

Digitale Demodulations–Verfahren

Inhaltsverzeichnis

1 Aufgaben der digitalen Demodulation	1
2 Modell des digitalen Demodulators	1
2.1 Prinzipielle Empfänger–Struktur	1
2.2 Modell des I/Q Empfängers	2
3 Äquivalente Tiefpaß–Signale	2
3.1 Analytisches Signal und komplexe Einhüllende	3
3.1.1 Komplexe Multiplikation und Faltung	5
3.1.2 Hilbert–Filterung einer reellwertigen Zeitfunktion	5
3.2 Das Hilbert–Filter	6
3.2.1 Hilbert Allpass–Filter	6
3.2.2 Hilbert Tiefpass–Filter	6
3.2.3 Hilbert Bandpass–Filter	7
3.3 Blockschaltbilder des digitalen Demodulators	7
3.3.1 Quadratur–Filter–Struktur	7
3.3.2 Tiefpass–Filter–Struktur	8
3.4 Blockschaltbild eines typischen digitalen Empfängers	9
4 Synchrone Demodulator–Strukturen	9
4.1 Demodulation von QPSK, QAM und OQPSK Signalen	10
4.2 Synchrone Demodulation von MSK Signalen	11
4.3 Demodulation von GMSK Signalen	13
4.3.1 Asynchrone Demodulation von GMSK	13
4.3.2 Synchrone Demodulation von GMSK	14
5 Asynchrone Demodulator–Strukturen	16
5.1 DQPSK Demodulator	16
5.2 FSK Demodulator	16
6 Vergleich der Modulationsverfahren	17

Abbildungsverzeichnis

2.1	Blockschaltbild eines typischen (konventionellen) Superheterodyne–Empfängers („Super“)	2
2.2	Blockschaltbild des I/Q Modulators (links) — Demodulators (rechts)	2
3.1	Bildung des Äquivalenten Tiefpaß–Signals im Spektrum	3
3.2	Bildung des Äquivalenten Tiefpaß–Signals	4
3.3	Struktur für eine komplexe Faltung im Basisband–Bereich	5
3.4	Ideales Hilbert Allpass–Filter (HAP) und seine Impulsantwort	6
3.5	Idealisiertes Hilbert Tiefpass–Filter (HLP) und seine Impulsantwort	6
3.6	Im Bereich $ \Omega_C \pm B_\omega/2 $ kann der Betrag eines Hilbert Bandpaß–Filters $ H_{HBP} $ exakt gleich dem eines Bandpaß–Filters $ H_{BP} $ gemacht werden.	7
3.7	Quadratur–Filter Struktur des Digitalen Empfängers	8
3.8	Tiefpaß–Filter Struktur des Digitalen Empfängers	8
3.9	Typisches Blockschaltbild eines digitalen Empfängers in komplexer Darstellung.	9
4.1	Blockschaltbild eines PSK oder QAM Demodulators.	10
4.2	Blockschaltbild eines OQPSK Modulators und Demodulators.	10
4.3	Blockschaltbild eines MSK Modulators und Demodulators.	11
4.4	Blockschaltbild eines MSK Demodulators/Empfängers.	11
4.5	MSK–Symbol und Ausgangssignal des Matched Filters (I oder Q)	12
4.6	MSK Ausgangs–Signale des Matched Filters	12
4.7	Augendiagramm von MSK	12
4.8	GSM: Impulsform und Augendiagramm	13
4.9	Verlauf der Momentanphase $\phi(t)$ für MSK, GSM & DECT	13
4.10	Bluetooth Empfänger	14
4.11	GMSK Symbol	14
4.12	Blockschaltbild eines MSK Modulators als FM Modulator und eines linearen Demodulators.	15
4.13	Laurent–Approximation	15
4.14	Augendiagramme GMSK	15
5.1	DQPSK Demodulator	16
5.2	FSK Demodulator	17
6.1	Komplexität digitaler Modulationen und BER Kurven verschiedener binärer Übertragungssysteme	17

Digitale Demodulations–Verfahren

Es gibt nur wenige Lehrbücher, die auf die Problemstellungen des digitalen Empfängers eingehen. Besonders hervorzuheben sind hier [1] & [2]. In das vorliegende Skript sind einige Ansätze daraus eingeflossen.

1 Aufgaben der digitalen Demodulation

Bei einer **digitalen Übertragung** müssen im Empfänger die ausgesendeten Symbole wieder **erkannt** und ausgewertet werden. Dies ist eine aufwändige Prozedur. Die Demodulation digitaler Signale erfolgt daher **in mehreren Stufen**.

1. Umsetzen (transponieren) des modulierten hochfrequenten Signals in eine **Zwischenfrequenz–Lage** (IF *Intermediate Frequency*).
2. Umsetzen aus der IF Lage — oder unter Umgehung des 1. Schrittes: direktes Umsetzen aus der RF Lage (RF *Radio Frequency*, Hochfrequenz) — in die **Basisband–Lage** mittels eines I/Q Demodulators. Hierdurch gewinnt man die I– und Q–Symbole in „Rohform“, d.h. ohne die zugehörigen Takte.
3. Extrahieren der Parameter für den Umsetz–Oszillator (**Frequenz, Phase**) aus dem hochfrequenten Signal.
4. Extrahieren der Parameter für den digitalen Entscheider (**Symbol–Takt, Bit–Takt, Takt–Phase**) aus den I– und Q–Symbolströmen.
5. Extrahieren der Parameter des Übertragungs–Kanals (bzw. Funk–Kanals), insbesondere die **Kanal–Impulsantwort**, die **Dämpfung**, den **Delay–Spread** und den **Doppler–Spread**.
6. **Entzerren** der Roh–Symbole.
7. Erkennen bzw. **Entscheiden** der Symbole.
8. **Demappen** der Symbole zur Gewinnung von Bits.
9. **Multiplexen** der I– und Q–Bitströme zu einem gesamten Bitstrom.
Damit liegen nun die Bits in „Rohform“ vor. Hier schließen sich dann die Decodierung und Fehler–Erkennung bzw. –Korrektur an.

In der Praxis sind die Aufgaben 3 bis 6 mit dem größten Aufwand verbunden.^{1.1} In diesem Kapitel wird jedoch vorausgesetzt, daß der digitale Empfänger bzw. Demodulator diese Informationen „von irgend wo her“ bereits besitzt und daher diesbezüglich ideal demodulieren kann.^{1.2} Die sich daraus ergebenden Werte für die Bitfehler–Raten (BER *Bit Error Rate*) sind stets (viel) besser als die tatsächlich erreichbaren Werte.

2 Modell des digitalen Demodulators

2.1 Prinzipielle Empfänger–Struktur

Digitale (Funk–) Empfänger sind grundsätzlich als Überlagerungs– oder Superheterodyne–Empfänger ausgeführt. Dieses Empfangs–Prinzip wird auch bei analogen Empfängern angewendet. Bild 2.1 zeigt ein typisches Blockschaltbild eines solchen „Supers“ [3].

In diesem Kapitel interessieren davon speziell:

- die Funktionsweise des Demodulators
- der Mischer und der Umsetzoszillator insofern, als Frequenz und Phase der Umsetzfrequenz exakt mit den Werten im digitalen Sender übereinstimmen müssen

^{1.1}Die benötigten Parameter werden von dem „Inneren Empfänger“ bereitgestellt. Dieser ist entscheidend für die Qualität der Demodulation.

^{1.2}Bei der Simulation digitaler Übertragungs–Systeme ist es leicht möglich, die notwendigen Informationen direkt aus dem Sender zu entnehmen (mittels „Schummel–Leitungen“). Beim Vergleich verschiedener System–Lösungen ist darauf zu achten, um zu einer relevanten Aussage zu kommen.

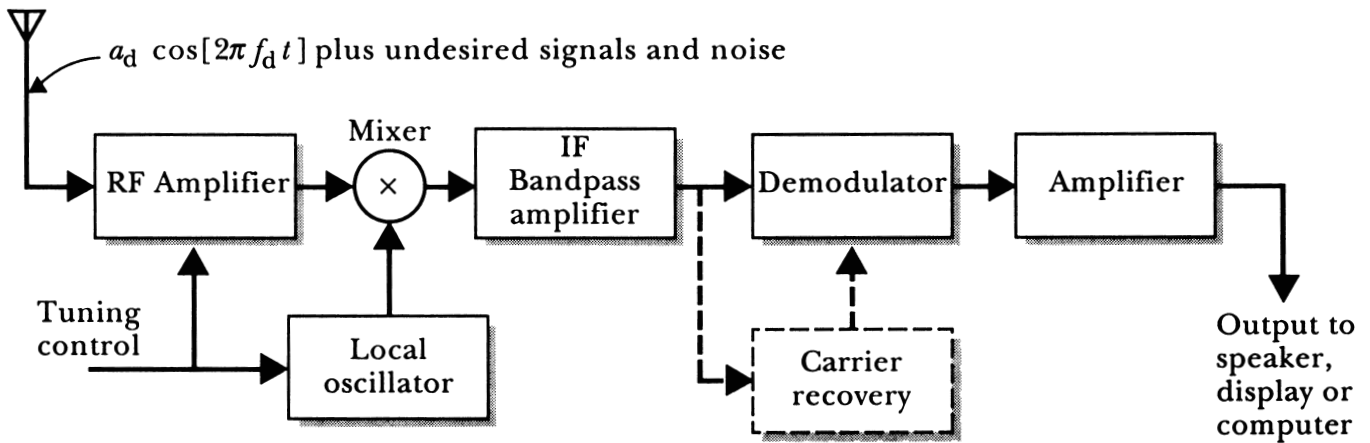


Bild 2.1: Blockschaltbild eines typischen (konventionellen) Superheterodyne-Empfängers („Super“)

Bei den folgenden Blockschaltbildern ist ein Mischer mit Oszillator als Teil des Demodulators dargestellt. Hierbei ist es zweitrangig, ob es sich um eine Demodulation aus der IF Ebene oder aus der RF Ebene handelt.

Wird aus der IF Ebene heraus demoduliert, muß die Träger-Rückgewinnung (*Carrier Recovery*) die Frequenz- und Phasen- Unsicherheiten des Lokal-Oszillators zusätzlich ausgleichen.^{2.1} Dieser kann dann z.B. als PLL (*Phase Locked Loop*) realisiert werden, um den Empfänger auf die Empfangskanäle abstimmen zu können (*Tuning Control*).

2.2 Modell des I/Q Empfängers

Zur Analyse des digitalen Empfängers werden die Hochfrequenz-Stufen in Bild 2.1 nicht betrachtet. Damit vereinfacht das Blockschaltbild entsprechend, Bild 2.2.

