aber den vollständigen Übergang zu einem zeitdiskreten System offen. Allen Arbeiten ist gemeinsam, daß zu den Zeitpunkten ihrer Veröffentlichung an eine Realisierung in Realzeit und damit an den praktischen Einsatz in einem digitalen Empfangssystem nicht zu denken war.

In den nächsten Absätzen wird gezeigt, wie die Hilbert-Integraltransformation mit digitalen Filtern realisiert werden kann.

### 3.2.2. Die Transformationsmethode

Für ein analytisches Signal  $\underline{x}(t)$  gilt die Bedingung

$$\underline{X}(f) = 0 \quad \text{für } f < 0 \quad \text{mit } \underline{x}(t) \supset \underline{X}(f), \quad (3.30)$$

damit kann die imaginäre Komponente  $\tilde{x}_s(t)$  von

$$\underline{x}(t) = x_s(t) + j\tilde{x}_s(t) \quad (3.31)$$

mit dem Hilbert-Integral

$$\tilde{x}_s(t) = \frac{1}{\mathbf{p}} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x_s(t_i)}{t - t_i} dt_i \quad (3.32)$$

---

<sup>3</sup> David Hilbert (1862-1943), deutscher Mathematiker.

aus der reellen Komponente  $x_s(t)$  berechnet werden. Dies entspricht einer Faltung des Eingangssignals  $x_s(t)$  mit  $1/p \cdot t$ .

Wenn  $x_s(t)$  gegeben ist, z.B. durch das reellwertige Signal nach der ZF vor dem Demodulator, dann liegt mit Gl. (3.32) genau die Funktion vor, um ein analytisches Quadratursignal zu erzeugen. Die ideale Hilberttransformation kann durch ihre Übertragungsfunktion

$$H_{hil}(e^{j\omega}) = -j \operatorname{sgn}(\omega) \quad (3.33)$$

beschrieben werden.

Das Prinzip der Transformationsmethode soll nach dem Übergang zum zeitdiskreten System kurz erläutert werden. Gegeben ist ein diskretes, analytisches Signal

$$\underline{x}(n) = x(n) + j\tilde{x}(n) \quad (3.34)$$

und dessen Fouriertransformierte

$$\underline{X}(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega}) + j\tilde{X}(e^{j\omega}), \quad (3.35)$$

die für negative Frequenzen Null wird

$$\underline{X}(e^{j\omega}) = 0 \quad p \leq \omega < 2p. \quad (3.36)$$

Aus (3.36) folgt

$$\begin{aligned} X(e^{j\omega}) &= +j\tilde{X}(e^{j\omega}) & 0 \leq \omega < p \\ X(e^{j\omega}) &= -j\tilde{X}(e^{j\omega}) & p \leq \omega < 2p \end{aligned} \quad (3.37)$$

$\tilde{X}(e^{j\omega})$  und  $X(e^{j\omega})$  hängen über

$$\tilde{X}(e^{j\omega}) = H_{hil}(e^{j\omega}) \cdot X(e^{j\omega}) \quad (3.38)$$

zusammen, mit

$$\begin{aligned} H_{hil}(e^{j\omega}) &= -j & 0 < \omega < p \\ &= +j & p < \omega < 2p \end{aligned} \quad (3.39)$$

Gleichung (3.39) stellt also die rein imaginäre Übertragungsfunktion des idealen, zeitdiskreten Hilbert-Transformators dar.

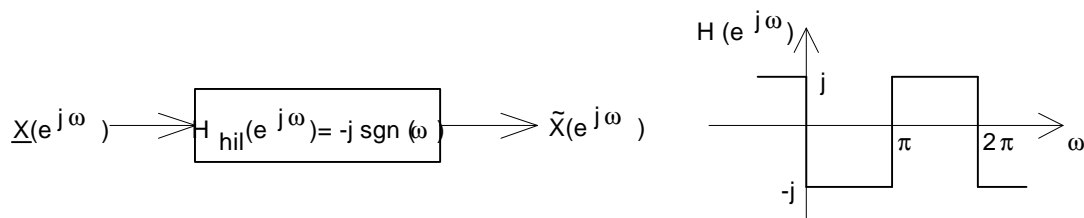


Bild 49: Frequenzantwort der zeitdiskreten Hilberttransformation

Die diskrete Impulsantwort <sup>4</sup> eines Transversalfilters zur Nachbildung des idealen Hilbert-Transformators ergibt sich zu

$$h_{hil}(n) = \frac{1 - e^{jp^n}}{pn} = \frac{2 \sin^2 \left[ \frac{pn}{2} \right]}{pn} \quad n \neq 0 . \quad (3.40)$$

