Digitale Modulationsverfahren

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis

Digitale Modulationsverfahren

Bei der digitalen Betrachtungsweise existieren die (digitalen) Signale nur zu den Abtast–Zeitpunkten T_A. Zur Beschreibung der digitalen Eigenschaften dieser Signale genügt das vollkommen. Da zeitliche Zwischenwerte hierfür nicht interessieren, ist auch der genaue Verlauf der Signale von einem logischen Wert zum nächsten nicht von Interesse.

Solange die digitalen Signale innerhalb eines geschlossenen (und abgeschirmten) Systems (z.B. eines PC) bleiben und die Taktfrequenz nicht zu hoch ist, mag diese Betrachtungsweise ausreichen. Sobald jedoch die digitalen Signale übertragen werden sollen, genügt die digitale Betrachtungsweise nicht mehr. Jetzt kommt es darauf an, daß die Signale eine vorgeschriebene spektrale **Bandbreite** einhalten. Damit müssen die Signale als **analoge Signale** betrachtet und behandelt werden. Somit werden auch die Zeiten und die **Zeitverläufe der Signale** zwischen den Abtast–Zeitpunkten wichtig.

Für die Modulation sind daher keine Digitalen Signale im herkömmlichen Sinne, sondern Analoge Signale (mit digitalen Eigenschaften) zu betrachten. Vereinfachend wird noch die Amplituden–Auflösung als beliebig fein unterstellt, so daß streng genommen nicht von Digitalen Signalen, sondern von Zeit–diskreten Signalen ausgegangen wird.

1 Modell der Digital–Übertragung mit Modulation

Der Ausgangspunkt ist das Blockschaltbild der I/Q Basisband–Übertragung, Bild 1.1.

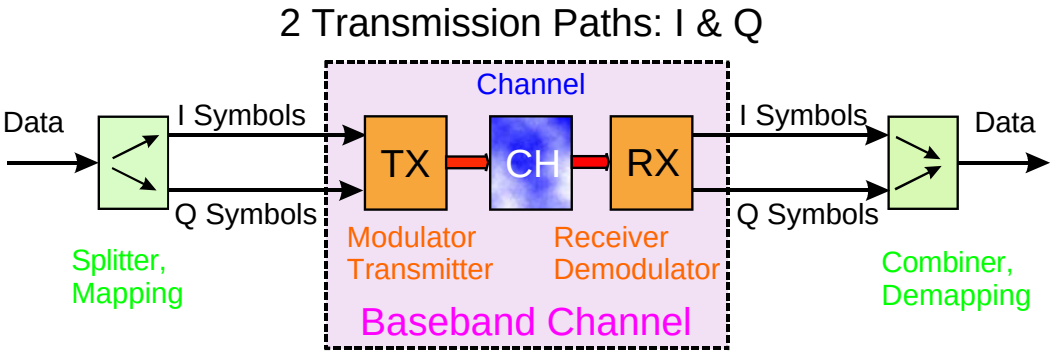

Bild 1.1: Blockschaltbild des I/Q Basisband–Kanals

Sender (TX *transmitter*) und Empfänger (RX *receiver*) sind in Bild 1.2 etwas ausführlicher dargestellt. $I(t) = s_I(t)$ sind die I–Symbole, $Q(t) = s_Q(t)$ sind die Q–Symbole. Dies sind **analoge Zeitfunktionen**.

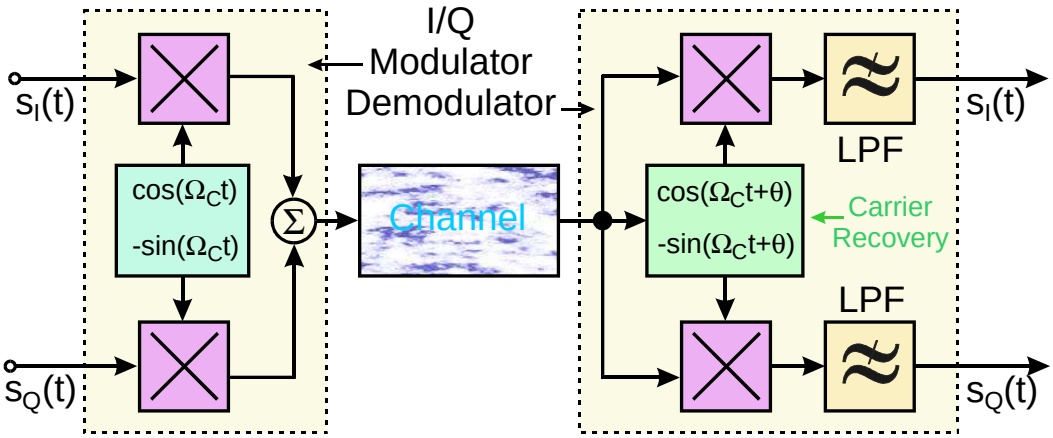

Bild 1.2: Blockschaltbild des I/Q Modulators — Demodulators

Themen des Kapitels über die Digitale Modulation sind:[1.1]

1. die Behandlung der digitalen Modulation als äquivalentes komplexes Basisband–Signal (komplexe Einhüllende)
2. der **I/Q–Modulator**: **kartesisch** und der **A/ϕ–Modulator**: **polar**
3. das Mapping (Splitter) und das Vektor–Diagramm
4. wichtige Digitale Modulations–Verfahren

1.1 Grundsätzliches Blockschaltbild des Digitalen Modulators

Ein **Modulator für Digitale Signale** besteht immer aus einer Kettenschaltung eines **Mappers** für die Daten zu Digitalen Symbolen, eines Digitalen **Interpolators** (mit D/A Wandlung am Ausgang) zur Gewinnung der analogen bandbegrenzten Symbole und eines (kartesischen oder polaren) **Analogen Modulators**, Bild 1.3. Der analoge Modulator erhält dabei i.a. 2 Symbol–Ströme $s_1(t)$ und $s_2(t)$ als modulierende Signale.

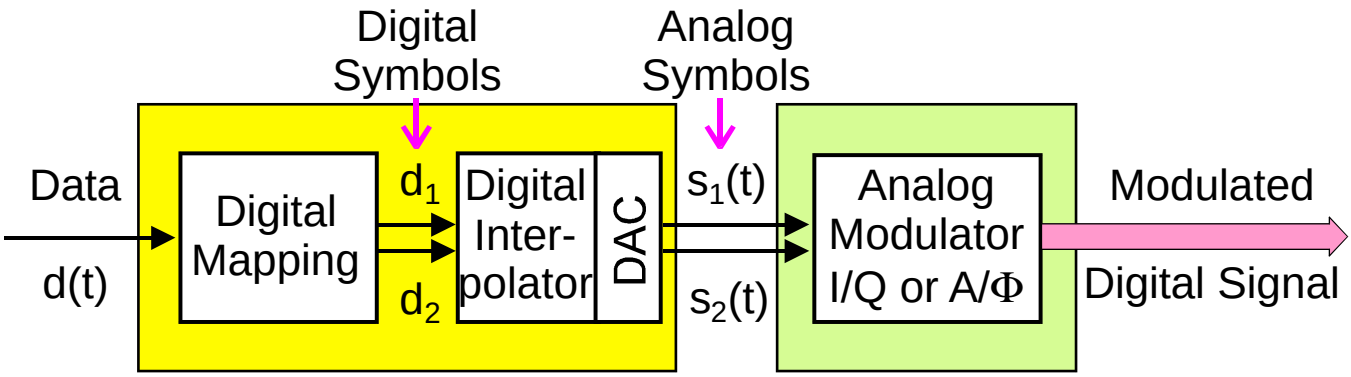

Bild 1.3: Blockschaltbild der Digitalen Modulation: Mapping der Daten, Interpolation, D/A–Wandlung und Analoge Modulation

Die Digitale Modulation erfolgt somit in 2 Schritten:

1. Verarbeitung der Daten $d(t)$ (bzw. eines Nachrichtensignals $m(t)$) im Basisband. Dies erfolgt nach dem Stand der Technik ausschließlich durch Digitale Signalverarbeitung.

   Das Ergebnis dieser Verarbeitung sind 2 (analoge) Basisband–Signale (Tiefpaß–Signale) $s_1(t)$ und $s_2(t)$, bestehend aus geeignet geformten digitalen Symbolen, mit denen der HF–Teil (in Bild 1.3: der analoge Modulator) angesteuert wird.
2. Beeinflussung der HF Trägerschwingung durch die beiden (analogen) Basisband–Signale $s_1(t),\ s_2(t)$.

   Dies stellt die Modulation im engeren Sinne dar.

Die beiden (analogen) Basisband–Signale (Symbol–Ströme) $s_1(t),\ s_2(t)$ können dargestellt werden als:

- **kartesische** Signale $I(t)$ und $Q(t)$ (**Real– und Imaginär–Teil**) oder als
- **polare** Signale $A(t)$ und $\phi(t)$ (**Betrag und Phase**).

Zu jeder dieser Darstellungsweisen gibt es eine Blockstruktur für den Modulator.

- **Jede Modulations–Art kann mit jeder der beiden Strukturen erzeugt werden**.
- Der (erreichbare) **Wirkungsgrad des polaren Modulators** ist größer als der des kartesischen.
- **Realisierungs–Aufwand und Qualitäts–Eigenschaften sind — abhängig von der Modulations–Art — für die beiden Strukturen unterschiedlich.**

[1.1] I/Q–Demodulator und Demapping (Combiner) werden im Kapitel „Digitale Demodulations–Verfahren“ behandelt.