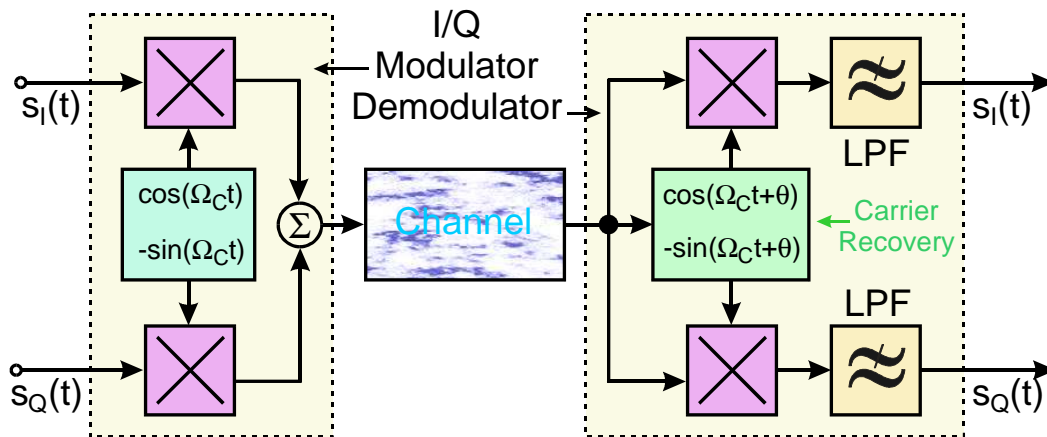


Bild 2.2: Blockschaltbild des I/Q Modulators (links) — Demodulators (rechts)

3 Äquivalente Tiefpaß-Signale

Nachdem Modulation und Demodulation mittlerweile in verstärktem Maße mit Hilfe von **Digitale Signalverarbeitung** und damit softwaremäßig durchgeführt werden, ist bei der Realisierung darauf Rücksicht zu

^{2.1}Auch ist es bei verschiedenen Demodulator-Konzepten üblich, zusätzliche quartzgenaue Frequenz-Umsetzungen zu verwenden (*Preliminary Demodulation, Frequency Conversion*). Das digital modulierte Signal steht dann auf einer (so niedrigen) Frequenz zur Verfügung, auf der unmittelbar die Digitale Signalverarbeitung stattfinden kann.

nehmen. Dies betrifft insbesondere die **Minimierung der erforderlichen Rechenleistung**.

- Bandpaß–Signale werden als (äquivalente) Tiefpaß–Signale verarbeitet (\rightsquigarrow geringere Abtastrate).
- Modulationsvorgänge erfolgen durch Multiplikation mit $e^{j\Omega_C t}$ (\rightsquigarrow schnellere Berechnung) anstatt mit Cos– oder Sin–Schwingungen.
- Demodulation wird durch eine Multiplikation mit $e^{-j\Omega_C t}$ erzielt.
- Dafür ist es erforderlich, mit **komplexen Signalen** zu rechnen.

3.1 Analytisches Signal und komplexe Einhüllende

Das komplexwertige Signal $u_{BP}^+(t)$, das **Spektralanteile nur bei positiven Frequenzen $\omega \geq 0$** hat, wird „**Analytisches Signal**“ genannt.

$$u_{BP}^+(t) = u_{TP}(t) \cdot e^{j\Omega_C t} \quad \text{Analytisches Signal} \quad (3.1)$$

Hierbei ist $u_{TP}(t) = g(t)$ die **komplexe Einhüllende**.^{3.1}

$$u_{TP}(t) = I(t) + jQ(t) = A(t)[\cos \phi(t) + j \sin \phi(t)] = A(t)e^{j\phi(t)} \quad \text{Komplexe Einhüllende} \quad (3.2)$$

Ein Bandpaß–Signal $u_{BP}(t)$ ist ein **reellwertiges Zeitsignal**, das i.a. in seiner Amplitude und seiner Phase moduliert ist.

$$u_{BP}(t) = A(t) \cos[\Omega_C t + \phi(t)] = \Re\{u_{BP}^+(t)\} = \Re\{u_{TP}(t) \cdot e^{j\Omega_C t}\} \quad \text{Bandpaß–Signal} \quad (3.3)$$

Reelle Zeitsignale $u_{BP}(t)$ haben komplexwertige Spektralverteilungen $U_{BP}(\omega)$ mit geradem Real– und ungeradem Imaginär–Teil. Damit gilt:

$$U_{BP}(\omega) = U_{BP_e}(\omega) + jU_{BP_o}(\omega) \quad \text{Spektraldichte BP Signal} \quad (3.4)$$

Die Gewinnung des äquivalenten Tiefpaß–Signals (komplexe Eihüllende) $u_{TP}(t)$ soll graphisch anhand des **Realanteils $U_{BP_e}(\omega)$** der Spektraldichte gezeigt werden, Bild 3.1. In diesem Bild ist **nur der Realanteil $\Re\{U_{BP}(\omega)\} = U_{BP_e}(\omega)$** dargestellt um das Bild nicht zu überfrachten. Die einzelnen Umformungsschritte gelten für den Imaginäranteil in gleicher Weise.

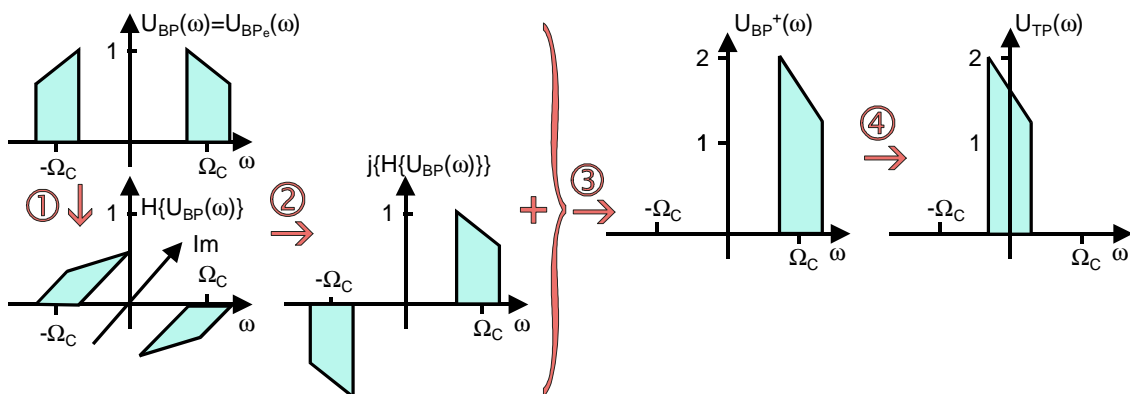


Bild 3.1: Bildung des Äquivalenten Tiefpaß–Signals im Spektrum

Für den Realanteil des Spektrums ist eine symbolische Form gewählt. Es ist **gerade** in Bezug auf die Achse bei $\omega = 0$, auch wenn es bezüglich der Trägerfrequenz Ω_C nicht gerade ist.

Die einzelnen Schritte zur Bildung des Äquivalenten Tiefpaß–Signals $u_{TP}(t) \circ \bullet U_{TP}(\omega)$ sind:

^{3.1}Siehe Skript „Digitale Modulations–Verfahren“.

1. Bildung des **Hilbert-gefilterten Spektrums** $\mathcal{H}\{U_{BP}(\omega)\}$. Ein Hilbert-Filter dreht alle positiven Spektralkomponenten in der Phase um $-\pi/2$ und alle negativen um $\pi/2$. Formal entspricht dieses Filter einer mit $-j$ multiplizierten Signum-Funktion.
2. Drehung des Hilbert-gefilterten Spektrums als Ganzes um $-\pi/2$ in mathematisch positiver Richtung. Dies ist eine Multiplikation mit $e^{j\pi/2}$. Dadurch ergibt sich ein Spektrum $j\mathcal{H}\{U_{BP}(\omega)\}$, das für positive Frequenzen mit dem Spektrum von $U_{BP}(\omega)$ übereinstimmt.
3. Die Addition des Bandpaß-Spektrums $U_{BP}(\omega)$ mit dem Hilbert-gefilterten und Phase-gedrehten Spektrum $j\mathcal{H}\{U_{BP}(\omega)\}$ löscht sich für negative Frequenzen und verdoppelt sich für positive Frequenzen zu $U_{BP}^+(\omega)$.
4. Eine Multiplikation mit $e^{-j\Omega_C t}$ ergibt eine Verschiebung in den Tiefpaß-Bereich.
Es entsteht $U_{TP}(\omega) \bullet \circ \circ u_{TP}(t)$. Dieses Spektrum $U_{TP}(\omega)$ ist komplexwertig, weil ja das ursprüngliche Spektrum $U_{BP}(\omega)$ ebenfalls komplexwertig war.

Die Schritte zur Bildung der komplexen Eihüllenden $u_{TP}(t)$ lassen sich in einem prinzipiellen Blockschaltbild zusammenfassen, Bild 3.2.

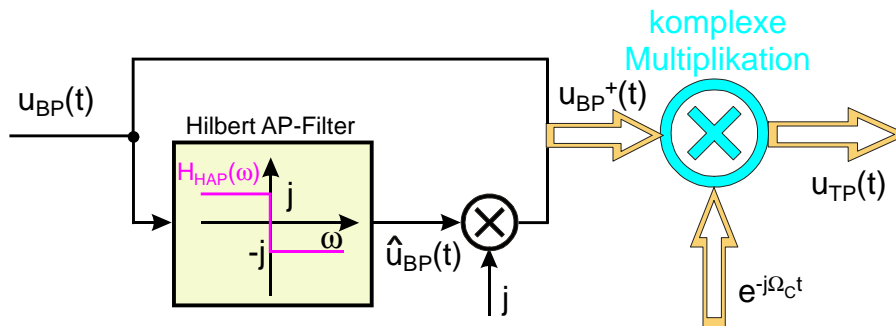


Bild 3.2: Bildung des Äquivalenten Tiefpaß-Signals (komplexe Eihüllende) $u_{TP}(t)$ mittels Hilbert-Allpaß-Filter (HAP) $H_{HAP}(\omega)$

Das Bandpaß-Signal $u_{BP}(t)$ am Eingang des Blockschaltbildes 3.2 ist:

$$u_{BP}(t) = I(t) \cos(\Omega_C t) - Q(t) \sin(\Omega_C t) = A(t) \cos[\Omega_C t + \phi(t)] \quad \text{BP Signal} \quad (3.5)$$

Am Ausgang des Hilbert-Filters entsteht dadurch $\hat{u}_{BP}(t)$.^{3.2}

$$\hat{u}_{BP}(t) = I(t) \sin(\Omega_C t) + Q(t) \cos(\Omega_C t) = A(t) \sin[\Omega_C t + \phi(t)] \quad \text{Hilbert gefiltertes BP Signal} \quad (3.6)$$

Dieses Signal $\hat{u}_{BP}(t)$ wird mit j multipliziert.

$$j\hat{u}_{BP}(t) = jA(t) \sin[\Omega_C t + \phi(t)] \quad (3.7)$$

Zusammen mit $u_{BP}(t)$ entsteht daraus das analytische Signal $u_{BP}^+(t)$.

$$u_{BP}^+(t) = u_{BP}(t) + j\hat{u}_{BP}(t) = A(t)\{\cos[\Omega_C t + \phi(t)] + j \sin[\Omega_C t + \phi(t)]\} \quad \text{Analytisches Signal} \quad (3.8)$$

Die komplexe Multiplikation mit $e^{-j\Omega_C t}$ ergibt die Verschiebung in das Basis-Band.

$$\begin{aligned} u_{TP}(t) &= u_{BP}^+(t) \cdot e^{-j\Omega_C t} = \{u_{BP}(t) + j\hat{u}_{BP}(t)\} \cdot \{\cos(\Omega_C t) - j \sin(\Omega_C t)\} \\ &= \{u_{BP}(t) \cos(\Omega_C t) + \hat{u}_{BP}(t) \sin(\Omega_C t)\} + j\{\hat{u}_{BP}(t) \cos(\Omega_C t) - u_{BP}(t) \sin(\Omega_C t)\} \\ &= A(t) \cos[\Omega_C t + \phi(t)] \cos(\Omega_C t) + A(t) \sin[\Omega_C t + \phi(t)] \sin(\Omega_C t) + \dots \\ &\quad + j\{A(t) \sin[\Omega_C t + \phi(t)] \cos(\Omega_C t) - A(t) \cos[\Omega_C t + \phi(t)] \sin(\Omega_C t)\} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Die beiden untersten Zeilen der Gleichung (3.9) haben die Form:

$$\begin{aligned} \cos \alpha \cos \beta + \sin \alpha \sin \beta &= \cos(\alpha - \beta) \\ j\{\sin \alpha \cos \beta - \cos \alpha \sin \beta\} &= j \cdot \sin(\alpha - \beta) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Damit wird aus Gleichung (3.9) das Tiefpaß-Signal $u_{TP}(t)$ (komplexe Einhüllende)

$$u_{TP}(t) = A(t)\{\cos[\phi(t)] + j \sin[\phi(t)]\} = A(t)e^{j\phi(t)} \quad \text{Komplexe Einhüllende} \quad (3.11)$$

^{3.2}Die 90° Drehung im Spektrum entspricht der „Weaver-Methode“ zur Erzeugung der Einseitenband-Modulation (SSB *single side band*).