Der fehlende Imaginärteil  $\tilde{x}(m)$  der komplexen Folge  $\underline{x}(m)$  kann durch Faltung von  $h_{hil}(n)$  mit dem Realteil  $x(m)$  erzeugt werden

$$\tilde{x}(m) = \frac{2}{p} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq m}}^{\infty} x(m-n) \frac{\sin^2 \left( \frac{np}{2} \right)}{n} \quad n, m \in 0, 1, 2, \dots . \quad (3.41)$$

Bei einem realen digitalen Filter muß die unendliche Folge zwischen  $n = -\infty$  und  $n = \infty$  durch eine endliche Folge ersetzt werden. Da die Übertragungsfunktion von  $H_{hil}(e^{jw})$  rein imaginär ist, gilt für die diskrete Impulsantwort eines linearphasigen FIR-Filters die Symmetriebedingung

$$h(n) = -h(N - n - 1) \quad n \in [0 \dots N - 1] . \quad (3.42)$$

Aus Gl. (3.42) kann entnommen werden, daß bei einer ungeraden Koeffizientenzahl (N) die Impulsantwort  $h(n)$  Schiefsymmetrisch zu  $n = N - 1/2$  ist. Die Gruppenlaufzeit ist

$$t_{GR} = \frac{N - 1}{2} \cdot T_s = \frac{N - 1}{2 f_s} \quad (3.43)$$

und außerdem gilt wegen der Symmetrie

$$h \left( \frac{N - 1}{2} \right) = 0 . \quad (3.44)$$

In der Praxis muß berücksichtigt werden, daß die Frequenzantwort (Bild 49) wegen der vorhandenen Unstetigkeiten nicht realisiert werden kann. Der Entwurf muß daher auf einen Bereich zwischen  $\Omega_L$  und  $\Omega_H$  beschränkt werden, so daß gilt

$$\begin{aligned} F(e^{jW}) &= -j & 2p \Omega_L \leq w \leq 2p \Omega_H \\ &= j & 2p (1 - \Omega_H) \leq w \leq 2p (1 - \Omega_L) \end{aligned} , \quad (3.45)$$

mit

$$0 < \Omega_L < \Omega_H < 0.5 . \quad (3.46)$$

Die untere Grenzfrequenz  $\Omega_L$  wird vor allem durch die Koeffizientenzahl des FIR-Filters begrenzt, die obere Grenzfrequenz kann nur mit geradem N zu  $\Omega_H = 0.5$  gewählt werden. Da in der praktischen, diskreten Realisierung (Bild 50) mit einem Ringpuffer gearbeitet wird, in dem nur diskrete Verzögerungszeiten realisierbar sind, muß N ungerade sein und  $\Omega_H < 0.5$  gewählt werden. Da  $h_{hil}(n)$  reell ist,  $H_{hil}(e^{jw})$  jedoch imaginär und ungerade, ist jeder zweite Koeffizient Null.

<sup>4</sup> vergl. Rabiner/Gold [ 76 ] .

$$h_{hil}(n) = 0 \quad \text{für } n = 0, \pm 2, \pm 4, \dots \quad (3.47)$$

Die Rechenzeit des digitalen Filters wird dann annähernd halbiert, da nur  $(N+1)/2$  Multiplikationen und Additionen pro Abtastwert durchgeführt werden müssen.

Mit der Einschränkung aus (3.46) kann nun der digitale I/Q-Universal-Demodulator realisiert werden.