1.2 Komplexe Einhüllende

Das modulierte digitale Signal ist eine (reelle) Bandpaß–Schwingung $u_{BP}(t)$. Da die digitale Information i.a. sowohl in der Amplitude $A(t)$ als auch in der Phase $\phi(t)$ übertragen wird, gilt:

$$\boxed{u_{BP}(t) = A(t)\cos[\Omega_C t + \phi(t)] \qquad \textbf{Polare Darstellung}} \tag{1.1}$$

Alternativ zur polaren gibt es die kartesische Darstellung.

$$\boxed{u_{BP}(t) = I(t)\cos\Omega_C t - Q(t)\sin\Omega_C t \qquad \textbf{Kartesische Darstellung}} \tag{1.2}$$

Bei der (kartesischen) Berechnung wird der Phasenwinkel $\phi(t)$ dadurch berücksichtigt, daß die komplexe Einhüllende (Hüllkurve) $g(t)$ gebildet wird.

$$\boxed{g(t) = I(t) + jQ(t) = u_{TP}(t) \quad \textbf{komplexe Einhüllende}} \tag{1.3}$$

Die **komplexe Hüllkurve** der Bandpaß–Schwingung $g(t)$ ist also ein **komplexes Tiefpaß–Signal** $u_{TP}(t)$. Damit kann $u_{BP}(t)$ als Realteil $\Re$ einer komplexen Größe $g(t) \cdot e^{j\Omega_C t}$ dargestellt werden.

$$\boxed{u_{BP}(t) = \Re\{g(t) \cdot e^{j\Omega_C t}\} \quad \textbf{Bandpaß–Signal}} \tag{1.4}$$

$$\boxed{u_{BP}(t) = \Re\{[I(t) + jQ(t)] \cdot [\cos\Omega_C t + j\sin\Omega_C t]\} = I(t)\cos\Omega_C t - Q(t)\sin\Omega_C t \quad \textbf{Bandpaß–Signal}} \tag{1.5}$$

Die **Umrechnung zwischen kartesisch und polar** kann dann zusammengefaßt werden.

$$\begin{array}{rcll}
A(t) & = & \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} & \textbf{Betrag} \\
\phi(t) & = & \arctan\left\{\dfrac{Q(t)}{I(t)}\right\} & \textbf{Phase} \\
I(t) & = & A(t)\cos\phi(t) & \textbf{I–Komponente} \\
Q(t) & = & A(t)\sin\phi(t) & \textbf{Q–Komponente} \\
g(t) = u_{TP}(t) & = & A(t)[\cos\phi(t) + j\sin\phi(t)] = A(t)e^{j\phi(t)} & \textbf{komplexe Einhüllende: TP Signal} \\
u_{BP}(t) & = & \Re\{g(t) \cdot e^{j\Omega_C t}\} = \Re\{A(t)e^{j[\Omega_C t + \phi(t)]}\} & \textbf{Bandpaß–Signal}
\end{array} \tag{1.6}$$

Werden die Zeitfunktionen $I(t)$ und $Q(t)$ als $g(t) = I(t) + jQ(t)$ aufgetragen (Y über X Darstellung im Oszilloskop), Bild 1.4, erhält man die **Ortskurve der komplexen Einhüllenden der I/Q Modulation**.

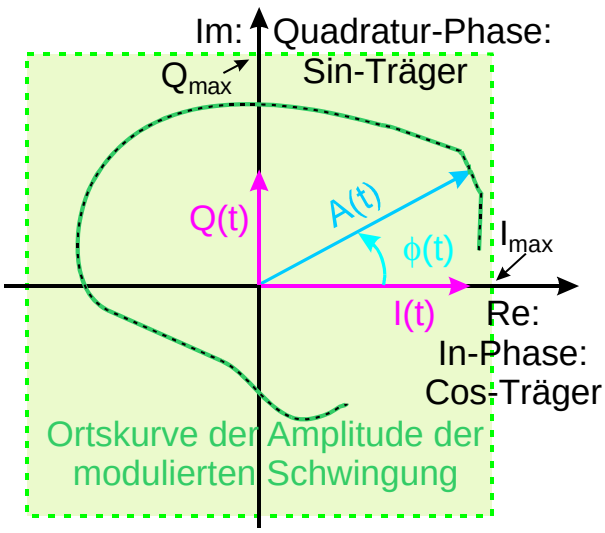

Bild 1.4: Ortskurve (Ausschnitt) der komplexen Einhüllenden der I/Q Modulation

Aus Bild 1.4 ergibt sich sofort der Zusammenhang zwischen $I(t), Q(t)$ (kartesisch) und $A(t), \phi(t)$ (polar).

1.2.1 Darstellung der Modulations–Arten mit Hilfe der Komplexen Einhüllenden

Je nachdem, wie die Nachricht $m(t)$ in die komplexe Einhüllende $g(t)$ eingreift, ergeben sich die verschiedenen Modulations–Arten.

Für die Mapping–Funktion $g[m(t)]$ sind nur solche Zusammenhänge sinnvoll, für die eine **eindeutige Umkehrfunktion** $m[g(t)]$ besteht und die sich auch **realisieren** lassen.

Modulations–Art	**Mapping–Funktion** $g[m(t)]$
analoge Modulationen	
AM: Amplituden–Modulation	$g[m(t)] = [1 + m(t)]$ (reell)
DSB: Doppel–Seitenband–Modulation	$g[m(t)] = m(t)$ (reell)
QDSB: Quadratur–DSB	$g[m(t)] = [m_I(t) + j\, m_Q(t)]$
SSB: Ein–Seitenband–Modulation	$g[m(t)] = [m(t) \pm j\ \hat{m}\ (t)]$
PM: Phasen–Modulation	$g[m(t)] = \exp\{jK_{PM}m(t)\}$
FM: Frequenz–Modulation	$g[m(t)] = \exp\{jK_{FM}\int_{-\infty}^{t} m(\tau)d\tau\}$
digitale Modulationen	
lineare (wie QDSB)	$g[m(t)] = [m_I(t) + j\, m_Q(t)]$
nichtlineare (wie FM)	$g[m(t)] = \exp\{jK_{FM}\int_{-\infty}^{t} m(\tau)d\tau\}$

Tabelle 1: Modulationen und Mapping–Funktion

Bei der Einseitenband–Modulation (SSB: *single side band*) ist $\hat{m}\ (t)$ ist die Hilbert–Transformierte von $m(t)$.

1.2.2 Komplexer I/Q Modulator

Gleichungen (1.4) & (1.6) führen auf das Blockschaltbild für einen komplexen I/Q–Modulator, Bild 1.5.

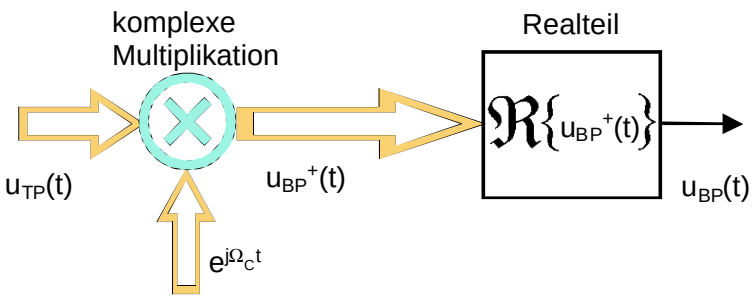

Bild 1.5: Blockschaltbild des komplexen I/Q Modulators

Ausgehend von Gleichung (1.3) folgt:

$$\begin{aligned} u_{TP}(t) &= g(t) = I(t) + jQ(t) \quad \textbf{komplexe Einhüllende} \\ u_{BP}^{+}(t) &= u_{TP}(t) \cdot e^{j\Omega_C t} \quad \textbf{komplexwertiges BP–Signal} \\ &= [I(t) + jQ(t)] \cdot [\cos\Omega_C t + j\sin\Omega_C t] \\ &= \underbrace{I(t)\cos\Omega_C t - Q(t)\sin\Omega_C t}_{\Re\{u_{BP}^{+}(t)\}=u_{BP}(t)} + j\,\underbrace{Q(t)\cos\Omega_C t + I(t)\sin\Omega_C t}_{\Im\{u_{BP}^{+}(t)\}} \end{aligned} \tag{1.7}$$

Damit wird das **modulierte Signal** in Übereinstimmung mit Gleichung (1.2):

$$\boxed{u_{BP}(t) = \Re\{u_{BP}^{+}(t)\} = I(t)\cdot\cos\Omega_C t - Q(t)\cdot\sin\Omega_C t \quad \textbf{Bandpaß–Signal}} \tag{1.8}$$

Damit herrscht auch Übereinstimmung zwischen dem **reellen I/Q–Modulator**, Bild 1.2 (Seite 1) und dem **komplexen I/Q–Modulator**, Bild 1.5.

1.3 Systematik Digitaler Modulationen

Bei den digitalen Modulationen interessieren die **Zustände der Amplitude und Phase zu den Abtastzeitpunkten**. Hierür muß in die Parameter des hochfrequenten Trägers eingegriffen werden. Bei vielen digitalen Modulationen werden 2 zueinander **orthogonale Träger** ($\cos(\Omega_C t)$ & $\sin(\Omega_C t)$) verwendet.

Es gibt dabei folgende Systematik ($x = (2), 4, 8, 16, 32, \cdots$):

Digitale Modulationsart	Träger	Eingriff in	Wirkung auf	Amplitude	analog
x PSK (linear)	$\cos, \sin$	Amplitude	Phase	schwankt	QDSB
x QAM (linear)	$\cos, \sin$	Amplitude	Amplitude, Phase	schwankt	QDSB
CPM (nichtlinear)	$\cos$	Frequenz	Frequenz, Phase	ist konstant	FM

Tabelle 2: Systematik der Digitalen Modulationen

- Die „Wirkung“ des Eingriffs in die Parameter des Trägers (bzw. der beiden zu einander orthogonalen Träger) interessiert **in Bezug auf die digitale Information immer nur zu den Abtastzeitpunkten**.
- Bei vielen Digitalen Modulationen wird daher in die **Amplitude** eingegriffen, wenn **zum Abtastzeitpunkt** eine Änderung der **Phase** gewünscht ist. (Vergleiche hierzu Bild 1.4)
- Aufgrund dieser Tatsache sind die analogen und die digitalen Namen für verschiedene Modulationsarten unterschiedlich, wie aus der Tabelle 2 hervorgeht.
- Eine veränderliche Amplitude des modulierten Signals ist digital nur zu den Abtastzeitpunkten von Interesse und wird daher dazwischen oft nicht beachtet bzw. als unwichtig angesehen.
- Aus dem Namen der Digitalen Modulation kann daher i.a. nicht darauf geschlossen werden, welcher Parameter der HF–Träger–Schwingung in welcher Art beeinflußt wurde.
- Zur Einhaltung der Bandbreite des modulierten Signals ist es erforderlich, dieses exakt zu übertragen, d.h. zu allen Zeitpunkten und mitsamt allen Variationen der Amplitude.