3.1.1 Komplexe Multiplikation und Faltung

Komplexwertige Basisband-Signale werden digital als zwei parallele Datenströme verarbeitet. Bei Multiplikationen ist daher komplex zu rechnen, was als teilweise Vermischung mit anschließender Trennung der Datenströme aufgefaßt werden kann:

$$(x_1 + jy_1) \cdot (x_2 + jy_2) = (x_1 \cdot x_2 - y_1 \cdot y_2) + j(x_1 \cdot y_2 + y_1 \cdot x_2) \quad \text{komplexe Multiplikation} \quad (3.12)$$

Gleichwertig mit der komplexen Multiplikation im Frequenz-Bereich ist eine **komplexe Faltung** im Zeitbereich, Bild 3.3.

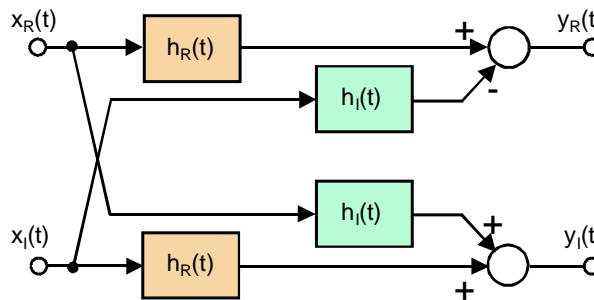


Bild 3.3: Struktur für eine komplexe Faltung im Basisband-Bereich

Da das Bandpaß-Filter für diesen Zweck ebenfalls in den Basisband-Bereich transformiert werden muß, ist die äquivalente Impulsantwort $h_{aeq}(t)$ ebenfalls komplex.

$$h_{aeq}(t) = h_R(t) + jh_I(t) \quad (3.13)$$

Das äquivalente TP-Signal $x(t) = x_R(t) + jx_I(t)$ soll gefiltert werden und ergibt dann das zugehörige Ausgangssignal $y(t) = y_R(t) + jy_I(t)$. Damit ergibt sich für die **komplexe Faltung**:

$$y(t) = y_R(t) + jy_I(t) = x(t) * h_{aeq}(t) = \{x_R(t) * h_R(t) - x_I(t) * h_I(t)\} + j\{x_R(t) * h_I(t) + x_I(t) * h_R(t)\} \quad (3.14)$$

Gleichung (3.14) entspricht formal derjenigen, die auch für eine komplexe Multiplikation erforderlich ist, Gleichung (3.12). Während jedoch eine komplexe Multiplikation mit vielen Programmen bzw. Simulatoren i.a. direkt ausgeführt werden kann, muß die komplexe Faltung meist gemäß Gleichung (3.14) in 4 (reelle) Faltungsoperationen aufgespalten werden.

3.1.2 Hilbert-Filterung einer reellwertigen Zeitfunktion

Als reellwertige Zeitfunktion werde das Bandpaß-Signal $u_{BP}(t)$ betrachtet.

$$u_{BP}(t) \longleftrightarrow U_{BP}(\omega) = \underbrace{\Re\{U_{BP}(\omega)\}}_{\text{even}} + j \underbrace{\Im\{U_{BP}(\omega)\}}_{\text{odd}} \quad (3.15)$$

Das Ausgangs-Signal des Hilbert-Filters $\hat{u}_{BP}(t)$, Bild 3.2, ist ebenfalls ein reellwertiges Zeitsignal.

$$\hat{u}_{BP}(t) \longleftrightarrow \hat{U}_{BP}(\omega) = \underbrace{\Im\{U_{BP}(\omega)\}}_{\text{even}} \cdot \text{sgn}(\omega) - j \underbrace{\Re\{U_{BP}(\omega)\}}_{\text{odd}} \cdot \text{sgn}(\omega) \quad (3.16)$$

Hierbei ist $\text{sgn}(\omega)$ die Signum-Funktion (im Frequenzbereich). Damit gibt es den Zusammenhang:

$$\begin{aligned} \Re\{\hat{U}_{BP}(\omega)\} &= \Im\{U_{BP}(\omega)\} \cdot \text{sgn}(\omega) \\ \Im\{\hat{U}_{BP}(\omega)\} &= -\Re\{U_{BP}(\omega)\} \cdot \text{sgn}(\omega) \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\rightsquigarrow \text{allgemein: } \hat{U}_{BP}(\omega) = -jU_{BP}(\omega) \cdot \text{sgn}(\omega) \quad (3.18)$$

3.2 Das Hilbert-Filter

3.2.1 Hilbert Allpass-Filter

Die Übertragungsfunktion des (idealen) **Hilbert Allpass-Filters** (HAP) $H_{HAP}(\omega)$ ist die Signum-Funktion $-j \cdot \text{sgn}(\omega)$ im Frequenzbereich, Bild 3.4.

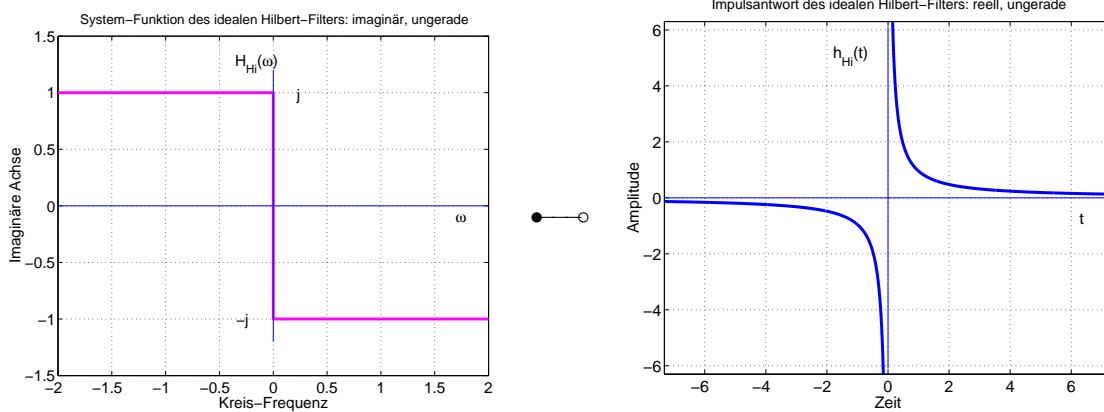


Bild 3.4: Ideales Hilbert Allpass-Filter (HAP) und seine Impulsantwort

Das (ideale) Hilbert Allpass-Filter hat die Impulsantwort $h_{HAP}(t)$.

$$H_{HAP}(\omega) = -j \text{sgn}(\omega) \quad \bullet \text{---} \circ \quad \frac{1}{\pi t} = h_{HAP}(t) \tag{3.19}$$

Das Hilbert Allpass-Filter hat eine beliebig hohe Grenzfrequenz.

3.2.2 Hilbert Tiefpass-Filter

Für Basisband-Signale genügt ein **Hilbert Tiefpass-Filter** (HLP) mit oberer Grenzfrequenz ω_g , Bild 3.5.

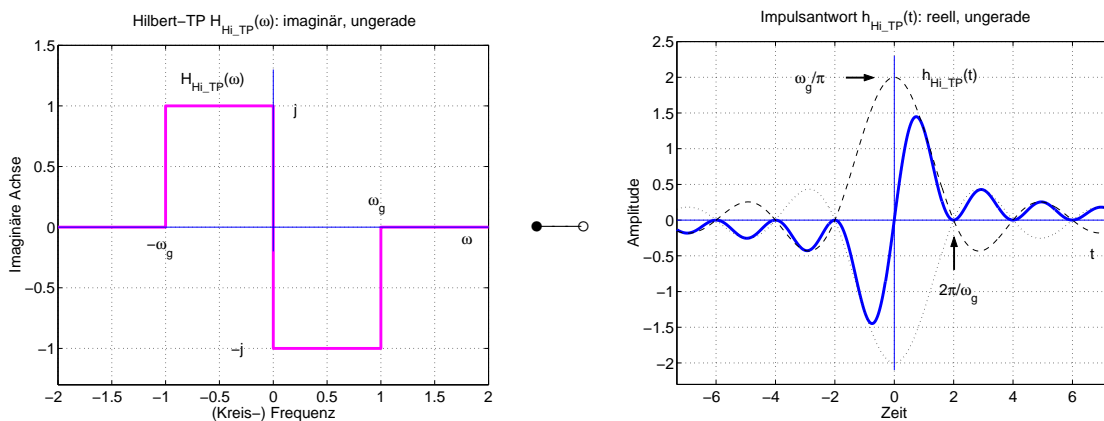


Bild 3.5: Idealisiertes Hilbert Tiefpass-Filter (HLP) und seine Impulsantwort

Die Übertragungsfunktion und die Impulsantwort des (idealisierten) Hilbert Tiefpass-Filters sind:

$$H_{HLP}(\omega) = -j \Pi_{\omega_g/2} \left(\omega + \frac{\omega_g}{2} \right) + j \Pi_{\omega_g/2} \left(\omega - \frac{\omega_g}{2} \right) \quad \bullet \text{---} \circ \quad -\frac{\omega_g}{\pi} \frac{[\sin(t\omega_g/2)]^2}{t\omega_g/2} = h_{HLP}(t) \tag{3.20}$$

Bei der Realisierung des Hilbert-Tiefpaß-Filters mit Digitaler Signalverarbeitung ist zusätzlich eine Fensterung (Verrundung) anzuwenden, die wegen der steilen Flanken aufwendig ist.^{3.3}

3.2.3 Hilbert Bandpass-Filter

Für modulierte Signale wird ein **Hilbert Bandpass-Filter** (HBP) benötigt. Das Spektrum modulierter Signale ist auf einen Bereich $\pm B_\omega/2$ in der Nähe der Trägerfrequenz Ω_C konzentriert.

- Dadurch vereinfacht sich die Realisierung des HBP, weil der Verlauf des Amplitudengangs des HBP $|H_{HBP}(\omega)|$ außerhalb des Bereichs $\pm B_\omega/2$ für die gewünschte 90° Drehung (des Bandpaß-Signals) keine Rolle spielt und deshalb so gewählt werden kann, daß der HBP günstig realisierbar wird, Bild 3.6.