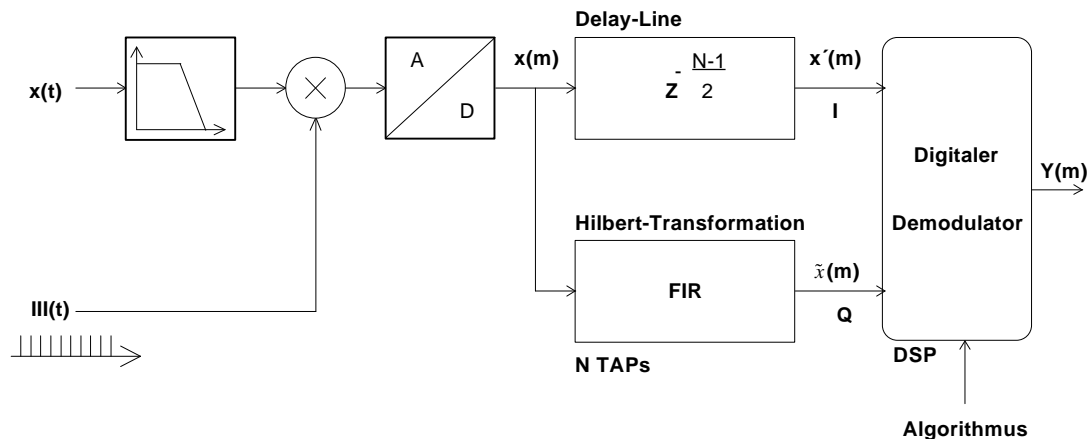


Bild 50: Der zeitdiskrete I/Q-Universal-demodulator mit Komponentenerzeugung durch Hilberttransformation.

In Bild 50 ist die Verzögerungsleitung  $z^{-(N-1)/2}$  zu beachten, mit deren Hilfe die konstante Gruppenlaufzeit des FIR-Filters im I-Pfad kompensiert werden muß.

Die Multiplikation des bandbegrenzten Eingangssignals mit der Dirac-Stoßfolge <sup>5</sup>

$$III(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d(t-nT) \quad \text{mit} \quad \int_{-\infty}^{\infty} d(t) dt = 1 \quad (3.48)$$

entspricht der Abtastung bzw. Zeitdiskretisierung des Eingangssignals. In der Praxis übernimmt ein Sample & Hold-Baustein diese Aufgabe.

Der Vorteil eines Demodulators nach Bild 50 liegt darin, daß die Demodulationsart des Systems nur vom gewählten Algorithmus abhängig ist. Der Hardware-Teil bleibt unverändert für verschiedene Modulationsverfahren.

### 3.2.3. Die Abtastmethode

Um die I- und Q-Komponenten zu erzeugen, ist eine weitere Methode sinnvoll einsetzbar. Ausgehend von dem Signalfußdiagramm in Bild 48, Seite 55, kann die Idee einer zeitversetzten Abtastung durch eine verzögerte Dirac-Stoßfolge entwickelt werden (Bild 51).

In Bild 48 wurden, um das herabgemischte, analytische Quadratursignal zu erzeugen und zu diskretisieren, zwei Mischer und zwei Abtaster mit identischer Abtastrate verwendet. Die Aufgabe der Mischer kann durch die Abtaster

<sup>5</sup> Der kyrillische Buschstabe III (scha) wurde 1965 von Bracewell [17] als Symbol für den Delta-Kamm eingeführt.

übernommen werden, wenn das Eingangssignal mit zwei gegeneinander zeitversetzten Dirac-Stoßfolgen multipliziert wird. Voraussetzung hierfür ist wieder ein bandbegrenztetes Eingangssignal  $x(t)$  mit der Bandbreite  $B$ .

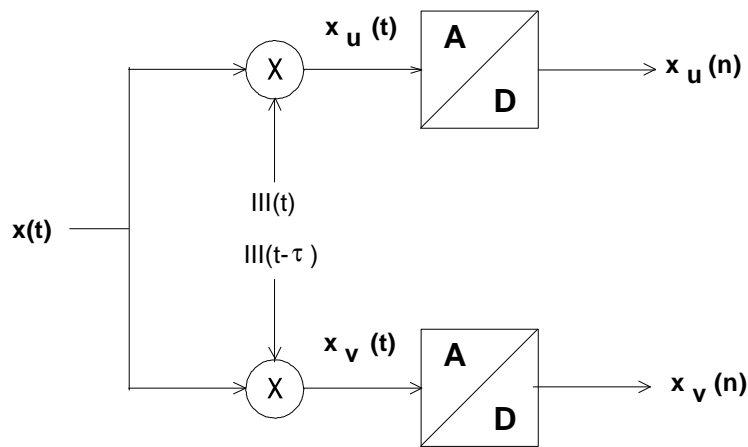


Bild 51: I/Q-Komponentenerzeugung durch Abtastung

Die Multiplikation mit einem Delta-Kamm  $III(t)$  entspricht funktional der Abtastung in Bild 48. Da es sich bei der Dirac-Stoßfolge