1.4 Eingriffsmöglichkeiten in den Hochfrequenz–Träger

Durch die Modulation wird einer hochfrequenten Trägerschwingung $u_C(t)$ eine Information $m(t)$ (Nachricht, *message*) aufgeprägt. Die Trägerschwingung besteht i.a. aus einer Cos–Schwingung und einer (dazu orthogonalen) Sin–Schwingung, abhängig von der Modulations–Art und der Realisierung des Modulators. (vgl. Tabellen 1, 3 & 4)

$$\boxed{\begin{array}{rclcll} u_{C_I}(t) & = & \hat{u}_C \cos\{\psi(t)\} & = & \hat{u}_C \cdot \cos(\Omega_C t + \Phi) & \textbf{Cos–Träger} \\ u_{C_Q}(t) & = & \hat{u}_C \sin\{\psi(t)\} & = & \hat{u}_C \cdot \sin(\Omega_C t + \Phi) & \textbf{Sin–Träger} \end{array}} \tag{1.9}$$

$\hat{u}_C$ ist die Amplitude der Träger–Schwingungen, Ω_C ist die (Kreis–) Frequenz der Träger (*carrier*) und Φ der Phasenwinkel. Ohne Einschränkung der Allgemeinheit kann $\Phi = 0$ gesetzt werden. Es gibt gemäß Gleichung (1.9) **genau 2 Möglichkeiten**, die Parameter eines Trägers durch ein Nachrichtensignal $m(t)$ zu beeinflussen:

$$\boxed{\begin{array}{llcll} \text{Amplitude} & \hat{u}_C & \Longrightarrow & \hat{u}_C\{m(t)\} & : \textbf{Amplituden–Modulation} \\ \text{Winkel} & \psi(t) & \Longrightarrow & \psi\{m(t)\} & : \textbf{Winkel–Modulation} \end{array}} \tag{1.10}$$

Dies gilt unabhängig davon, ob das Nachrichtensignal $m(t)$ ein analoges Signal im klassischen Sinne ist oder ob es sich um ein digitales Signal handelt.[1.2]

- Während bei **analogen** Modulationen i.a. nur ein Träger verwendet wird und dabei entweder nur in die Amplitude $\hat{u}_C$ **oder** in den Winkel (Phase) $\psi(t)$ eingegriffen wird,

[1.2] Aufgrund der begrenzten Bandbreite im Übertragungskanal müssen die Nachrichten–Signale $m(t)$ bandbegrenzt sein. Für digitale Signale ist dafür eine Root–Raised–Cosine Verrundung üblich, die im Digitalen Interpolator erfolgt.

- verwenden **digitale** Modulationen i.a. zwei orthogonale Träger und einen kombinierten Eingriff in die Amplitude $\hat{u}_C$ **und** den Phasen–Winkel $\psi(t)$ bzw. in die Amplituden der beiden Träger, womit sich dann zwei Symbol–Stöme $s_1(t)$ und $s_2(t)$ **gemeinsam** übertragen lassen.

Den **simultanen Eingriff in die Amplitude und die Phase** bei den **Digitalen Modulationen** sieht man auch in der Darstellung der komplexen Hüllkurve in Bild 1.4, entsprechend zum Blockschaltbild des I/Q Modulators in Bild 1.2.

1.5 Quadratur Modulations–Verfahren: Eingriff in die Amplitude der Träger

Hier werden die **kartesischen Signale** $s_1(t) = I(t)$ und $s_2(t) = Q(t)$ gebildet, Tabelle 3.

Modulations–Art	**In Phase Signal** $I(t)$	**Quadratur Phase Signal** $Q(t)$
analog		
AM	$I(t) = [1 + m(t)]$	$Q(t) = 0$
DSB	$I(t) = m(t)$	$Q(t) = 0$
QDSB	$I(t) = m_I(t)$	$Q(t) = m_Q(t)$
SSB	$I(t) = m(t)$	$Q(t) = \pm\ \hat{m}\ (t)$
PM	$I(t) = \cos\{K_{PM} m(t)\}$	$Q(t) = \sin\{K_{PM} m(t)\}$
FM	$I(t) = \cos\{K_{FM} \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau\}$	$Q(t) = \sin\{K_{FM} \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau\}$
digital		
linear (wie QDSB)	$I(t) = m_I(t)$	$Q(t) = m_Q(t)$
nichtlinear (wie FM)	$I(t) = \cos\{K_{FM} \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau\}$	$Q(t) = \sin\{K_{FM} \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau\}$

Tabelle 3: Mapping–Funktionen in **kartesischer** Darstellung

Die eigentliche Modulation erfolgt dadurch, daß das $I(t)$ Signal mit einer **Cosinus**–Träger–Schwingung $\cos(\Omega_C t)$ **multipliziert** wird und das $Q(t)$ Signal mit einer **Sinus**–Träger–Schwingung $\sin(\Omega_C t)$, Bild 1.6. Es wird also (nur) in die **Amplitude der Trägerschwingungen** eingegriffen. Dies ist erkennbar an den Multiplizierern im Blockschaltbild 1.6.

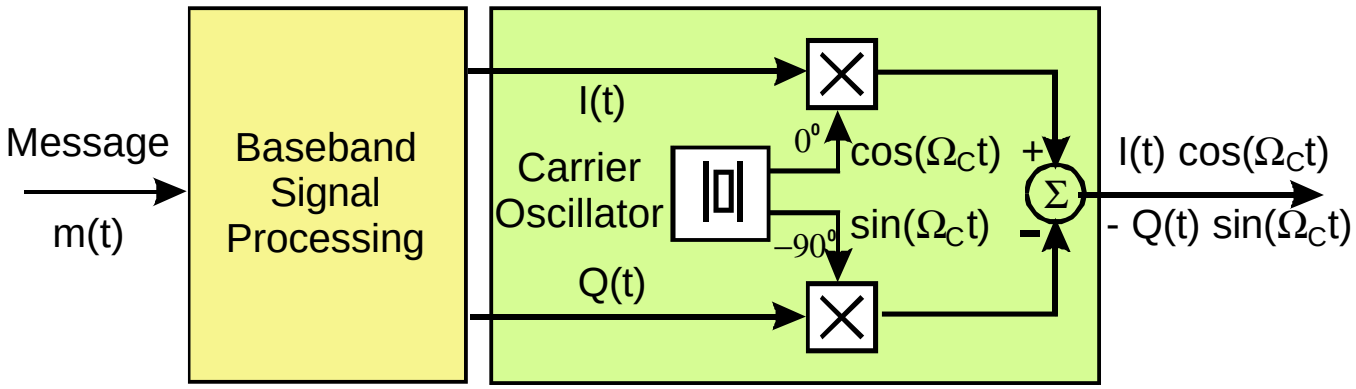

Bild 1.6: Blockschaltbild eines I / Q Modulators ($\hat{u}_C = 1$)

Damit ergibt sich entsprechend zu Gleichungen (1.2), (1.5) für das modulierte Signal:

$$\boxed{u_{BP}(t) = \hat{u}_C \cdot \{I(t) \cdot \cos(\Omega_C t) - Q(t) \cdot \sin(\Omega_C t)\} \quad \textbf{Bandpaß–Signal}} \tag{1.11}$$

Wie aus Tabelle 3 ersichtlich ist, gibt es Modulations–Arten, für die $Q(t) = 0$ ist.

- Dies sind im analogen Fall die „gewöhnliche“ Amplituden–Modulation (AM) und die Doppel–Seitenband–Modulation (DSB).
- Bei den **Digitalen Modulationen** sind dies **BPSK** (2PSK, *Phase Shift Keying*) und **OOK** (*On Off Keying*).

1.5.1 4–Quadranten–Multiplizierer in Hardware

Da sowohl die Modulations–Signale $I(t)$ und $Q(t)$ als auch die Träger–Signale $\cos(\Omega_C t)$ und $\sin(\Omega_C t)$ ihr **Vorzeichen wechseln**, werden in einem I / Q Modulator **4–Quadranten–Multiplizierer** benötigt.

- 4–Quadranten–Multiplizierer werden nur für kleine Leistungen gebaut. Das erzeugte digitale Modulations–Signal muß in einem **Linearverstärker** auf den erforderlichen Sendepegel verstärkt werden.

1.6 Amplitude–Phase Modulations–Verfahren: Eingriff in Amplitude & Phase der Träger

Hierfür werden Amplituden–Signale $s_1 = A(t)$ und Phasen–Signale $s_2 = \phi(t)$ gebildet, Tabelle 4.

Modulations–Art	**Amplituden–Signal** $A(t)$	**Phasen–Signal** $\phi(t)$
analog		
AM	$A(t) = [1 + m(t)]$	$\phi(t) = 0$ für $m(t) > -1$; $\phi(t) = \pi$ für $m(t) < -1$
DSB	$A(t) = \lvert m(t)\rvert$	$\phi(t) = 0$ für $m(t) > 0$; $\phi(t) = \pi$ für $m(t) < 0$
QDSB	$A(t) = \sqrt{m_I(t)^2 + m_Q(t)^2}$	$\phi(t) = \arctan\left(\frac{m_Q(t)}{m_I(t)}\right)$
SSB	$A(t) = \sqrt{m(t)^2 + \hat{m}(t)^2}$	$\phi(t) = \arctan\left(\frac{\pm\hat{m}(t)}{m(t)}\right)$
PM	$A(t) = 1$	$\phi(t) = K_{PM} m(t)$
FM	$A(t) = 1$	$\phi(t) = K_{FM} \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau$
digital		
linear (wie QDSB)	$A(t) = \sqrt{m_I(t)^2 + m_Q(t)^2}$	$\phi(t) = \arctan\left(\frac{m_Q(t)}{m_I(t)}\right)$
nichtlinear (wie FM)	$A(t) = 1$	$\phi(t) = K_{FM} \int_{-\infty}^{t} m(\tau) d\tau$

Tabelle 4: Mapping–Funktionen in **polarer** Darstellung

Die eigentliche Modulation erfolgt dadurch, daß das **Amplituden**–Signal $A(t)$ mit einem Cos–förmigen HF–Träger multiplizert wird, welcher zuvor mit dem Phasensignal $\phi(t)$ in seiner **Phase** moduliert wurde, Bild 1.7.

Als Ausgangs–Signal $u_{BP}(t)$ ergibt sich damit entsprechend zu Gleichung (1.1):

$$\boxed{u_{BP}(t) = \hat{u}_C \cdot \{A(t) \cdot \cos[\Omega_C t + \phi(t)]\} \quad \textbf{Bandpaß–Signal}} \tag{1.12}$$

- Aus Tabelle 4 ist ersichtlich, daß für FM, PM und für nichtlineare Digitale Modulationen die Amplitude $A(t) = 1$ ist. Technisch muß dann $A(t)$ nicht extra erzeugt werden, weil dafür eine konstante Spannung (Versorgungs–Spannung) im HF Teil verwendet werden kann.
- Für AM ist die Phase $\Phi = 0$, falls keine Übermodulation erfolgt. Technisch wird die Übermodulation vermieden, so daß der Phasen–Modulator für AM entfallen kann. Man verwendet hier einen frequenz–konstanten Träger mit $\phi(t) = 0$.