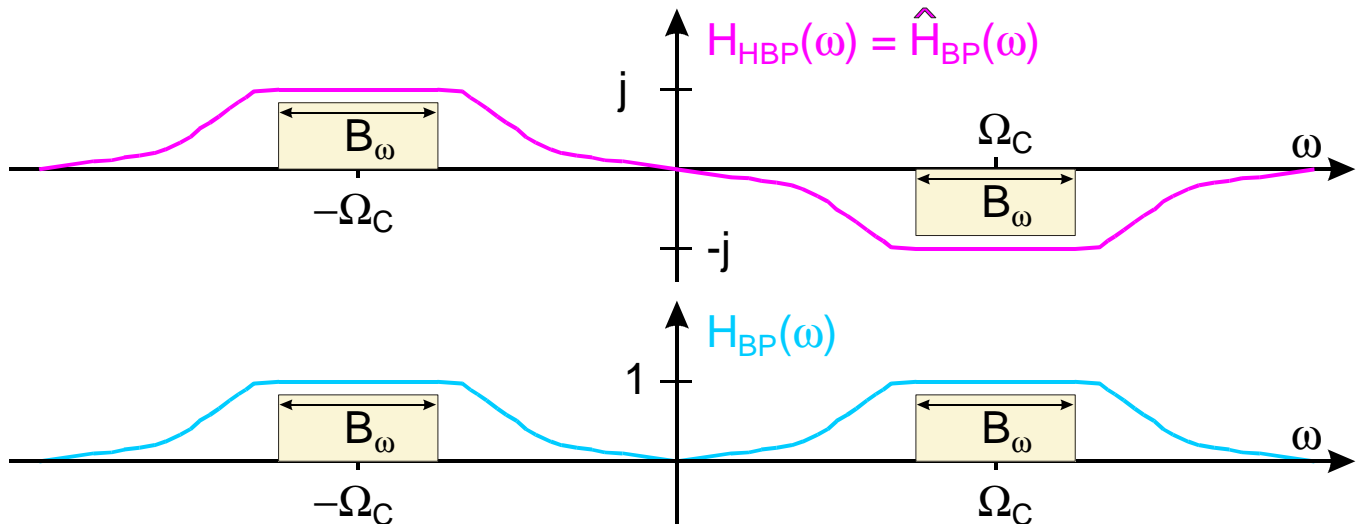


Bild 3.6: Im Bereich $|\Omega_C \pm B_\omega/2|$ kann der Betrag eines Hilbert Bandpaß-Filters $|H_{HBP}|$ exakt gleich dem eines Bandpaß-Filters $|H_{BP}|$ gemacht werden.

Gemäß Bild 3.6 können sowohl der Hilbert Bandpaß $H_{HBP}(\omega)$ als auch das Bandpaß-Filter $H_{BP}(\omega)$ über eine Faltung aus einem (gemeinsamen) äquivalenten Tiefpaß $H_{LP}(\omega)$ $\bullet \circ h_{LP}(t)$ erzeugt werden.

$$\begin{aligned} H_{HBP}(\omega) &= H_{LP}(\omega) * j\{\delta(\omega + \Omega_C) - \delta(\omega - \Omega_C)\} & \bullet \circ h_{HBP}(t) &= \hat{h}_{BP}(t) = h_{LP}(t) \cdot \sin[\Omega_C t] \\ H_{BP}(\omega) &= H_{LP}(\omega) * \{\delta(\omega + \Omega_C) + \delta(\omega - \Omega_C)\} & \bullet \circ h_{BP}(t) &= h_{BP}(t) = h_{LP}(t) \cdot \cos[\Omega_C t] \end{aligned} \quad (3.21)$$

Die Dimensionierung dieser beiden Filter beginnt mit der Festlegung für den äquivalenten Tiefpass Filters (LP).

$$H_{LP}(\omega) \bullet \circ h_{LP}(t)$$

Nachdem die Impuls-Antwort $h_{LP}(t)$ berechnet ist, muß nur noch mit $\sin(\Omega_C t)$ bzw. mit $\cos(\Omega_C t)$ multipliziert werden, um zur Impulsantwort des HBP bzw. des BP zu kommen.

- Auf diese Weise ist gewährleistet, daß die Ausgangs-Signale der beiden Filter $H_{HBP}(\omega)$ und $H_{BP}(\omega)$ gegeneinander um exakt 90° gedreht sind.

Für die Digitale Realisierung werden die erforderlichen Abtastwerte mit einander multipliziert.

3.3 Blockschaltbilder des digitalen Demodulators

3.3.1 Quadratur-Filter-Struktur

Ausgehend von Bild 3.2 (Seite 4) und Bild 3.6 erhält man als Struktur für einen digitalen Demodulator die in Bild 3.7 gezeigte Anordnung.[1]

Gegenüber Bild 3.2 sind in dieser Quadratur-Filter Struktur des Digitalen Empfängers weitere Funktions-Blöcke berücksichtigt.

^{3.3}Hierfür eignet sich z.B. eine Gauß-Verrundung.

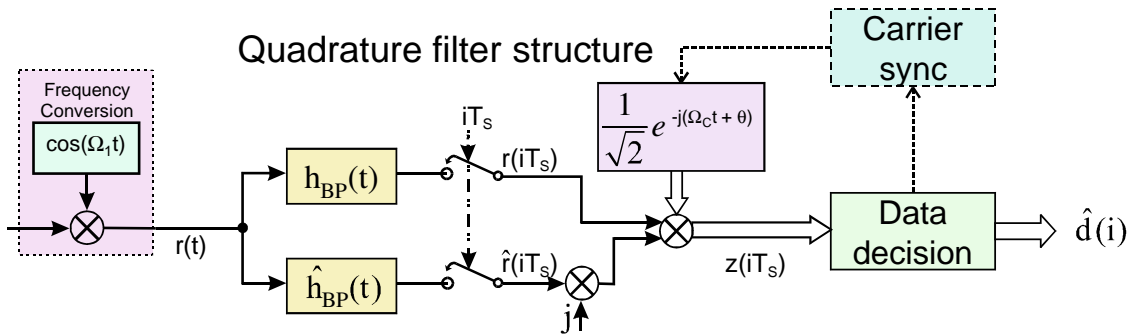


Bild 3.7: Quadratur-Filter Struktur des Digitalen Empfängers

1. Die (optionale) Frequenz-Umsetzung mit einer Frequenz Ω_1 dient dazu, das digitale Empfangs-Signal $r(t)$ in einem solch niedrigen Frequenzbereich bereit zu stellen, in dem es unmittelbar digital weiter verarbeitet werden kann.
Diese Umsetzung wird in Blockschaltbildern häufig nicht dargestellt.
2. Das BP-Filter $h_{BP}(t) \leftrightarrow H_{BP}(\omega)$ ist als „Matched Filter“ (MF) für die verwendete Symbolform auszuliegen.
3. Das Hilbert-Filter (HBP) $\hat{h}_{BP}(t) \leftrightarrow \hat{H}_{BP}(\omega)$ ist das zu dem „Matched Filter“ (MF) für die verwendete Symbolform gehörende „matched“ Hilbert-Filter (MHF).
4. Der (komplexe) Umsetz-Oszillator wird in seiner Frequenz und Phase^{3.4} synchronisiert. Die dafür notwendigen Informationen werden aus den decodierten Daten $\hat{d}(i)$ gewonnen.
Der Faktor $1/\sqrt{2}$ dient der Normierung.
5. Die Demodulator-Struktur ist günstig für eine praktische Realisierung, da die Regel-Schleife für die Träger-Regelung im Symbol-Takt T_s arbeiten kann.

3.3.2 Tiefpass-Filter-Struktur

Alternativ zur Quadratur-Filter-Struktur gibt es die Tiefpass-Filter-Struktur, Bild 3.8.[1]

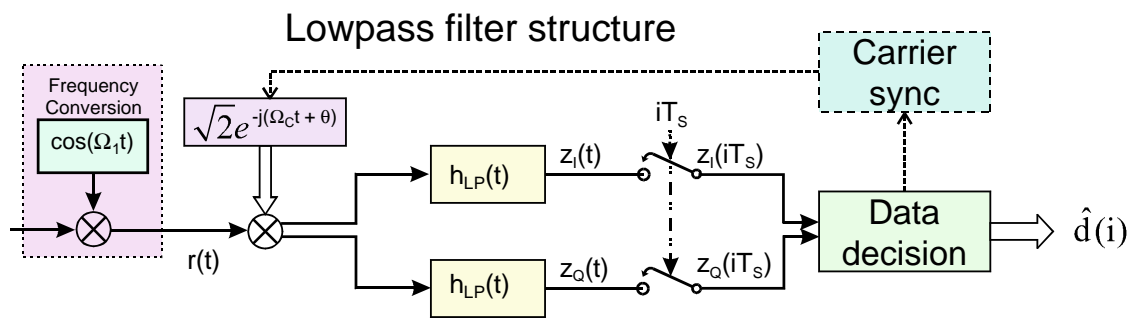


Bild 3.8: Tiefpaß-Filter Struktur des Digitalen Empfängers

1. In dieser Struktur erfolgt die Frequenz-Umsetzung mit Ω_C vor der matched Filterung.
2. Als „Matched Filter“ (MF) werden 2 gleiche Tiefpässe $h_{LP}(t) \leftrightarrow H_{LP}(\omega)$ benötigt.
Ein Hilbert-Filter ist nicht erforderlich. Die 90° Phasendrehung im Q-Zweig erfolgt durch die Frequenz-Umsetzung mit $\sin(\Omega_C t)$. (Entsprechend zur „Weaver“-Methode bei SSB.)

^{3.4}Die Phasenlage kann ohne zusätzliche Information, z.B. aus einer Testsequenz, nur mit einer Unsicherheit von $2\pi/M$ gewonnen werden, wenn die digitale Modulation M Phasenlagen verwendet.

3. Der (komplexe) Umsetz-Oszillator wird in seiner Frequenz und Phase synchronisiert. Die dafür notwendigen Informationen werden aus den decodierten Daten $\hat{d}(i)$ gewonnen.

Der Faktor $\sqrt{2}$ dient der Normierung. Damit liefern beide Strukturen das gleiche Ergebnis.

4. Für eine praktische Realisierung ist diese Struktur ungünstiger, da die MF $h_{LP}(t) \leftrightarrow H_{LP}(\omega)$ innerhalb der Regel-Schleife liegen und deshalb wegen der Phasendrehungen dieser Filter die Stabilität der Regelung schwerer zu erreichen ist. Dadurch daß die Nachstellgröße für den Oszillator nur im Symbol-Takt erfolgt, ergibt sich (zusätzlich) eine „Tot-Zeit“ mit entsprechender Phasendrehung in dieser Regel-Schleife.