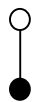
$$III(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{d}(t - nT_s) \quad T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.49)$$

um eine selbstreziproke Funktion handelt, ist deren Fouriertransformierte

$$III(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{d}(f - kf_s) \quad (3.50)$$

Die zweite Dirac-Stoßfolge kann durch Verzögerung um  $\tau$  aus Gl. (3.49) erzeugt werden, deren Fouriertransformierte wird über den Verschiebungssatz der DFT gewonnen.

$$III(t - \tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{d}(t - nT_s - \tau) \quad (3.51)$$



$$III(f) = e^{-j\omega\tau} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{d}(f - kf_s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi k f_s \tau} \cdot \mathbf{d}(f - kf_s)$$

Die Komponenten  $x_u(t)$  und  $x_v(t)$  entstehen durch Multiplikation des bandbegrenzten Eingangssignals  $x(t)$  mit  $III(t)$  bzw. mit  $III(t - \tau)$ . Für  $x(t)$  setzt man an

$$x(t) \supset X(f) = X_m(f - f_c) \quad (3.52)$$

worin  $f_c$  die Bandmitten- bzw. Trägerfrequenz ist. Für die Komponenten  $x_u(t)$  und  $x_v(t)$  ergeben sich dann :

$$x_u(f) = x(f) * \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{d}(f - kf_s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_m(f - f_c - kf_s) \quad (3.53a)$$

und

$$x_v(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-j2pkf_s t} \cdot x_m(f - f_c - k f_s) . \quad (3.53b)$$

Durch den Abtastprozeß sind periodisch fortgesetzte Signale entstanden, wobei in  $x_v(f)$  jede Fortsetzung um den Phasenwinkel  $e^{-j2pkf_s t}$  verschoben ist. Diese Eigenschaft wird für die Unterabtastung (S. 121) ausgenutzt. Die Wahl von  $k$ ,  $f_s$  und  $\tau$  im Exponenten von Gleichung (3.53b) bestimmt den Phasenwinkel zwischen den Komponenten  $x_u(t)$  und  $x_v(t)$  bei den Frequenzen  $k f_s$ . Deshalb muß  $\tau$  so groß werden, daß der Phasenwinkel zwischen  $x_u(t)$  und  $x_v(t)$  genau  $90^\circ$  wird.

$$2p k f_s t = \frac{p}{2} \quad k = 1, 2, \dots \quad (3.54)$$

$$t = \frac{1}{4k f_s} = \frac{1}{4k} T$$

$$\Rightarrow \quad t = \frac{T_s}{4}, \quad \text{für } k=1 \quad (3.55)$$

Einer der beiden Delta-Kämme muß um ein Viertel der Abtastperiode verzögert werden, um ein analytisches Signal zu erzeugen.

Dieses Verfahren wird **Quadratur-Abtastung** genannt. Die Abtastrate  $f_s$  wird jetzt in Relation zur Träger- bzw. Bandpaßmittenfrequenz  $f_c$  so gewählt, daß

$$f_{ci} = f_c - k_i f_s \quad f_{ci} \rightarrow 0 \text{ gilt.} \quad (3.56)$$

Wenn in Gl. (3.56)  $f_{ci}=0$  wird, dann spricht man von Mischung oder Faltung in die Nulllage. Die direkte Faltung in die Nulllage ist nur bei Quadratur-Abtastung möglich. Wenn mit  $f_s = f_c$  abgetastet wird ( $k=1$ ) und ein Delta-Kamm genau mit den Nulldurchgängen des Trägers  $f_c$  zusammenfällt, so fällt der zweite Deltakamm genau mit den Scheitelpunkten des Trägers zusammen. Die Amplitudeninformation ist also nicht verlorengegangen, sondern im Betrag des analytischen Signals  $\underline{x}_{ci}(t) = x_u(t) + j x_v(t)$  enthalten.