1.6.1 2–Quadranten–Multiplizierer in Hardware

Da die Amplitude stets positiv ist ($A(t) \geq 0$), wird bei einem A / Φ Modulator nur ein **2–Quadranten–Multiplizierer** benötigt.

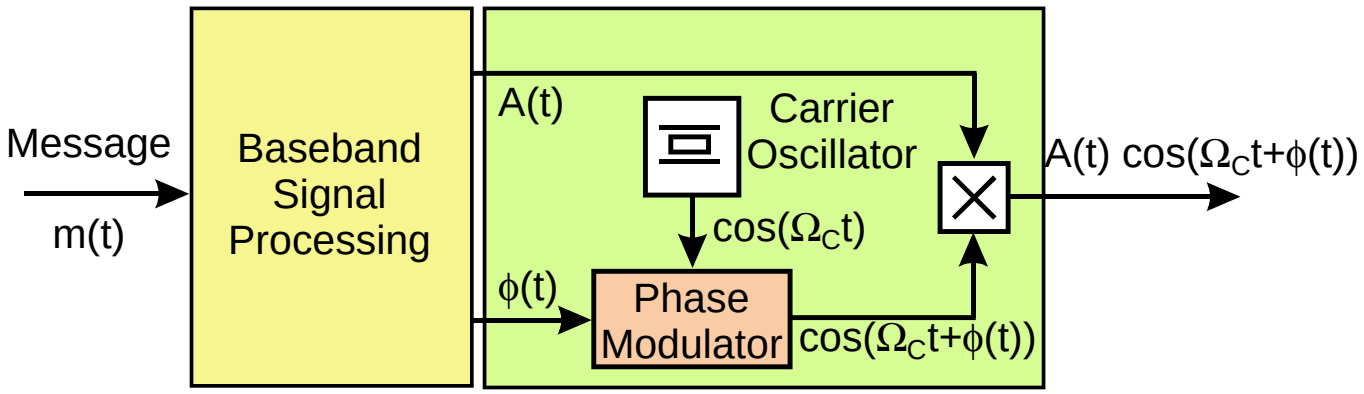

Bild 1.7: Blockschaltbild eines A / Φ Modulators: **polarer Modulator** ($\hat{u}_C = 1$)

- Die technische Realisierung eines 2–Quadranten–Multiplizierers erlaubt die Erzeugung **großer Sende–Leistungen mit hohem Wirkungsgrad**.

Moderne UMTS Handys machen davon Gebrauch[1.3], weil sich damit die Standzeit des Akkus verlängert.

2 Das Vektor–Diagramm

2.1 Digital Mapping

Entsprechend zu der Darstellung in Bild 1.3 wird der ankommende Daten–Strom in zwei Teilströme d_1 & d_2 aufgespalten. Im **einfachsten Fall** geschieht das Bit–weise. Damit wird der Symbol–Takt T_S doppelt so lange wie der Bit–Takt $T_S = 2T_b$, wenn T_b der Bit–Takt ist.

$$T_S = 2T_b \tag{2.1}$$

Da die Daten mit dem Daten–Takt T_b einlaufen, hat man genau 1 Wert pro Takt T_b zur Vefügung. Die Daten sind somit Zeit–diskret. Das gilt auch für die Daten–Symbole d_1& d_2, mit dem Takt T_S.

Daraus ergeben sich unverrundete bipolare Symbole $d_1(t)$ und $d_2(t)$[2.1] mit einem Symbol–Takt $T_S = 2T_b$, Bild 2.1.

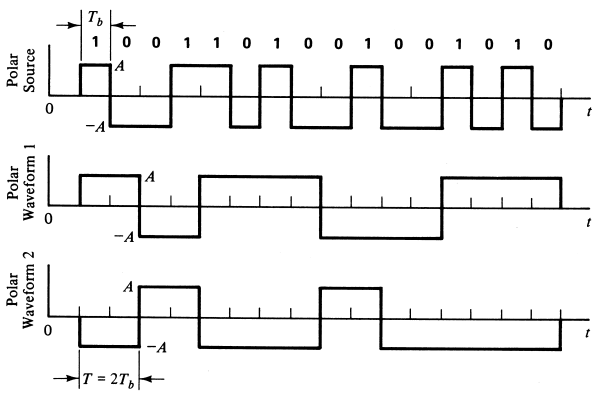

Bild 2.1: Bildung der (nicht verrundeten) bipolaren I & Q Daten–Symbole ($d_1(t),\ d_2(t)$); nichtkausale Darstellung

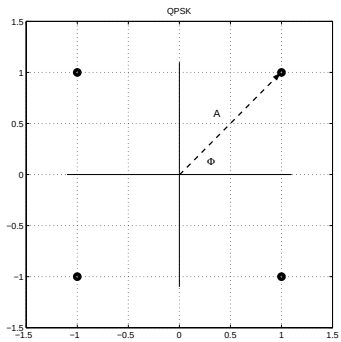

Bild 2.2: Konstellations–Diagramm (Signal–Raum, Phasen–Stern) der QPSK (4PSK); Zu den Abtast–Zeitpunkten ist die (normierte) Amplitude $A = \sqrt{2}$ und die Phase hat sich um $n \cdot \pi/2$; $(n = 0, 1, 2, 3)$ geändert.

[1.3] Hierfür sind polare Modulatoren als IC erhältlich, die sich für alle gängigen Mobilfunk–Standards konfigurieren lassen.

[2.1] In den Anfängen der Digitalen Übertragung wurden diese unverrundeten Symbole (ohne Interpolation) direkt dem Modulator zugeführt. Eine Filterung erfolgte (mehr schlecht als recht) auf der HF Seite.

2.2 Konstellations–Diagramm, Signal–Raum, Phasen–Stern

Werden die (D/A gewandelten, unverrundeten) Symbole (bzw. Daten–Blöcke) d_1 auf den Y–Eingang und die Symbole d_2 auf den X–Eingang eines Oszilloskopes gegeben und das Display exakt zu den Symbol–Takt–Zeiten T_S kurzzeitig hell getastet, erhält man das Konstellations–Diagramm (Signal–Raum, Phasen–Stern) abgebildet.

Man erhält für das gewählte Beispiel einen Phasen–Stern gemäß Bild 2.2. Die zugehörige Digitale Modulation wird mit QPSK (*quadrature phase shift keying*) oder 4PSK bezeichnet.

Die Bezeichnung des Phasen–Sterns erfolgt (üblicherweise) analog zur jeweiligen Digitalen Modulation. Dabei ist zu beachten, daß die Bezeichnungen für Digitale Modulationen sich stark unterscheiden von den Bezeichnungen für Analoge Modulationen. So heißt „QPSK“ Quadratur–Phase–Shift–Keying. QPSK ist eine **lineare** Modulation (entsprechend QDSB) und keine (nichtlineare) Phasen–Modulation, s. Tabellen 1, 3 & 4.

- Die Bezeichnung QPSK erklärt sich anschaulich aus dem Phasen–Stern. **Zu den jeweiligen Abtast–Zeitpunkten hat die Amplitude A stets den gleichen Wert, jedoch hat sich ggf. der Phasenwinkel Φ geändert.** Werden nur die Abtast–Zeitpunkte betrachtet (digitale Betrachtungsweise), so wurde offensichtlich zwischenzeitlich die Phase „umgetastet“.

Diese Betrachtungsweise nimmt jedoch keine Rücksicht auf die spektralen Eigenschaften des Signals. Diese sind jedoch dafür verantwortlich, ob die Bandbreite des Kanals eingehalten oder überschritten wird.

2.3 Digitale Interpolation

Im Interpolator[2.2] müssen Stützstellen zwischen den Takt–Zeiten T_S gebildet und dazu die Werte der verrundeten Symbol–Formen (z.B. entsprechend zu Root–Raised–Cos) berechnet werden. Diese erscheinen zunächst in digitaler Form als Bytes am Ausgang des Interpolators. Damit erhält man (nach einer D/A Wandlung) die analogen Symbole (bzw. Symbol–Ströme) $I(t) = s_1(t),\ Q(t) = s_2(t)$, Bild 2.3. Diese werden dem (analogen) Modulator zugeführt, wodurch dann die Digitale Modulation entsteht, Bild 1.6 (Seite 6).

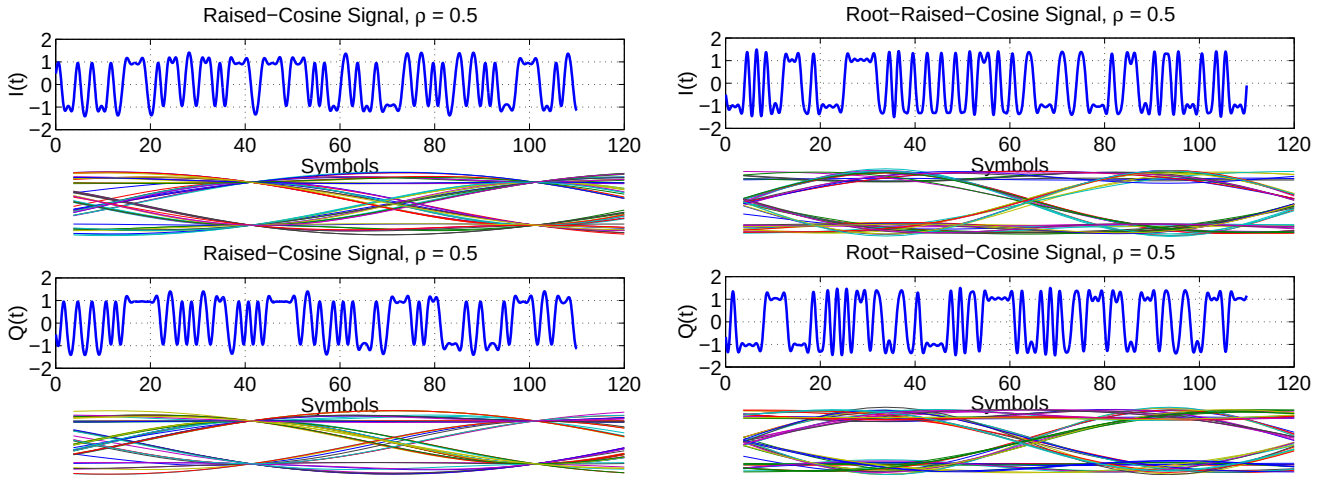

Bild 2.3: Zeitverläufe und Augen–Diagramme der I & Q Symbole $I(t),\ Q(t)$ Beispiel: QPSK, (Links: Raised Cosine; Rechts: Root–Raised-Cos; Roll–Off–Faktor $\rho = 0.5$)

Im Modulator werden die $I(t)$–Symbole mit einem Cos–Träger multipliziert und die $Q(t)$–Symbole mit einem Sin–Träger, Bild 1.6. Damit entsteht eine Quadratur–Doppel–Seiten–Band Modulation (Q–DSB), die im Beispiel Bilder 2.1 & 2.3, mit QPSK (*quadrature phase shift keying*) oder 4PSK (*4 phase shift keying*) bezeichnet wird.