3.4 Blockschaltbild eines typischen digitalen Empfängers

Das Blockschaltbild eines typischen Digitalen Empfängers ist in Bild 3.9 dargestellt.[4]

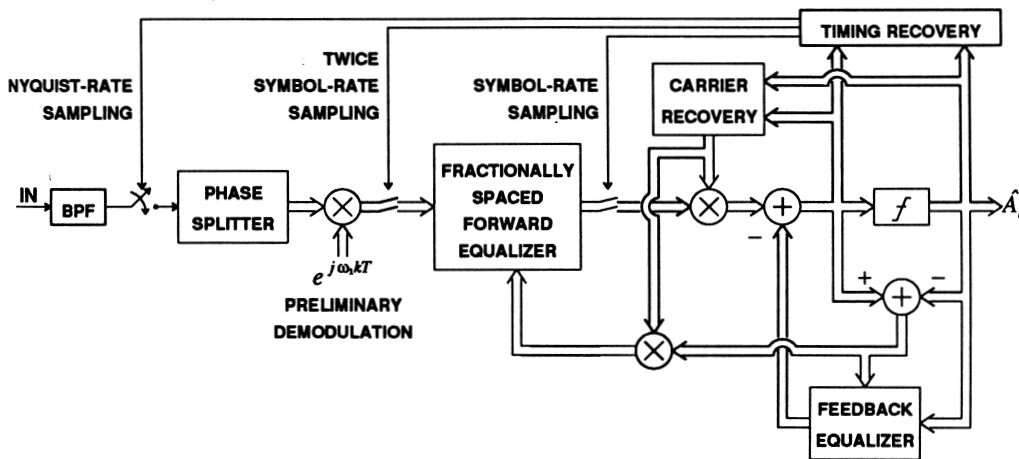


Bild 3.9: Typisches Blockschaltbild eines digitalen Empfängers in komplexer Darstellung.

Der Demapper sowie die Fehlerschutz-Decodierung sind nicht gezeichnet. Am Ausgang der Struktur treten somit die geschätzten Symbole \hat{A}_k auf.

Da mit I & Q Symbolen übertragen wird, ist die gesamte digitale Signalverarbeitung im Empfänger **komplexwertig** durchzuführen. Zur Minimierung der Rechenleistung wird dabei stets mit der niedrigsten zulässigen Abtastrate gearbeitet, die für den jeweiligen Teil des Empfängers zulässig ist.

Die Abtastung mit der Nyquist-Rate am Eingang ist eine Bandpaß-Abtastung. Diese dient nicht nur der Abtastung als solcher, sondern stellt gleichzeitig eine Transponierung aus der IF Lage in die Basisband-Lage dar. Ein extra Frequenz-Umsetzer ist dann nicht notwendig.

Der im Blockschaltbild 3.9 dargestellte komplexe Multiplizierer, genannt „preliminary demodulation“ kann auch als „derotation“ interpretiert werden, also als Methode zum Ausgleich einer Rotation (des Phasennenners) in der komplexen I / Q Ebene, die infolge nicht exakt eingehaltener Sampling-Frequenz entstehen kann.

Die „carrier recovery“ muß auch noch die infolge der Eigenschaften des (Funk-) Kanals (Doppler-Verschiebungen) entstehenden (zufälligen) Rotationen des Phasennenners ausgleichen.

Der Vorwärts-Entzerrer und der Rückführ-Entzerrer dienen der Eliminierung von Inter-Symbol-Interferenzen durch den Kanal.

4 Synchrone Demodulator-Strukturen

Unter der Annahme, daß der digitale Empfänger

- Frequenz und Phase des RF Trägers und
- das Timing von Symbolen und Bits (von irgend woher) kennt, sowie
- ein unverzerrtes RF Signal empfängt,

werden die Strukturen für die Demodulation recht einfach. Häufig werden dafür dann auch nicht die (kompakteren) komplexen Blockschaltbilder gezeichnet, sondern die reellen.

4.1 Demodulation von QPSK, QAM und OQPSK Signalen

Der Demodulator hat hierfür eine I/Q Struktur. Das empfangene PSK oder QAM Signal wird mittels (frequenz- und phasenrichtigen) Hilfsträgern heruntergemischt und mittels Korrelatoren oder Matched Filtern ausgewertet. Am Ende jedes Symbol-Intervalls erfolgt eine Entscheidung mit der das empfangene Symbol bewertet wird. Nach einem anschließenden Demappen und Multiplexen erhält man den empfangsseitigen (rekonstruierten) Bitstrom, Bild 4.1.[5]

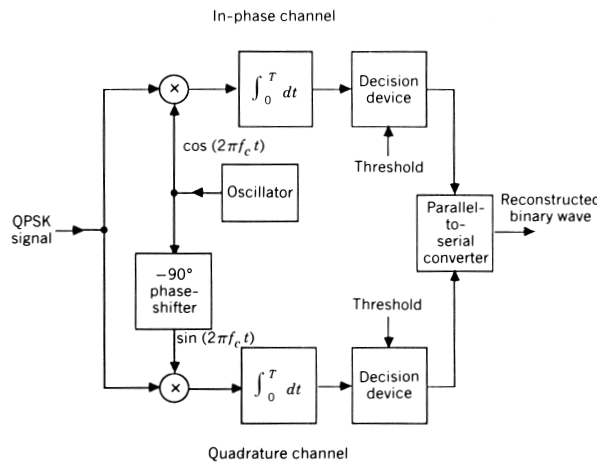


Bild 4.1: Blockschaltbild eines PSK oder QAM Demodulators.

Beschränkt man sich auf den I Zweig, so hat man eine Demodulator-Struktur für BPSK Signale oder auch für ASK Signale.

Für Offset QPSK (OQPSK) werden die Symbole im I und Q Zweig gegen einander um 1/2 Symboldauer versetzt gesendet, wodurch Nulldurchgänge im Vektor-Diagramm vermieden werden können. Gegenüber dem Blockschaltbild 4.1 ist nur folgende Ergänzung erforderlich. Im Sender wird das Q Signal verzögert (Offset Delay $T_b = T_s/2$), während im Empfänger das I Signal verzögert wird, damit wieder Gleichzeitigkeit herrscht, Bild 4.2.[6]

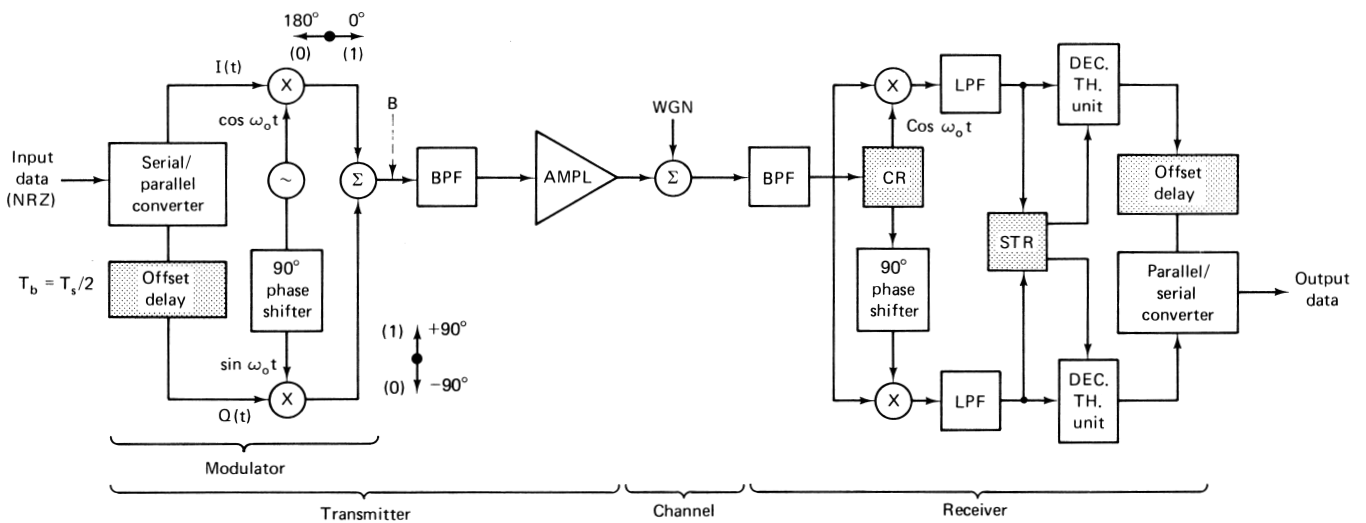


Bild 4.2: Blockschaltbild eines OQPSK Modulators und Demodulators.

Die grau hinterlegten Blöcke im Empfänger sind CR (*Carrier Recovery*) und STR (*Symbol Timing Recovery*), sowie Offset Delay $T_b = T_S/2$.

4.2 Synchrone Demodulation von MSK Signalen

Minimum Shift Keying (MSK) kann 1. als Spezialfall von OQPSK mit Cos-förmig verrundeten Symbole angesehen werden oder 2. auch als FM mit Modulationsindex $m = 1/2$ und unverrundeten Datensymbolen. In Bild 4.3 ist ein Blockschaltbild für die 1. Darstellung des Modulators angegeben zusammen mit dem Demodulator, der prinzipiell gleich aussieht wie bei OQPSK, Bild 4.2.[6] Das im Blockschaltbild gezeichnete „Transmitter Filter“ ist technisch bedingt und hat einen konstanten Durchlaßbereich, so daß dadurch die Bedingung für die Matched Filterung nicht tangiert wird.

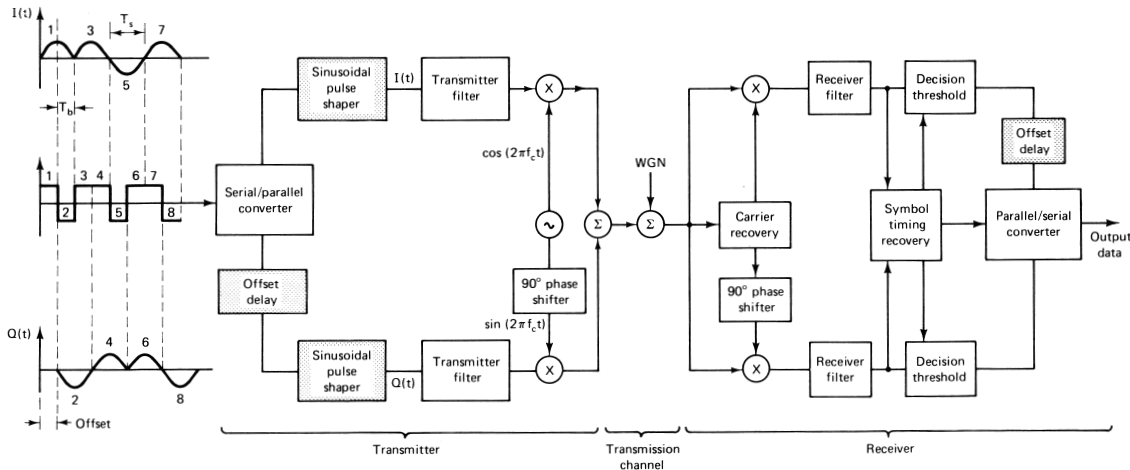


Bild 4.3: Blockschaltbild eines MSK Modulators und Demodulators.