- Wenn die Mittenfrequenz des Empfangssignals nicht konstant ist, sondern z.B. wegen der Doppler-Verschiebung gewissen Schwankungen unterliegt, dann sollte  $f_{ci}>0$  gewählt werden.
- Wenn  $f_s=f_c/k$  (mit  $k>1$ ) gewählt wird, das Empfangssignal  $x(t)$  also im Sinne des IF-Sampling (siehe S. 121) unterabgetastet wird, dann muß  $\tau$  entsprechend Gl. (3.54) angepaßt werden.
- Der Phasenfehler zwischen den Komponenten  $x_u(t)$  und  $x_v(t)$  nimmt mit zunehmender Signalbandbreite zu. Ohne Korrektur sollte die Quadratur-Abtastung deshalb nur für schmalbandige Signale wie z.B. DCF77, ILS und CW eingesetzt werden.

Um den Hardware-Aufwand zu verringern, bieten sich die in den folgenden Bildern gezeigten Strukturen an. Bild 52 zeigt die Einsparung eines A/D-Umsetzers durch Multiplex der Abtastsignale.

## Digitale Demodulation und Auswertung

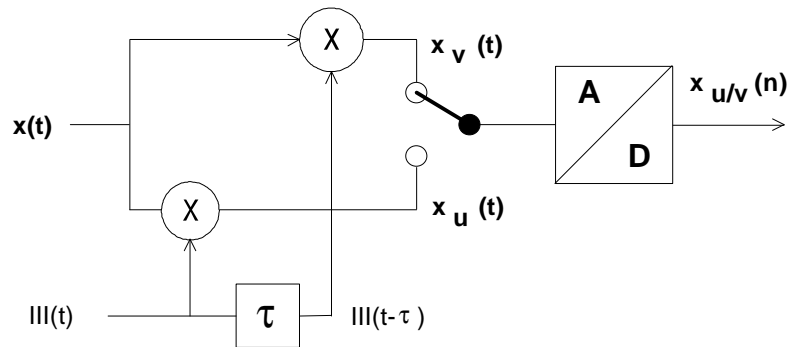


Bild 52: I/Q-Komponentenerzeugung durch Abtastung und Multiplex

Um auch den zweiten Abtaster einzusparen, kann mit der Summe aus  $III(t)$  und  $III(t-\tau)$  multipliziert werden. Bild 53 zeigt die Minimallösung der I/Q-Komponentenerzeugung. Der A/D-Umsetzer liefert alternierend Abtastwerte der Folge  $x_u(n)$  und  $x_v(n)$ .

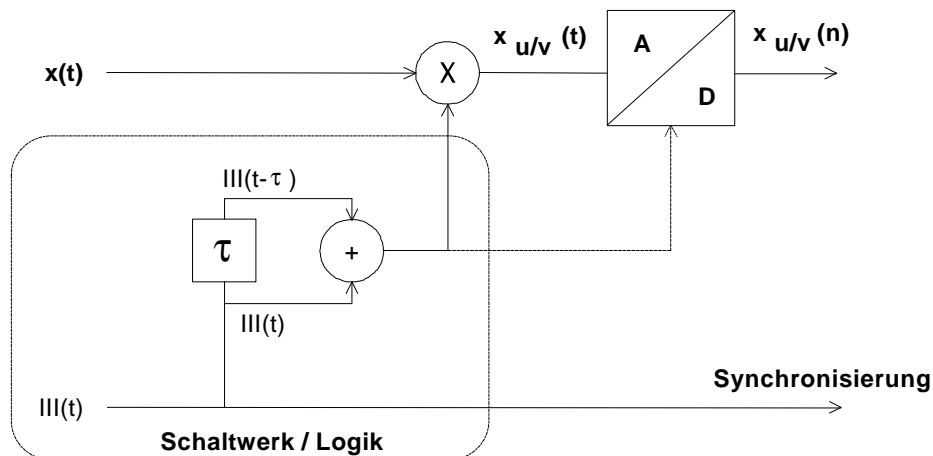


Bild 53: I/Q-Komponentenerzeugung, Minimallösung

Die in Bild 53 gezeichnete Minimallösung hat aber auch Nachteile. Da anstelle des Multiplizierers in der Praxis immer ein Sample&Hold-Baustein eingesetzt wird und da der S&H innerhalb einer Viertelperiode das Signal zweimal abtastet, muß die Umsetzungs-Zeit des ADC kleiner als ein Viertel der Abtastperiode sein. Verglichen mit Bild 51, muß also ein vierfach schnellerer ADC eingesetzt werden.