[2.2] Beispiele für eine Realisierungsmöglichkeit eines Interpolators für den I bzw. Q Zweig siehe „Intersymbol–Interferenz“ Kapitel „Realisierung der Symbol–Verrundung“.

2.4 Vektor–Diagramm

Werden die (verrundeten) Symbole, die der Interpolator liefert, $I(t)$ auf den X–Eingang und die $Q(t)$ Symbole auf den Y–Eingang eines Oszilloskopes gegeben, sieht man auch die Übergänge zwischen den Konstellations–Punkten. Die dann entstehenden Figuren werden Vektor–Diagramme benannt.

- Ein Vergleich mit Bild 1.4 (Seite 3) zeigt, daß das **Vektor–Diagramm** identisch ist mit der **Komplexen Einhüllenden** der (betreffenden) Digitalen Modulation, wenn ein komplexes I/Q Achsenkreuz unterstellt wird.

Bild 2.4 zeigt solche Vektor–Diagramme für Symbole, die gemäß Root–Raised–Cos verrundet sind (Sender) und solche die gemäß Raised–Cos verrundet sind (am Symbol–Entscheider im Empfänger).

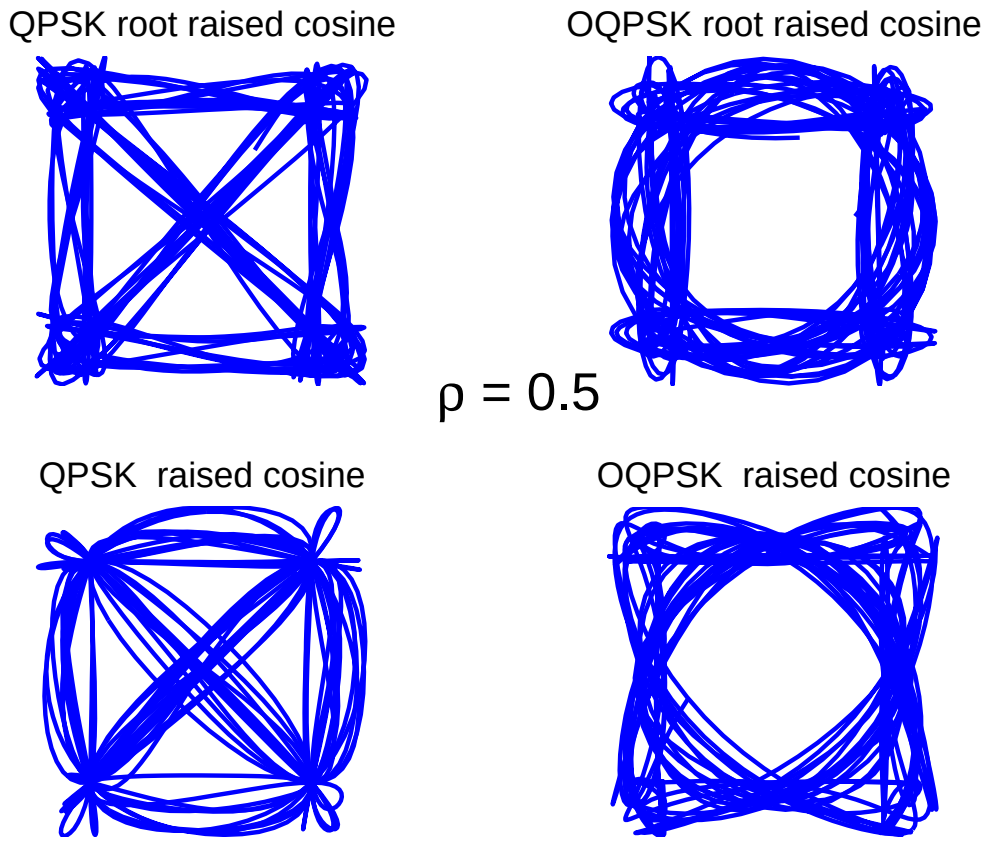

Bild 2.4: Vektor–Diagramme von QPSK und OQPSK, Symbole mit Roll–Off $\rho = 0.5$ verrundet. Root–Raised–Cosine hinter dem Sender–Filter; Raised–Cosine nach dem Matched Filter im Empfänger

Die Vektor–Diagramme zeigen dabei genau, welche Werte die beiden Symbol–Stöme dabei zwischen den Konstellations–Punkten annehmen können. Insbesondere ist für den Sender von großem Interesse, ob die modulierende Nachricht den Wert Null annehmen kann[2.3]. Eine Modifikation der QPSK, die Offset–QPSK (OQPSK), vermeidet diese Nulldurchgänge, wie in Bild 2.4 (rechts) zu sehen ist.

2.5 Daten–Symbole und Vektor–Diagramm dreidimensional

Die Darstellungen der $I\&Q$ Datenströme und Augendiagramme am Beispiel der QPSK, Bild 2.3 und das zugehörige Vektordiagramm, Bild 2.4 bzw. Bild 2.6, lassen sich dreidimensional darstellen, Bild 2.5.

[2.3] Es gibt Sender–Typen, die solche Signale nicht verzerrungs–frei verarbeiten können, wie z.B. Wanderfeld–Wellen–Röhren (TWT: *travelling wave tube*), die in Satelliten–Transpondern zu finden sind. Eine entsprechende Aussage (bezüglich Außerband–Strahlung) gilt auch für Sender, die die EER–Technik (EER: *envelope elimination and restauration*) verwenden (vergl. das Skript „EER–Tecnik“), z.B. für Digitale Rundfunk–Übertragung (DRM) in den Lang–, Mittel– und Kurz–Wellen (LMK) Bändern.

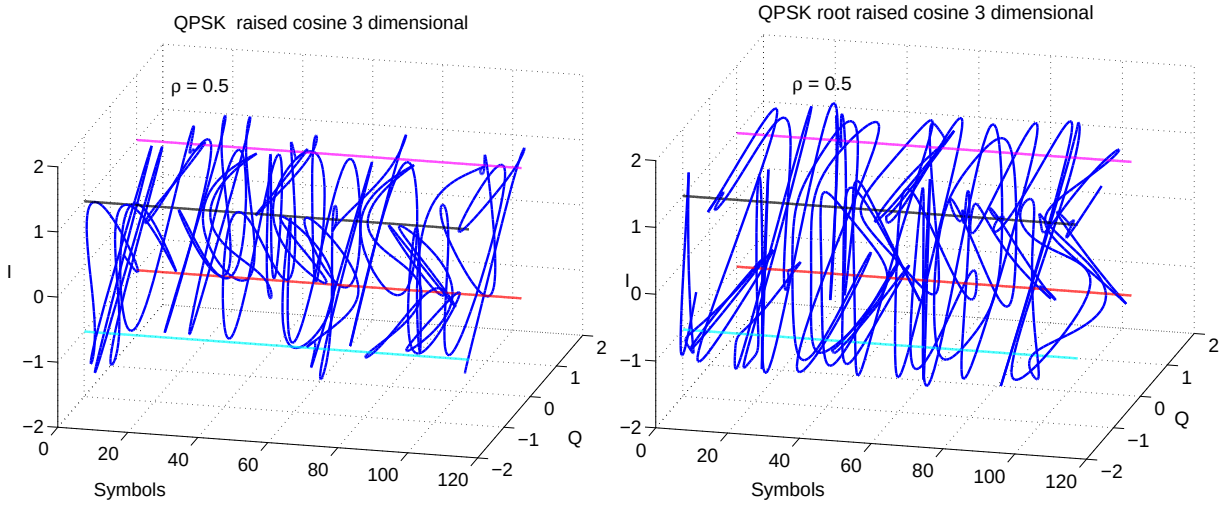

Bild 2.5: 3D Darstellung der QPSK Symbole (Links: Raised Cosine; Rechts: Root–Raised-Cos; Roll–Off–Faktor $\rho = 0.5$)

In diesem Bild sind die Orte der Soll–Punkte entsprechend zu Bild 2.2 (Seite 8) als (farbige) Geraden eingetragen (quasi „Spanndrähte“). Das (komplexe) Signal, bestehend aus den I und Q Symbolen, „schlingt“ sich von einem Symboltakt–Zeitpunkt T zum nächsten von einem „Spanndraht“ zum nächsten weiter.

- Blickt man in Richtung der „Spanndrähte“ (Soll–Punkte), erhält man das **Vektor–Diagramm**, Bild 2.6.
- Die Blickrichtung auf die Zeit/I–Ebene liefert das $I(t)$ **Zeitsignal**, während die Blickrichtung auf die Zeit/Q–Ebene das $Q(t)$ **Zeitsignal** zeigt, siehe Bild 2.3 (Seite 9). Bei anderer Triggerung des Oszilloskopes sieht man die **I/Q Augen–Diagramme**.