Das Blockschaltbild des MSK Empfängers in einer alternativen Darstellung ist in Bild 4.4 dargestellt.[1]

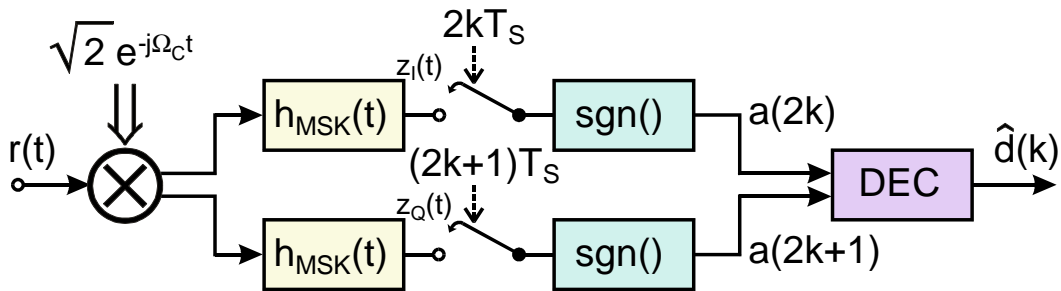


Bild 4.4: Blockschaltbild eines MSK Demodulators/Empfängers.

Das „Receiver Filter“ $h_{MSK}(t)$ muß an die Symbolform $s_{MSK}(t)$ angepaßt werden, damit der Empfänger mit **Matched Filterung** arbeitet.^{4.1} Mit der Darstellung in Bild 4.2 gilt:

$$h_{MSK}(t) = s_{MSK}(t) = \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{t}{T_b}\right) \Pi_{T_b}(t) \tag{4.1}$$

Das Ausgangs-Signal des Matched Filter $h_{MSK}(t)$ im I-Zweig wird damit für eine einzelne Cos-Kuppe:

$$z_I(t) = s_{MSK}(t) * h_{MSK}(t); \quad z(x) = \frac{(\pi - x) \cos(x) + \sin(\pi - x)}{2}; \quad 0 \leq x \leq \pi; \quad z(-x) = z(x) \tag{4.2}$$

Die Zeitverläufe eines einzelnen Bits, des MSK-Symbols $s_{MSK}(t)$ (I oder Q Zweig) und des MSK-Symbols am Ausgang des MF $z(t)$ sind in Bild 4.5 dargestellt.

^{4.1}Ein Beispiel dazu ist auch der Korrelator im Skript „Basisband-Signale“.

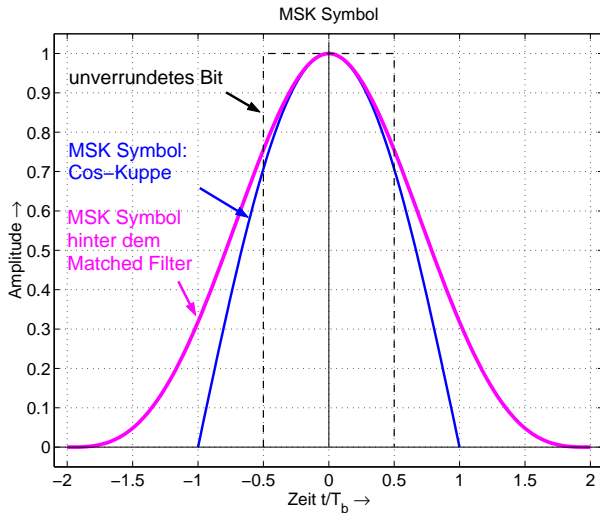


Bild 4.5: MSK-Symbol und Ausgangssignal des Matched Filters (I oder Q)

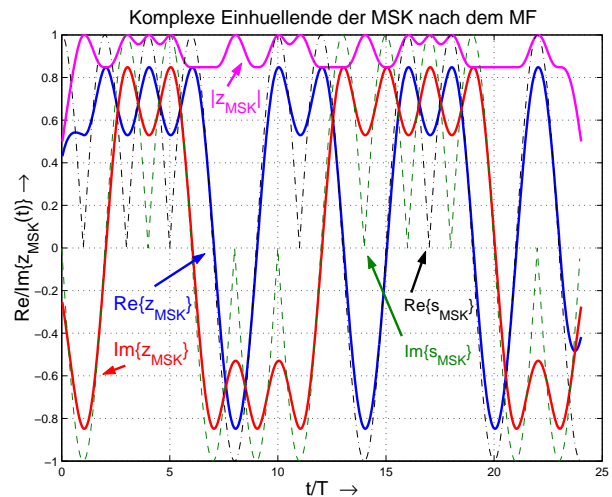


Bild 4.6: MSK Komplexe Einhüllende (gestrichelt) und Komplexe Einhüllende nach dem Matched Filter: Realteil $\Re\{z_{MSK}(t)\} = z_I(t)$, Imaginärteil $\Im\{z_{MSK}(t)\} = z_Q(t)$, Betrag $|z_{MSK}(t)|$

In Bild 4.6 ist die Komplexe Einhüllende der MSK hinter dem Matched Filter dargestellt. (MATLAB Files aus [2]) (Realteil $\Re\{z_{MSK}(t)\} = z_I(t)$, Imaginärteil $\Im\{z_{MSK}(t)\} = z_Q(t)$ und Betrag $|z_{MSK}(t)|$) Die Zeitverläufe werden verglichen mit der komplexen Einhüllenden der MSK vor dem MF bzw. am Sender-Ausgang $\Re\{s_{MSK}(t)\}$, $\Im\{s_{MSK}(t)\}$ (gestrichelt gezeichnet). Aufgrund der Filterung ist der Betrag $|z_{MSK}(t)|$ des Ausgangs-Signals nach der Matched Filterung nicht mehr konstant. Dies hat aber für den Empfänger keinen Einfluß.

Die Augendiagramme der Zeitfunktionen $z_I(t)$ und $z_Q(t)$ am Ausgang der Matched Filter des I und Q Zweiges im Blockschaltbild 4.4 sind in Bild 4.7 dargestellt.[1]

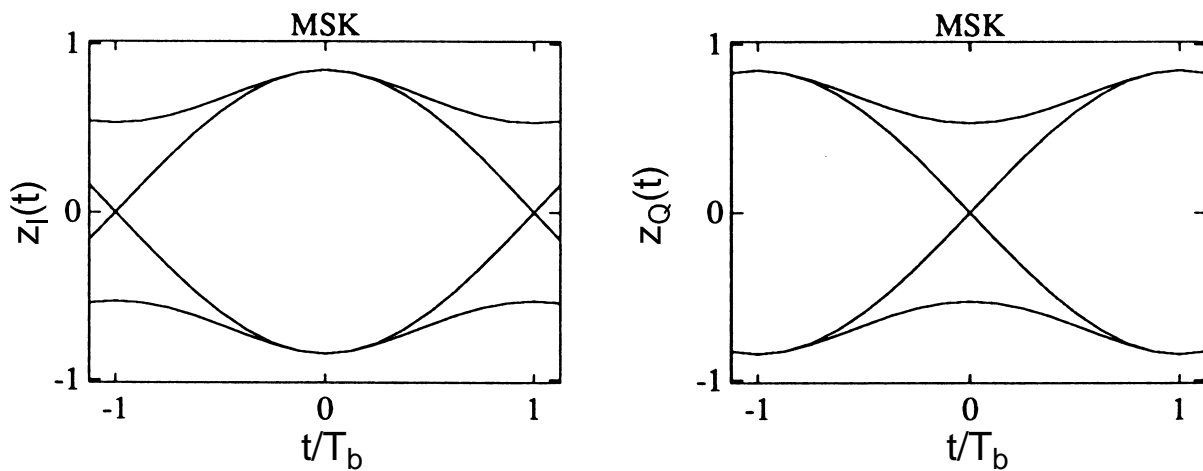


Bild 4.7: Augendiagramm von MSK; Abtastzeitpunkt im I-Zweig bei $t = 0$. Die Abtastzeitpunkte im Q-Zweig sind um $T_b = T_S/2$ gegenüber dem I-Zweig verschoben.

Obwohl die MSK auch als FM aufgefaßt werden kann, gehört sie dennoch zu den **linearen** Modulationsarten, wie aus dem Blockschaltbild 4.3 eindeutig hervorgeht. Das senderseitige Symbol-Filter hat als Durchlaßkurve die Form einer Cos-Kuppe (*Sinusoidal Pulse Shaper*). Dementsprechend muß auch das „Receiver Filter“ diese Form haben, damit die Bedingung für die Matched Filterung erfüllt ist.

4.3 Demodulation von GMSK Signalen

Im Unterschied zur MSK ist die GMSK eine „echte“ FM,^{4.2} die nicht mehr als lineare Modulation dargestellt werden kann. Die Analyse des GMSK Frequenz–Impulses (GSM Symbol) und des Phasenverlaufes, Bilder 4.8 & 4.9, ergeben folgende Resultate. (MATLAB Files aus [2])

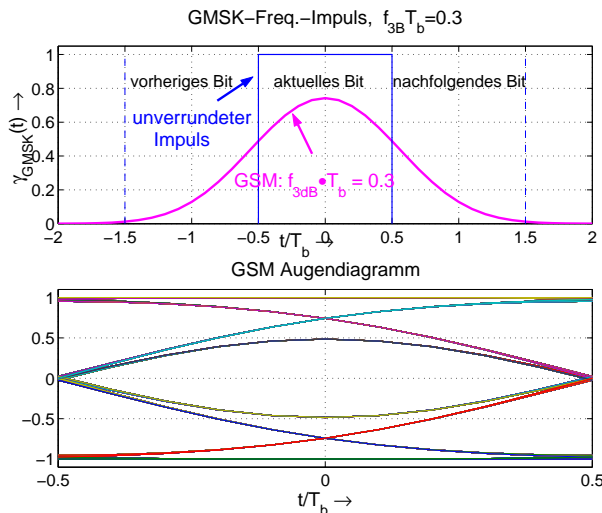


Bild 4.8: Impulsantwort des Gauß-Filters und Augen-Diagramm der Gauß-verrundeten (bipolaren) Daten für GSM

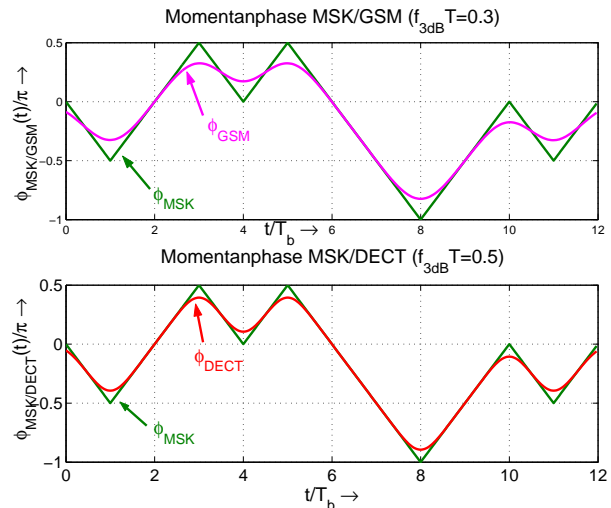


Bild 4.9: Verlauf der Momentanphase $\phi(t)$ für MSK, GSM & DECT

- Das GSM Symbol hat die zeitliche Dauer von (mindestens) 3 Bits, Bild 4.8. Dadurch entsteht eine (absichtliche) Intersymbol–Interferenz.
- Im Unterschied zum GSM Symbol erzeugt das \square -förmige MSK Symbol keine Intersymbol–Interferenz.
- Weil die MSK keine Intersymbol–Interferenz erzeugt, kann empfangsseitig die Detektion pro Symbol erfolgen. Dies ist aus dem Phasenverlauf der MSK, Bild 4.9, erkennbar.
- Bei GSM (und DECT) kann eine Symbolentscheidung erst später erfolgen. Zur Detektion wird daher der Viterbi–Algorithmus verwendet.