### 3.2.4. Auswahlkriterien für die I/Q-Komponenten-Erzeugung

In der Praxis sind Leistungsaufnahme, Aufwand und Rechenzeit der Softwarelösung mit einem DSP für die verschiedenen Verfahren gegeneinander abzuwägen. In der folgenden Tabelle werden alle Verfahren zur I/Q-Komponentenerzeugung einander gegenübergestellt.

Methoden	Bild Nr.	S.	Vorteile	Nachteile
<b>Analoge Multiplikation</b> mit sin/cos-Funktionen	45	53	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Auch ohne DSV realisierbar</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Hoher Aufwand für analoge Komponentenerzeugung</li> <li>• Zusätzliche analoge Filter</li> </ul>
Analoge <b>Breitband-Phasenverschiebung</b> , 2 S&H, 2 ADC	-	-	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Keine Mischstufen</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Analoges Breitbandphasenschieber ist <b>nicht realisierbar</b></li> <li>• keine Frequenzumsetzung in neue ZF</li> </ul>
<b>Diskrete Multiplikation</b> mit sin/cos-Funktionen	-	56	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Nur ein Abtaster und Umsetzer notwendig</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Lange Tabellen für sin/cos-Komponenten bzw.</li> <li>• Rechenzeit für Reihenentwicklung</li> <li>• Digitale Filter für Spiegelfrequenzen</li> </ul>
Diskrete <b>Hilbert-Transformation</b>	50	60	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Reine Softwarelösung</li> <li>• Einfachste Hardware, nur ein Abtaster und Umsetzer</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Rechenzeit</li> </ul>
<b>Quadratur-Abtastung</b> mit zwei ADCs	51	61	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Kein Rechenzeitverbrauch</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 2 SHC notwendig</li> <li>• eventuell ist eine Phasenkorrektur notwendig</li> </ul>
<b>Quadratur-Abtastung</b> mit einem ADC und <b>Multiplex</b>	53	63	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Kein Rechenzeitverbrauch</li> <li>• Nur ein Abtaster und Umsetzer</li> <li>• Ideal für Unterabtastung, <math>f_s &lt; 2(f_c + B')</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Erhöhte Anforderungen an den ADC</li> <li>• eventuell ist eine Phasenkorrektur notwendig</li> </ul>

Tabelle 8: Vergleich der Methoden zur Komponentenerzeugung

Die Auswahl sollte unter den letzten drei Fällen der Tabelle 8 erfolgen. Das endgültige Entscheidungskriterium wird dann sicher die Kostenentwicklung der verwendeten Bauteile sein.

### 3.3. FM-Demodulation

Eine mit  $s(t)$  FM-modulierte HF-Schwingung beschreibt man am besten anhand der Änderung der ausgesendeten Frequenz in Abhängigkeit vom Modulationssignal im Frequenzbereich

$$\omega_{HF} = \omega_c + \omega_{HUB} \cdot s(t). \quad (3.57)$$

Der Phasenwinkel wird mit Gleichung (3.57) zu

$$\mathbf{j}_{HF} = \int \left( \omega_c + \underbrace{\omega_{HUB}}_{const.} \cdot s(t) \right) dt. \quad (3.58)$$

bzw.:

$$\mathbf{j}_{HF} = \omega_c t + \omega_{HUB} \int s(t) dt. \quad (3.59)$$

Das FM-modulierte Signal kann dann im Zeitbereich durch

$$x_{FM}(t) = \cos(\mathbf{j}_{HF}) \quad (3.60)$$

beschrieben werden. Wird ein cosinusförmiges Modulationssignal

$$s(t) = \cos(\omega_m t) \quad (3.61)$$

verwendet, ergibt sich durch Einsetzen

$$x_{FM}(t) = \cos\left(\omega_c t + \frac{\omega_{HUB}}{\omega_m} \cdot \sin(\omega_m t)\right), \quad (3.62)$$

wobei

$$\mathbf{h} = \frac{\omega_{HUB}}{\omega_m} \quad (3.63)$$

der Modulationsindex des FM-modulierten Signals ist.