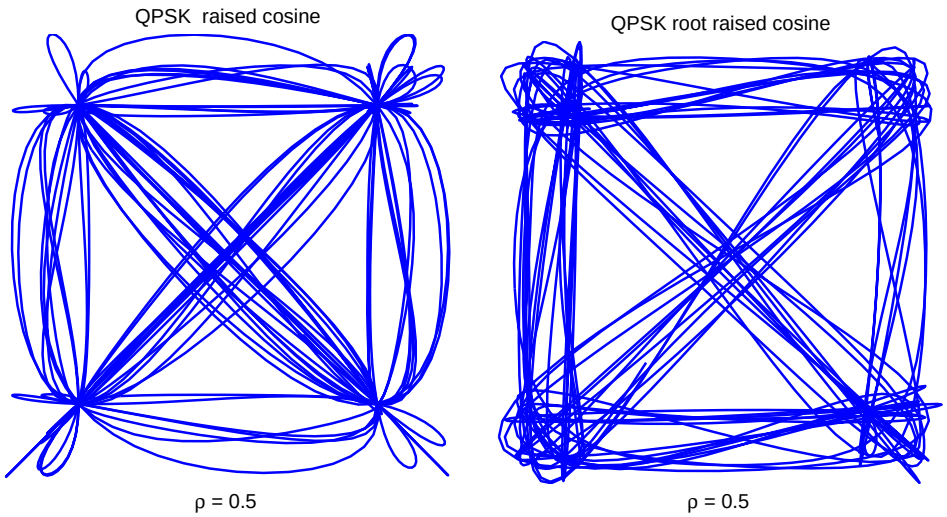

Bild 2.6: Blickrichtung entlang der Zeit–Achse in der 3D Darstellung der QPSK Symbole liefert das Vektor–Diagramm (Links: Raised Cosine; Rechts: Root–Raised-Cos; Roll–Off–Faktor $\rho = 0.5$) Daten wie in Bild 2.5.

3 Modulationen ohne konstante Einhüllende

3.1 Modulation der Amplitude durch nur ein Nachrichten–Signal

Bei der Modulation der Amplitude durch ein einziges Nachrichten–Signal $m(t)$ gibt es folgende Varianten, wie der Parameter „Amplitude“ eines hochfrequenten Trägers, siehe Gleichung (1.10), beeinflußt werden kann:

$$\boxed{\begin{array}{lclcll} \hat{u}_C\{m(t)\} & = & \hat{u}_C \overset{\downarrow}{\cdot} m(t) & : & \textbf{DSB} & \textbf{Doppel–Seitenband–Modulation} \\ \hat{u}_C\{m(t)\} & = & \hat{u}_C \overset{\downarrow}{\cdot} [1+m(t)] & : & \text{AM} & \text{„gewöhnliche“ Amplituden–Modulation} \end{array}} \tag{3.1}$$

- Der Eingriff in die Amplitude $\hat{u}_C$ erfolgt **multiplikativ**. Dies ist markiert durch „ $\overset{\downarrow}{\cdot}$ “ in Gleichung (3.1).
- Im Blockschaltbild erscheint nur ein Multiplizierer, Bild 3.1.

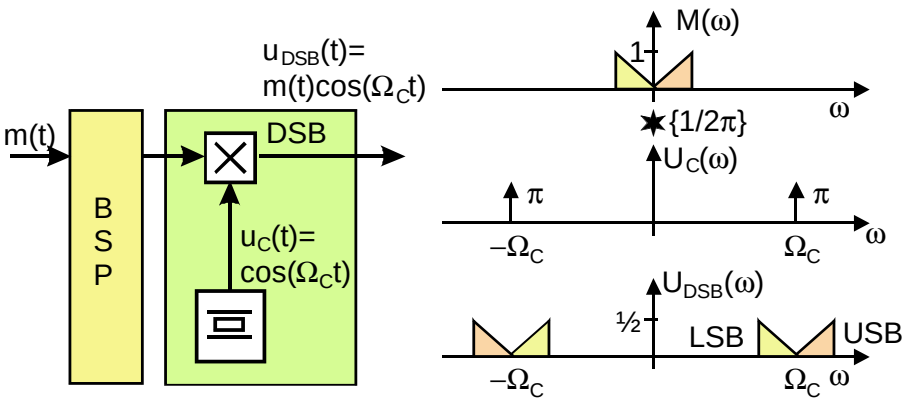

Bild 3.1: Blockschaltbild eines Doppelseitenband–Modulators (digital: PSK Modulators) und (symbolische) Spektren der Signale. Das Spektrum der DSB (bzw. PSK) enthält keine Träger–Linie.

- Das Blockschaltbild 3.1 kann entweder aufgefaßt werden als Spezialfall eines I/Q Modulators (Bild 1.6), bei welchem der Quadratur–Zeig $Q(t)$ fehlt, oder als Spezialfall eines A/Φ Modulators (Bild 1.7), bei welchem der Phasenwinkel $\Phi = 0$ ist, wodurch auch der Phasenmodulator entbehrlich wird.
- Ist die Spektraldichte der Nachricht $M(\omega)$ (symbolisch: Schmetterling–Form in Bild 3.1), folgt für die Spektraldichte der DSB, wenn die Amplitude der Trägerschwingung $\hat{u}_C = 1$ gesetzt wird:

$$\boxed{U_{DSB}(\omega) = \frac{1}{2}\{M(\omega+\Omega_C) + M(\omega-\Omega_C)\}} \tag{3.2}$$

- Die „gewöhnliche“ AM tritt als „Amplitude Shift Keying“ (ASK) auf. Für Digitale Übertragung wird sie i.a. **nicht** verwendet, sondern nur die DSB. **Eine wichtige Ausnahme davon ist die optische Übertragung, wo ASK dominiert**. Digitale „Quadrature–Amplitude–Modulations“ (QAM) sind daher keine AM, sondern DSB bzw. QDSB (Quadratur DSB, siehe Abschnitt 3.2).
- DSB hat **keine HF Träger–Linie** im Spektrum, Bild 3.1.
- Die Nachrichtenspannung $m(t)$ tritt bei DSB in der Form von Hüllkurven an die Hochfrequenz–Schwingung auf. Die obere Hüllkurve ist proportional zu $m(t)$, die untere ist proportional zu $-m(t)$. Obere und untere Hüllkurve überschneiden sich, wodurch **Phasensprünge im hochfrequenten Signal** entstehen.
- Man beachte die Phasensprünge von **exakt** π bei der DSB, an den Stellen wo die Nachrichtenspannung $m(t)$ durch 0 geht, siehe die Pfeile $\downarrow$ in Bild 3.2.
- Diese Eigenschaft der DSB wird für Datenübertragung benutzt: 0^0 Phase entspricht logisch “1“, 180^0 Phase entspricht logisch “0“.

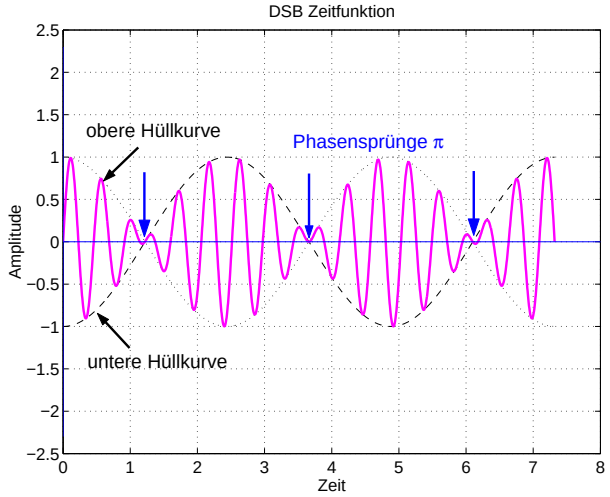

Bild 3.2: Beispiel für den Zeitverlauf von 2PSK oder BPSK, übertragungstechnisch: Doppelseitenband–Modulation (DSB). Das digitale Nachrichten–Signal ist eine Folge von verrundeten „L, 0, L, 0“ Bits (bipolares Signal). Die Phasensprünge um π im Zeitsignal der DSB sind durch Pfeile $\downarrow$ gekennzeichnet.

Die entsprechenden Digitalen Modulationen werden dann als **Phasen–Umtastung** oder **Phase Shift Keying (PSK)** bezeichnet. Die Ähnlichkeit im Namen führt häufig zu Verwechslungen mit (echter) Phasenmodulation (PM), zumal PSK in der angelsächsischen Literatur oft auch als **„phase modulation“** bezeichnet wird. Siehe hierzu Abschnitt 3.1.1.

- Die digitale **PSK** Modulation (Phase Shift Keying) ist demzufolge **keine Phasen–Modulation** (PM) im übertragungstechnischen Sinne, sondern eine **Doppelseitenband–Modulation** (DSB) mit unterdrücktem HF Träger. **PSK, DSB** sind **lineare** Modulationen; **PM** ist eine **nichtlineare** Modulation.
- **Charakteristisch für eine Modulation der Amplitude** (lineare Modulationen) sind die **äquidistanten** Nulldurchgänge der modulierten hochfrequenten Schwingung. Dies folgt daraus, daß per Definition hier nur in die Amplitude, nicht aber in die Frequenz oder in die Phase des Hochfrequenz–Trägers eingegriffen wird.
- Durch die äquidistanten Nulldurchgänge der modulierten Schwingung vereinfacht sich bei einer Digital–Übertragung die empfangsseitige Träger–Rückgewinnung.

3.1.1 PSK: DSB oder PM ?

In der Digitaltechnik werden die Signale i.a. nur **zum den Abtastzeitpunkten** betrachtet. Hat sich dann die Phase der Schwingung geändert, spricht man von Phasen–Umtastung. Hierbei bleibt unberücksichtigt, wie es zu der Phasenänderung gekommen ist.

Diese **Unschärfe in der Bezeichnung** ist oft ein **Grund für Verwechslungen der Modulationsarten**. Übertragungstechnisch ist PSK jedoch keine (nichtlineare) Phasenmodulation (PM), sondern eine (lineare) DSB, obwohl in einigen Literaturstellen die PSK explizit mit „phase modulation“ bezeichnet wird.[3.1]

Da die **digitale Information in der Phase** der modulierten Schwingung steckt (Bild 3.2), ist sie **sehr unempfindlich (robust) gegenüber Störungen**. Die übertragene Information beträgt pro Zeitabschnitt (Symboldauer) nur ein (bzw. mehrere) Bit — und damit deutlich weniger als im analogen Fall, wo es auf den genauen Verlauf der Hüllkurve ankommt. Daraus resultiert die geringere Störanfälligkeit.

Den Phasensprung um π sieht man besonders deutlich bei **unverrundeten** Datensignalen[3.2], Bild 3.3. Hier sind für unverrundetes Datensignal in (a) eine **ASK** (*Amplitude Shift Keying* oder **OOK** *On Off Keying*: Anwen-

[3.1] Zum Teil wird dies dann auch formelmäßig so dargestellt. Diese Formeln beschreiben den Sachverhalt ggf. nur zu den Abtast–Zeitpunkten richtig.