4.3.1 Asynchrone Demodulation von GMSK

Asynchrone Demodulation einer CPM wird z.B. bei Bluetooth angewendet (in Verbindung mit Frequency Hopping). Als Empfänger wird eine typische (analoge) FM Empfangsstruktur verwendet mit Begrenzer–Verstärker (*limiter*) und anschließendem Diskriminator. Der VCO wird dabei so gesteuert, daß der Bluetooth–Empfänger dem Frequency Hopping folgen kann.

Der Vorteil dieser Lösung ist, daß sie preiswert ist und vor allem sehr wenig Strom benötigt.^{4.3} Das Zwischenfrequenz–Filter ist als Oberflächen–Wellen–Filter (SAW: surface acoustic wave) ausgeführt. Der Diskriminator ist ein asynchroner Demodulator für FM. Es ist weder die genaue Frequenz noch die Phase zur Demodulation erforderlich. Bei einer Frequenz–Ablage ist den demodulierten Daten–Symbolen eine Gleichgröße überlagert. Diese wird durch eine Kondensator–Kopplung abgetrennt. Damit sich keine unzulässigen Potentialverschiebungen (und entsprechende Symbol–Verformungen) daraus ergeben, muß durch Codierung sichergestellt werden, daß die laufende digitale Summe einen definierten Grenzwert nicht übersteigt.

^{4.2}FM ist eine nichtlineare oder exponentielle Modulation.

^{4.3}Ein entsprechender Lösungsvorschlag für die Digitalisierung des UKW FM Rundfunks ließ sich 1989 international leider nicht durchsetzen, obwohl damals die Chance bestanden hätte, das UKW Band (87.5 – 108 MHz) dafür mit zu benutzen und die analogen FM Sender successive umzurüsten. Statt dessen wurde das DAB Mehrträgerverfahren gewählt, obwohl dafür kein Frequenzbereich vorhanden war. DAB hat aufgrund der Bündelung mehrerer Programme noch andere Nachteile. Auf dem Markt hat es sich bislang nicht durchsetzen lassen, obgleich schon mehrere Anläufe dazu unternommen wurden. Die DAB Empfänger sind in der Anschaffung und im Betrieb (Batterie) zu teuer. Ein „Mehrwert“ von DAB infolge von Zusatzdiensten und Werbung wird vom Publikum nicht anerkannt.

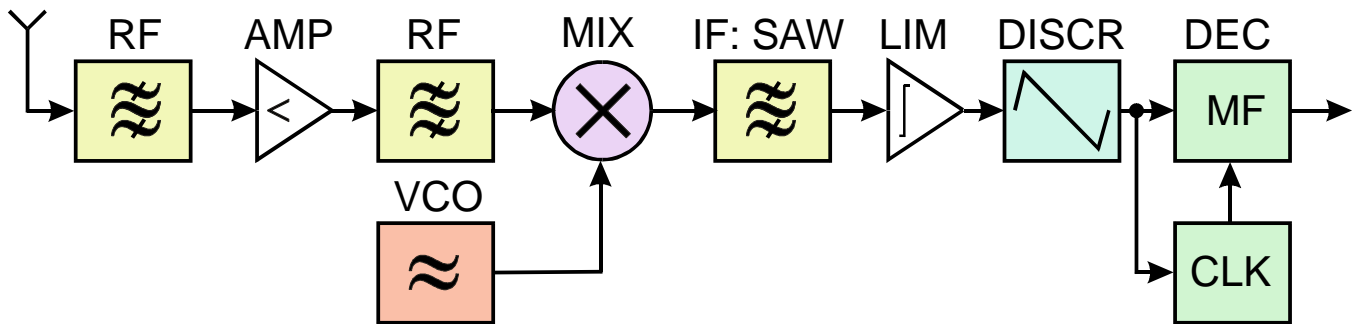


Bild 4.10: Bluetooth Empfänger; RF: Hochfrequenz-Filter, AMP: Verstärker, MIX: Mischer, VCO: Spannungsge- steuerter Oszillator, IF: Zwischenfrequenz, SAW: Oberflächenwellen Filter, DISCR: Diskriminator, DEC: Decoder, MF: Matched Filter, CLK: Takt

Wird das beim Bluetooth-Empfänger verwendete Empfangsprinzip auf die Demodulation einer GMSK an- gewendet, wird das Ausgangs-Signal des Diskriminators proportional zum GMSK Frequenz-Impuls, Bild 4.8. Nach einem Matched Filter wird aus einem (einzelnen) GMSK-Impuls eine Form wie sie Bild 4.11 zeigt.

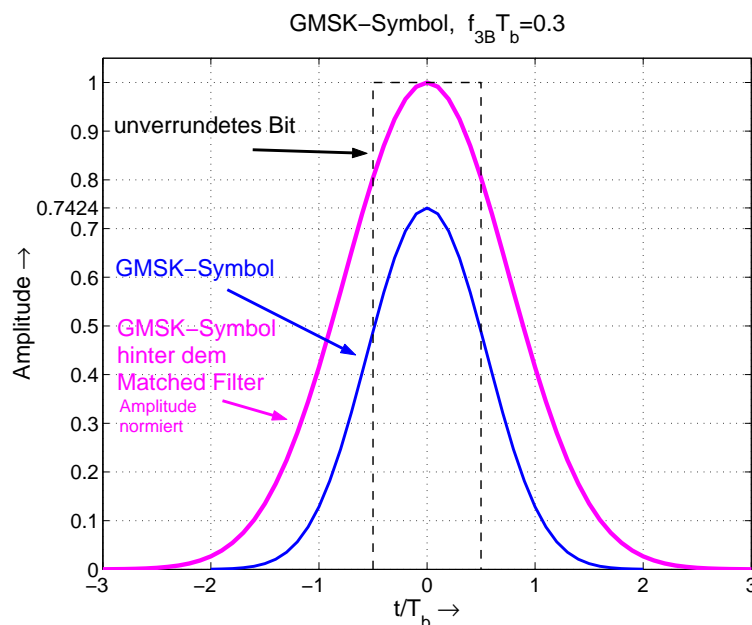


Bild 4.11: GMSK Symbol und das Ausgangs-Symbol eines Matched Filters.

Aus Bild 4.11 ist wieder erkennbar, daß die GMSK Symbole zu (absichtlicher) Intersymbol-Interferenz führen. Insgesamt werden jeweils (mindestens) 5 Bits beeinträchtigt. Die Decodierung der GMSK ist daher nicht wie bei der MSK unmittelbar nach jedem Symbol möglich, so daß erst eine spätere Entscheidung möglich wird (Viterbi Decoder).

Die asynchrone Demodulation ist nachteilig, wenn auf dem Übertragungsweg lineare Verzerrungen auftreten. Diese verwandeln sich nach der FM-Demodulation in nichtlineare Verzerrungen und können dann prinzi- piell nicht mehr kompensiert werden.[1]

4.3.2 Synchrone Demodulation von GMSK

Die nichtlinearen Verzerrungen bei der Demodulation lassen sich vermeiden, wenn der Empfänger einen line- aren Demodulator verwendet. Das paßt zunächst nicht zusammen. Allerdings ist mit $m = 1/2$ der Modulations- index der GMSK sehr klein (Schmalband-FM), so daß man näherungsweise auf der Empfängerseite trotzdem eine lineare Struktur ansetzen kann, Bild 4.12.[7]

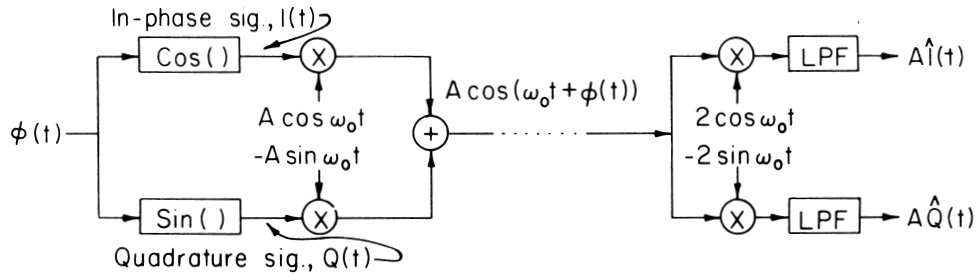


Bild 4.12: Blockschaltbild eines MSK Modulators als FM Modulator und eines linearen Demodulators.

Damit die lineare Demodulation von GMSK angewendet werden kann, wird der exponentielle Ausdruck für die FM in eine Reihe entwickelt.[11] Es zeigt sich dabei, daß die Reihe bereits nach dem 1. Glied (c_0 Impuls) abgebrochen werden darf, ohne daß dadurch ein unzulässig großer Fehler entsteht. Diese Laurent-Approximation ist in Bild 4.13 dargestellt. (MATLAB Files aus [2])

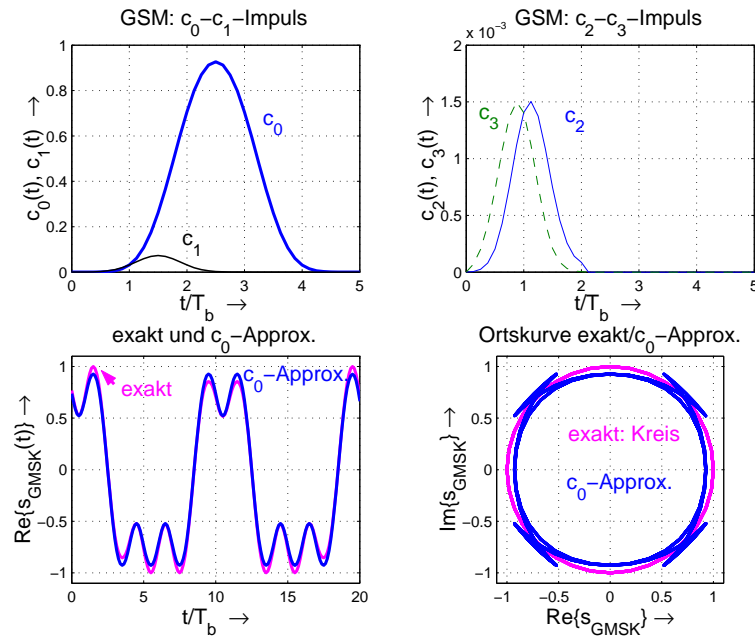


Bild 4.13: Laurent-Approximation des GMSK Symbols .

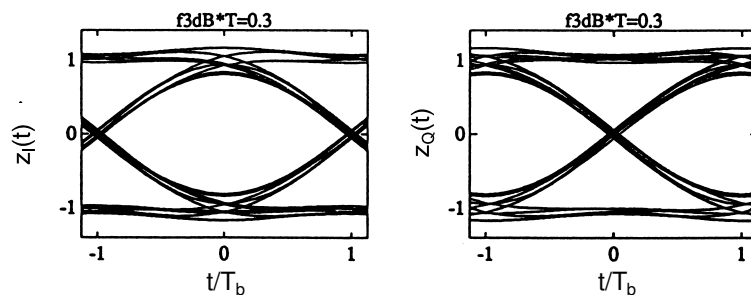


Bild 4.14: Augendiagramme GMSK

Aufgrund der Laurent-Approximation ergeben sich geringe Unterschiede, die dazu führen, daß in den Augendiagrammen von GMSK, Bild 4.14, im Vergleich zu MSK, Bild 4.7 (Seite 12), die Kurven zum Abtastzeit-

punkt nicht alle genau durch einen Punkt gehen.[1] Dadurch hat das Auge der GMSK (bereits bei idealen Verhältnissen) eine etwas geringere Öffnung als dasjenige von MSK.