Für die Demodulation eines FM-modulierten Trägers wurden in der Vergangenheit verschiedene, speziell auf die Möglichkeiten der Analogtechnik zugeschnittene Verfahren geschaffen. Hier sollen nur kurz die Möglichkeiten der digitalen FM-Demodulation dargestellt werden. Ausführliche Untersuchungen zur FM-Demodulation mit Methoden der DSV finden sich in Kammeyer [40], Kirmse [42], Ray [77] und Rosenkranz [81].

#### 3.3.1. Filterdiskriminator

Dieser auch Flankendemodulator genannte Demodulator typ stammt aus der Analogtechnik und ist der einfachste FM-Demodulator überhaupt. Mit einem Filter, das im interessierenden Frequenzbereich eine frequenzproportionale Übertragungsfunktion aufweist, wird das Empfangssignal entsprechend seiner Momentanfrequenz amplitudenmoduliert und so die FM-Demodulation auf eine AM-Demodulation zurückgeführt (Bild 54).

## Digitale Demodulation und Auswertung

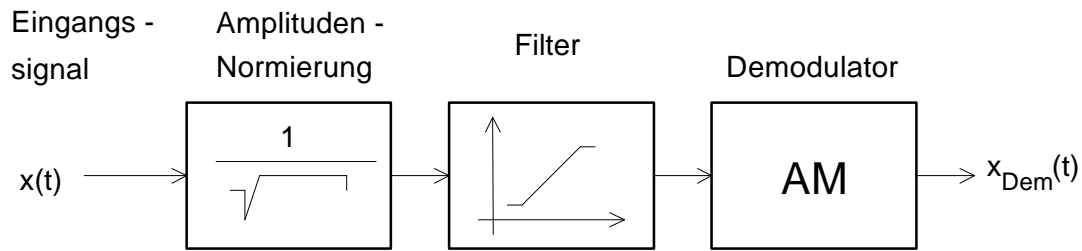


Bild 54: Das Prinzip des FM-Flankendemodulators (FM/AM-Wandler).

Voraussetzung für die Funktion des Verfahrens ist eine Begrenzung des FM-modulierten Signals vor dem Filter. In der analogen Schaltungspraxis ist eine frequenzproportionale Übertragungsfunktion nicht realisierbar, dem demodulierten Signal werden deshalb nichtlineare Verzerrungen zugefügt.

Wegen dieser Nachteile (schlechte AM-Unterdrückung und Verzerrungen) hat der Flankendemodulator keine große Bedeutung erlangt. In der diskreten Realisierung des Flankendemodulators wird  $x(t)$  in Bild 54 durch  $x(n)$  ersetzt.

### 3.3.2. Verzögerungsdemodulator

Es sind verschiedene mögliche Realisierungen und Variationen des Verzögerungsdemodulators bekannt. Dieser FM-Demodulator kann reell und komplex realisiert werden. Der Vorteil der komplexen Basisband-Realisierung ist, daß der Mischvorgang mit einem analytischen Signal kein summenfrequentes Signal erzeugt.

Der Grundgedanke des Verzögerungsdemodulators ist die Rückführung der Signaldifferenzierung auf die Differenzbildung zwischen zwei sukzessiven Abtastwerten.

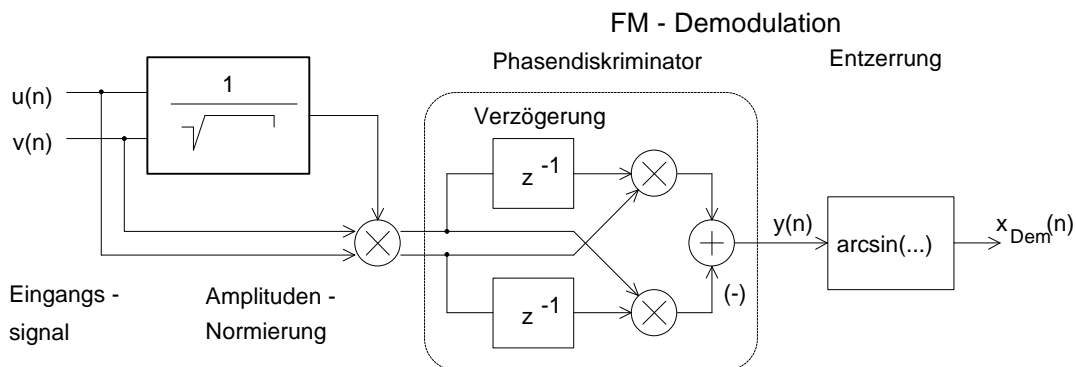


Bild 55: Eine der möglichen Realisierungen des Verzögerungsdemodulators, hier mit analytischem Basisbandsignal  $\underline{x}(n) = u(n) + j v(n)$ .