[3.2] Bei den frühen Digitalen Übertragungs–Systemen, z.B. in der Satellitentechnik, wurden z.T. noch unverrundete Datensignale verwendet. Um die dadurch entstehenden störenden Randaussendungen (OOB *Out–Of–Band Emissions*) zu vermindern, verwendete man im HF Teil Bandpässe, wodurch die Daten–Symbole (z.T. auf unsymmetrische Art) verrundet wurden. Eine symmetrische Daten–Formung vor einer Modulation ist heute Stand der Technik.

dung bei Optischer Übertragung) dargestellt, in (b) eine **PSK** und in (c) eine **FSK** (*Frequency Shift Keying*) mit kontinuierlichem Phasenverlauf.

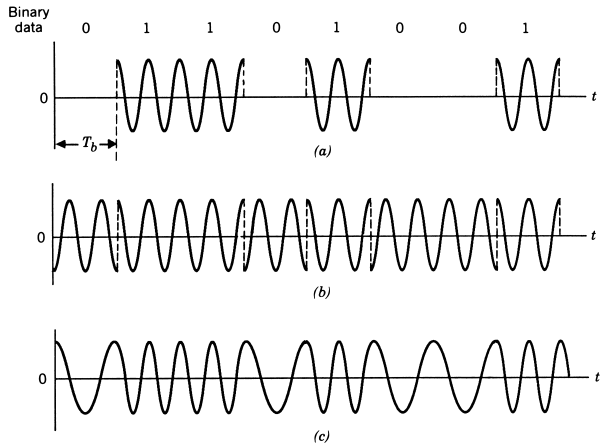

Bild 3.3: ASK, PSK und FSK für unverrundetes Daten–Signal

Da bei unverrundeten Datensignalen keine Schwankung in der Hüllkurve der DSB erkennbar ist, kann DSB in diesem speziellen Fall tatsächlich mit einer Phasenmodulation (PM) verwechselt werden.

Bei **DSB** ist der Phasensprung **immer exakt** π, während bei einer Phasenmodulation **(PM)** mit unverrundetem Datensignal die Größe des Phasensprungs **von der Amplitude des Datensignals abhängt**. Ein Wert von exakt π ist dabei nur bei genau eingehaltener Amplitude des digitalen Signals erreichbar. Bei verrundetem Datensignal erhält man bei DSB nach wie vor einen Phasensprung von exakt π (siehe Bild 3.2), während bei PM dagegen ein allmählicher Phasenübergang und kein Sprung entsteht, entsprechend zu Bild 3.3 (c).

- Da bei PM und bei FSK in den Winkel $\psi(t)$ der Trägerschwingung eingegriffen wird, ist die Amplitude der modulierten Schwingung konstant und zwar auch dann, wenn die Daten verrundet sind.

3.1.2 Phasen–Stern (Signal–Konstellation, Signal–Raum) der BPSK (2PSK)

Besonders deutlich wird die Namensgebung für diese Digitale Modulation, wenn der Phasen–Stern (Konstellations–Diagramm, Signal–Raum) betrachtet wird. Zu den Abtast–Zeitpunkten T hat bei einer bipolaren Übertragung das digitale Signal die Größe $A = \pm\sqrt{E_b}$, wobei E_b die Bit–Energie ist, Bild 3.4. Da sich hier nur 2 Phasen–Zustände ($\Phi = [0,\ \pi]$) ergeben (Soll–Punkte 1 & 2), wird die Modulation auch Binary Phase Shift Keying (BPSK) oder 2PSK genannt. Die Größe der Amplitude A, d.h. die Entfernung der Soll–Punkte (1, 2) vom Ursprung ist gleich groß. Die Änderung des Signals, von Abtast–Punkt zu Abtast–Punkt, betrachtet zu den jeweiligen Abtast–Zeitpunkten, betrifft damit (anscheinend) nur die Phase und nicht die Amplitude. Also ist es unter diesem Blickwinkel logisch, derartige Modulationen mit Phase Shift Keying (Phasen–Umtastung) zu bezeichnen.

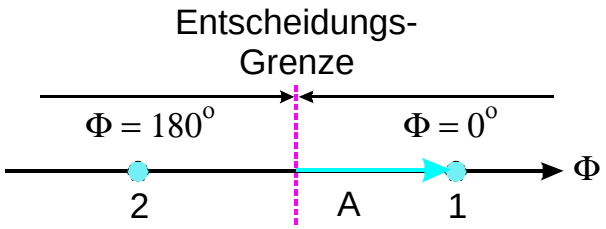

Bild 3.4: Konstellations–Diagramm (Phasen–Stern, Signal–Raum) der BPSK (2PSK)

3.2 Quadratur–Träger–Verfahren

Es werden ein Cos–Träger $\hat{u}_C \cos(\Omega_C t)$ und ein dazu orthogonaler Sin–Träger $\hat{u}_C \sin(\Omega_C t)$ verwendet, siehe Bild 1.6.

Der Daten–Strom $d(t)$ wird in 2 Teil–Stöme aufgespalten, die zu Symbolen d_I und d_Q (als Bytes) zusammengefaßt werden. Diese Abbildung der Daten auf die Symbole wird **Mapping** genannt.

Optional folgt nach dem Mapping noch ein Pre–Coding, das z.B. für die Differenz–Codierung oder für einen zeitlichen Offset von $Q(t)$ gegenüber $I(t)$ eingesetzt wird.

Die anschließende Interpolation (mit höherer Taktrate) formt die Symbole $I(t)$ und $Q(t)$. Der Interpolator bewirkt eine Tiefpaß–Filterung und ist als FIR Filter auszuführen, damit die $I(t)$ und $Q(t)$ Symbole symmetrisch werden. Diese werden nach einer D/A Wandlung dem Quadratur–DSB–Modulator als analoge Signale zugeführt. Es entsteht somit (übertragungstechnisch gesehen) eine **Quadratur–Doppel–Seitenband–Modulation (QDSB)**, $u_{QDSB}(t)$, Bild 3.5.

- Die entstehende lineare **Digitale Modulation** (z.B. 64QAM, 8PSK etc.) ist nur **abhängig vom Mapping und vom Pre–Coding**.

$$\boxed{u_{QDSB}(t) = \hat{u}_C \cdot \{I(t) \cdot \cos(\Omega_C t) - Q(t) \cdot \sin(\Omega_C t)\}} \tag{3.3}$$

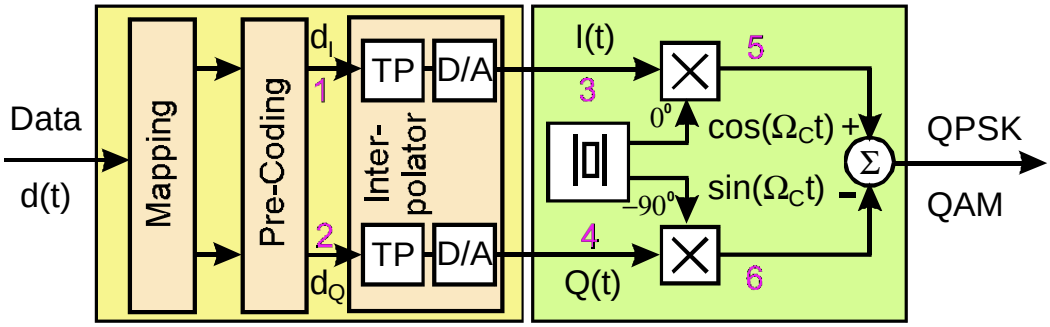

Bild 3.5: Blockschaltbild zur Erzeugung von QPSK & QAM (analog: QDSB). Das Baseband Signal Processing enthält die Blöcke: Mapping, Pre–Coding, Interpolator (mit D/A –Wandlung).

Das alternative Blockschaltbild, Bild 3.6, gibt einen Hinweis zu einer (aktuellen) Realisierungsmöglichkeit. Hier sind die D/A–Wandler (DAC) und die Multiplizierer zu **multiplizierenden D/A–Wandlern** (MDAC) zusammengefaßt.

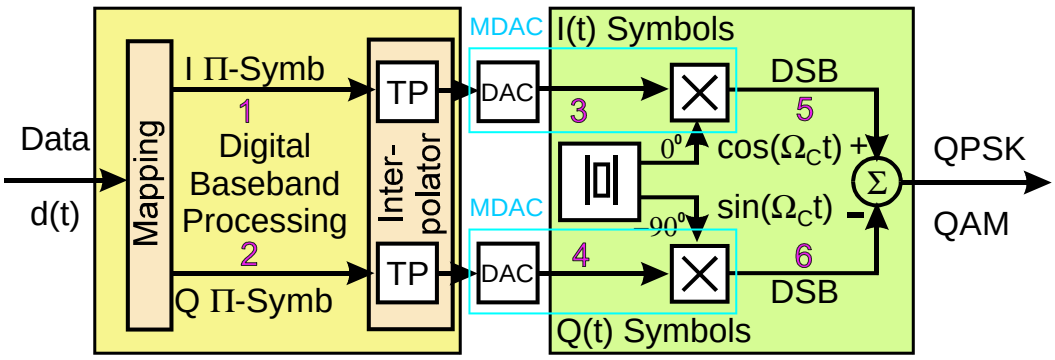

Bild 3.6: Blockschaltbild zur Erzeugung von QPSK & QAM. Die DACs und die Multiplizierer sind zu MDACs zusammengefaßt.

Das DSB modulierte $Q(t)$ Signal hat 90^0 Phasendrehung gegenüber dem DSB modulierten $I(t)$ Signal, ist damit also **orthogonal** zu diesem. Die beiden modulierten Schwingungen, die so entstehen, haben zwar die gleiche Mittenfrequenz Ω_C, sind jedoch zu einander orthogonal. Sie können daher empfangsseitig wiederum

getrennt werden. Die QDSB gestattet es somit, im gleichen Frequenzband wie die DSB die doppelte Menge an Information zu übertragen. Diese Eigenschaft erkennt man aus den Blockschaltbildern 3.5 & 3.6.

Durch eine QDSB entsteht eine Modulation, die **sowohl in der Amplitude als auch in der Phase** (der HF–Schwingung) moduliert ist, siehe auch die komplexe Einhüllende Bild 1.4 (Seite 3). Eine trigonometrische Umformung von Gleichung (3.3) ergibt den gleichen Sachverhalt.

$$\boxed{u_{QDSB}(t) = \hat{u}_C \cdot \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \cos\left(\Omega_C t + \arctan \frac{Q(t)}{I(t)}\right)} \tag{3.4}$$

Jedoch ist die **Bandbreite des QDSB Signals genau so groß wie die Bandbreite einer DSB**, da im I & Q Zweig gleiche Daten–Verrundung (FIR–Filter mit höherer Taktrate) angewendet wird. Die QDSB gehört damit zu den **Bandbreite sparenden Modulations–Arten**.[3.3]

3.2.1 Mapping für quadratische Symbol–Konstellationen

Die (bipolaren) binären Daten $d(t)$ am Eingang des Digitalen Modulators, Bild 3.5 werden auf den I & Q Zweig aufgeteilt. Dies geschieht im Falle von quadratischen Symbol–Konstellatioen in einem 2 Bit Seriell–zu–Parallel Wandler (2 bit S2P). Hierbei werden alle geradzahligen Bits dem I–Zweig und alle ungeradzahligen Bits dem Q–Zweig zugeordnet.[3.4] Dafür ist vorab eine Synchronisation erforderlich.