Der Zeitversatz von T_b der Augendiagramme im Q Zweig gegenüber dem I Zweig erklärt sich aus der Entstehung von MSK Und GMSK aus OQPSK.

5 Asynchrone Demodulator-Strukturen

Den aufwändigen „inneren Empfänger“ zur Beschaffung der Parameterwerte (z.B. Frequenz, Phase) kann man sich für einfachere Übertragungskanäle (wo z.B. keine Entzerrung notwendig ist) zum Teil ersparen, indem nicht synchrone (asynchrone) Demodulation angewendet wird.

5.1 DQPSK Demodulator

Die DQPSK entsteht aus der QPSK durch differentielle Vorcodierung. Im Vektor-Diagramm gibt es daher keinen Unterschied zwischen den beiden Modulationsarten. Jedoch ist es im Empfänger möglich, die Demodulation ohne Rückgewinnung von Frequenz und Phasenlage des RF Trägers durchzuführen. Bei der Demodulation wird dann der fehlende Träger durch das um eine Symboldauer verzögerte RF Signal ersetzt, Bild 5.1.[6] Der Nachteil besteht darin, daß das zur Demodulation verwendete RF Signal verrauscht (und gestört) ist. Dies ergibt eine Verschlechterung der Bitfehlerrate (BER) um (mindestens) 3 dB gegenüber einer synchronen Demodulation.

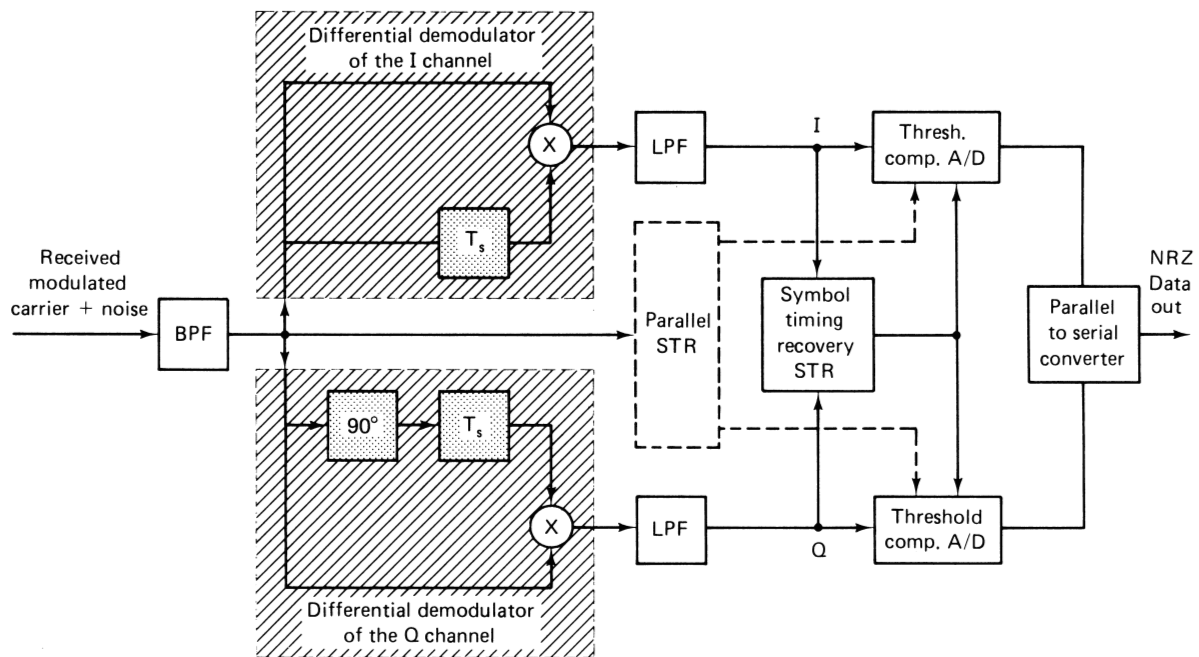


Bild 5.1: DQPSK Demodulator

Die Rückgewinnung von Symbol- und Bit-Takten (STR *Symbol Timing Recovery*) ist trotzdem erforderlich.

5.2 FSK Demodulator

Frequenz-Umtastung (FSK: *Frequency Shift Keying*) ist eine primitive Form einer FM. Allerdings wird hierbei i.a. nicht ein VCO moduliert, sondern es wird zwischen 2 (oder mehreren) frei schwingenden Oszillatoren umgeschaltet, entsprechend zu den zu übertragenden Binärdaten. Bei einer derartigen Umschaltung gibt es praktisch jedesmal Phasensprünge (im Unterschied zu den CPM Verfahren). Dafür kommt man im Empfänger dann auch mit einer ganz einfachen Schaltung aus, Bild 5.2.

Nachteile dieser Struktur sind außer einer schlechteren BER die große Bandbreite der Übertragung, da zwei deutlich unterschiedliche Mitten-Frequenzen ω_1 und ω_2 benötigt werden, damit durch das jeweilige an-

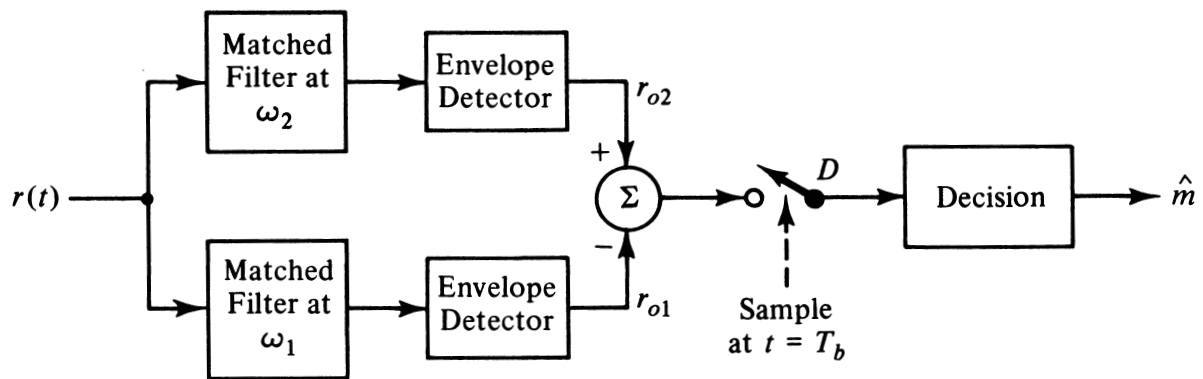


Bild 5.2: FSK Demodulator

dere Filter nichts mehr durchkommt. Andernfalls ergäbe sich aufgrund des Hüllkurven-Detektors immer ein Ausgangssignal, wodurch das Differenzsignal verkleinert würde.

6 Vergleich der Modulationsverfahren

Es gibt eine große Vielfalt digitaler Modulationsverfahren. Als Auswahlkriterien können z.B. die Komplexität einerseits und das notwendige Signal-zu-Geräusch-Verhältnis bzw. E_b/N_0 für ein bestimmtes BER andererseits genommen werden. Von Einschränkungen z.B. aufgrund der Hardware soll dabei abgesehen werden.

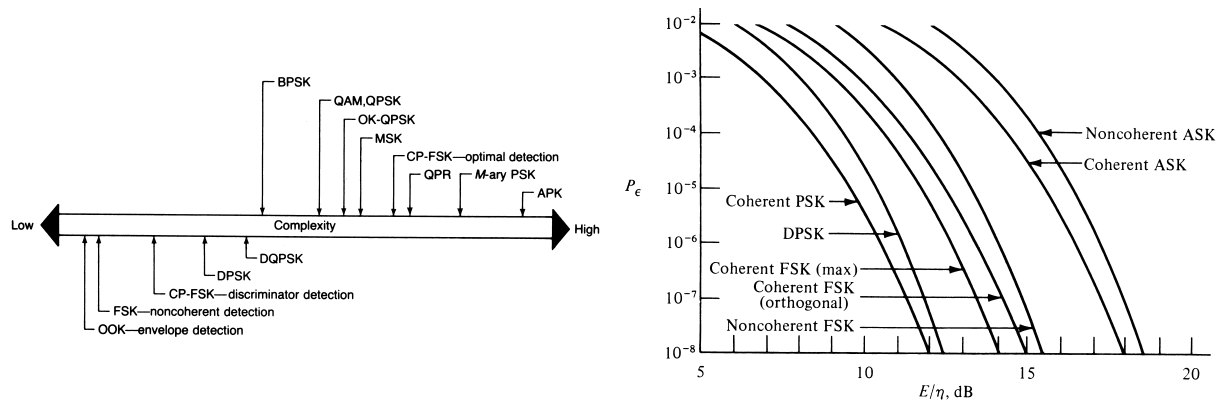


Bild 6.1: Komplexität digitaler Modulationen und BER Kurven verschiedener binärer Übertragungssysteme

Bild 6.1 zeigt links eine ungefähre Komplexitäts-Skala für verschiedene digitale Modulationsverfahren.[10] Auf der rechten Seite sind die BER Raten für verschiedene binäre Digitale Modulationen dargestellt. Bei den ungünstigeren Modulationsverfahren ist mehr Sendeleistung aufzubringen, um zum gleichen BER zu kommen. Höherstufige Modulationen benötigen ebenfalls mehr E_b/N_0 verglichen mit binären Verfahren.

Die Kompensation von Komplexität durch erhöhte Sendeleistung geht jedoch nur in solchen Fällen, wo keine Verzerrungen der Symbole im Kanal entstehen, denn dann vergrößern sich auch die Verzerrungen, wenn die Sendeleistung erhöht wird. Damit läßt sich dann also nichts verbessern.

Literatur

- [1] Kammeyer, K.D.: *Nachrichtenübertragung*, 3.A., Teubner, 2004
- [2] Kammeyer, K.D.; Kühn, V.: *MATLAB in der Nachrichtentechnik*, Schlembach Fachverlag, 2001
- [3] Hambley, A.R.: *An Introduction to Communication Systems*, Computer Science Press, 1989
- [4] Lee, E.A.; Messerschmitt, D.G.: *Digital Communication*, Kluwer 1988
- [5] Haykin, S.: *Communication Systems*, 4th ed., Wiley, 2001
- [6] Feher, K.: *Digital Communications, Satellite / Earth Station Engineering*, Prentice Hall, 1981
- [7] Anderson, J.B.; Aulin, T.; Sundberg, C.E.: *Digital Phase Modulation*, Plenum Press, 1986
- [8] Peebles, P.Z.: *Digital Communication Systems*, Prentice-Hall, 1987
- [9] Cooper, G.R.; McGillem, C.D.: *Modern Communications and Spread Spectrum*, McGraw-Hill, 1986
- [10] Stremler, F.G.: *Communication Systems*, Addison Wesley, 1990
- [11] Laurent, P.A.: *Exact and Approximate Construction of Digital Phase Modulations by Superposition of Amplitude Modulated Pulses (AMP)*, IEEE Trans. COM 34, pp 150 — 160, 1986