#### Die Multiplikation

$$\underline{x}_{norm}(n) = \frac{1}{\sqrt{u(n)^2 + v(n)^2}} \cdot \underline{x}(n) = u_{norm}(n) + j v_{norm}(n) \quad (3.64)$$

bewirkt darin eine gute AM-Unterdrückung, so daß nur das normierte FM-modulierte Signal

$$\underline{x}_{norm}(n) = e^{j\mathbf{j}(n)}$$

weiterzuverarbeiten ist. Die Signaldemodulation wird im wesentlichen im Phasendiskriminator mit

$$\begin{aligned} y(n) &= v_{norm}(n-1) u_{norm}(n) - u_{norm}(n-1) v_{norm}(n) \\ &= \sin[\mathbf{j}(n) - \mathbf{j}(n-1)] \end{aligned} \quad (3.65)$$

und

$$x_{Dem}(n) = \arcsin[y(n)] \quad (3.66)$$

vorgenommen.

### 3.3.3. PLL-Demodulator

Bild 56 zeigt ein FM-Demodulationssystem mit diskreter PLL. Die DPLL kann als reelles- oder als komplexes System realisiert werden. Die komplexe Realisierung arbeitet mit den I/Q-Komponenten des Eingangssignals. Der VCO<sup>6</sup> herkömmlicher analoger Phasenregelschleifen wird durch einen DCO<sup>7</sup> ersetzt.

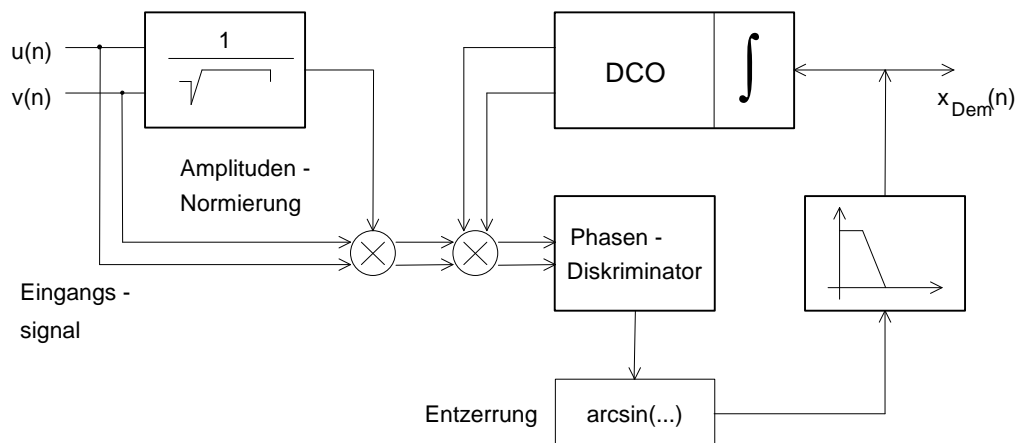


Bild 56: FM-Demodulation mit diskreter Phasenregelschleife (DPLL)

Ein PLL-Demodulator arbeitet als Rückkopplungsdemodulator. Im eingerasteten Zustand ist der DCO mit dem Eingangssignal phasenstarr verbunden. Eine Frequenzänderung des Eingangssignals bewirkt eine Phasenänderung des Phasendiskriminators. Mit dem tiefpaßgefilterten Phasendifferenzsignal wird der DCO gesteuert - die Schleife ist geschlossen. Man spricht in diesem Zusammenhang auch von Signal-Remodulation. Die Folge von Steuerworten des DCO ist außerdem das gewünschte Ausgangssignal.

Speziell für gestörte Empfangssignale ist die PLL-Struktur den Direktstrukturen (Flankendemodulator, Verzögerungsdemodulator) vorzuziehen, da durch das integrierende Verhalten des Tiefpaßfilters in der Schleife das minimal notwendige SNR dieses Demodulator-Typs herabgesetzt wird.

<sup>6</sup> Voltage Controlled Oscillator

<sup>7</sup> Discrete Controlled Oscillator