Die Bit–Stöme in den I & Q Zweigen werden zu Bytes d_I und d_Q der Länge L (L–Bytes) zusammengefaßt. Nach einer D/A Wandlung ergeben sich hieraus (als didaktisches Zwischenergebnis) unverrundete d_I und d_Q Symbole. Verrundete $I(t)$ und $Q(t)$ Symbole entstehen nach einer Tiefpaß–Filterung der L–Bytes in einem (digitalen) Interpolator (mit anschließender D/A Wandlung),[3.5] Bild 3.7.

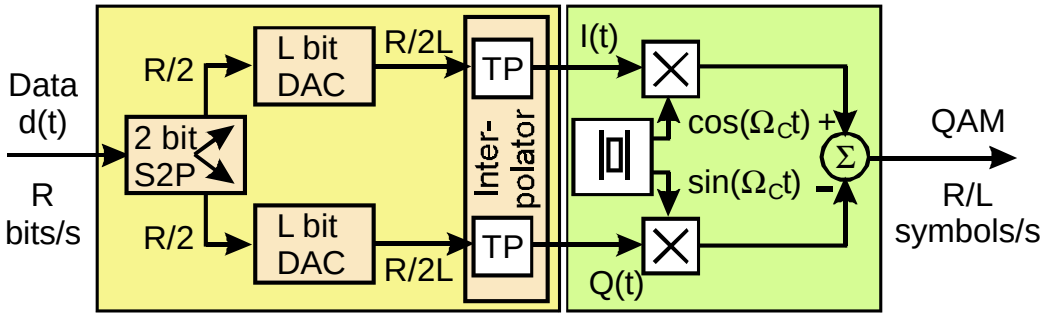

Bild 3.7: Blockschaltbild für das Mapping von QAM Symbolen

Die Datenrate des Datenstromes $d(t)$ sei R bits/sec. Nach der Seriell–zu–Parallel Wandlung ergeben sich 2 Datenströme à $R/2$ bits/sec. Hieraus entstehen hinter den L Bit D/A Wandlern zwei Symbolströme d_I und d_Q von je $R/(2L)$ symbols/sec (unverrundete Symbole als L–Bytes). Da am Ausgang des QAM–Modulators die beiden (verrundeten und modulierten) Symbolströme wieder zusammengefaßt werden, ergibt sich am Sender–Ausgang eine Symbolrate von R/L symbols/sec.

3.2.2 QPSK (4PSK, 4QAM)

Werden in den D/A Wandlern im I und Q Zweig jeweils nur $L = 1$ Bit verarbeitet, kommt man zur 4QAM, die (je nach Betrachtungsweise) auch QPSK oder 4PSK genannt wird. Das Blockschaltbild 3.8 und Bild 2.1 (Seite 8) zeigen eine Möglichkeit für das Mappen der Daten, siehe Kapitel 2 **„Das Vektor–Diagramm“**. Hierzu werden die einlaufenden (binären) Daten im Daten–Takt in ein Schiebe–Register (SR) gelesen. Nach zwei Takt–Zeiten werden die im SR befindlichen Daten in ein Latch (L) übernommen und stehen dann als I und Q Werte zur Verfügung. Die Umformung von unipolaren zu bipolaren Signalen ist dabei nicht extra gezeichnet, da dies im Digitalen Interpolator erfolgt.

[3.3] Eine QDSB kann auch mit einer Struktur gemäß Bild 1.7 (Seite 8) erzeugt werden. In der Praxis zeigt es sich jedoch, daß hierfür die Signal–Laufzeiten im Amplituden– und Phasen–Zweig sehr exakt übereinstimmen müssen, weil andernfalls Außerband–Strahlung entsteht, siehe Skript „EER–Technik“. Bei einer Realisierung des polaren Modulators als IC (für Handys) ist die Laufzeitbedingung erfüllt.

[3.4] Es sind auch andere Aufteilungen möglich.

[3.5] Zur Realisierung der Symbol–Verrundung siehe das Skript „Inter–Symbol–Interferenz & Nyquist–Bedingung“, Kapitel „Realisierung der Symbol–Verrundung“.

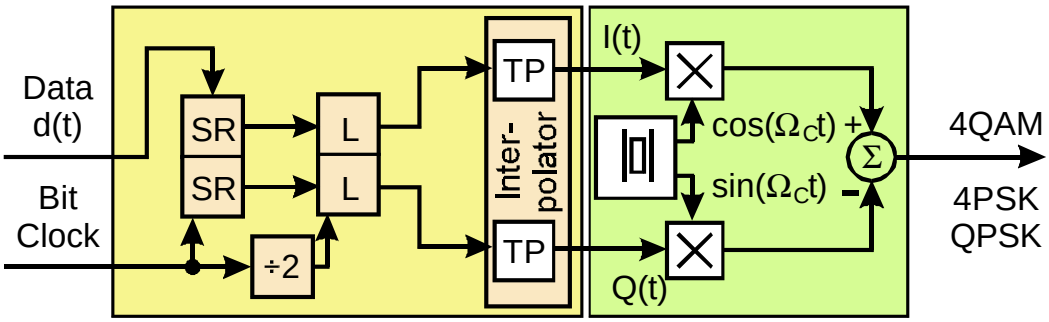

Bild 3.8: Blockschaltbild für das Mappen von QPSK (4PSK, 4QAM) Symbolen

Mit Hilfe des Phasen–Sterns der QPSK ist die Bezeichnung dieser digitalen Modulation sofort erkennbar. Zu den Entscheidungs–Zeitpunkten ist die Amplitude A konstant, jedoch hat sich der Phasen–Winkel Φ um

$$\Delta\Phi = n \cdot \pi/2; \; (n = 0, \pm 1, \pm 2) \tag{3.5}$$

von Abtast–Zeitpunkt zu Abtast–Zeitpunkt geändert, Bild 3.9.

Bei der Abbildung (*mapping*) der Daten auf I und Q wählt man eine **Gray–Codierung**, die dafür sorgt, daß bei einem Symbolfehler (im Empfänger) nur ein einfacher Bitfehler entsteht. Hierzu wird ggf. eine Vor–Codierung des Datenstrom $d(t)$ durchgeführt.

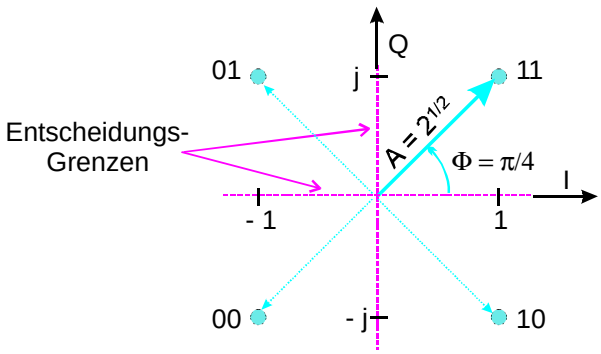

Bild 3.9: Konstellations–Diagramm (Phasen–Stern, Signal–Raum) und Entscheidungs–Grenzen der QPSK (4PSK)

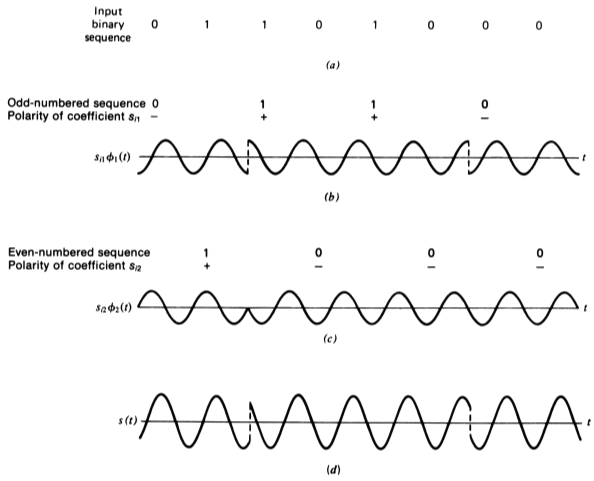

Bild 3.10: Der Zeitverlauf der QPSK (4PSK) für **unverrundete Datensymbole** zeigt Amplituden– und Phasen–Sprünge des modulierten Signals.

Die Änderung des Phasenwinkels der HF Schwingung (von Symbol zu Symbol) sieht man sehr deutlich, wenn (aus didaktischen Gründen) ⊓–förmige (unverrundete) Daten–Symbole zur Modulation verwendet werden, Bild 3.10. Zusätzlich entstehen in diesem Fall **Amplituden–Sprünge** an den Symbol–Grenzen.

3.2.3 16QAM

Werden in der Blockstruktur zur Erzeugung von QAM, Bild 3.7, L Bits zusammengefaßt, lassen sich höherstufige Digitale Modulationen mit quadratischer Symbol–Konstellation erzeugen. In solchen Fällen ändert sich von Symbol zu Symbol nicht nur die Phase der hochfrequenten Schwingung, sondern auch deren Amplitude. **Quadratische** Konstellationen werden mit **Quadratur Amplituden Modulation** (QAM) bezeichnet. Es ist jedoch zu beachten, daß es sich (übertragungstechnisch) trotzdem um eine QDSB handelt und nicht um eine AM. **Im Spektrum einer QAM ist** also **keine HF Träger–Linie vorhanden**.

Für eine 16QAM werden pro Zweig $L = 2$ Bits zusammengefaßt, so daß 4 wertige Symbole entstehen. Ein sehr frühes Beispiel für eine 16QAM zeigt das Blockschaltbild 3.11. Verglichen mit der prinzipiellen Struktur in Bild 3.5 (Seite 15) ist folgendes zu beachten.

- Die Blöcke Mapping und Pre–Coding (als Differenz–Codierung) sind vorhanden.
- Die Symbol–Verrundung in einem Interpolator fehlt. Demzufolge sind hier die Symbole rechteck–förmig. (Die Filterung erfolgte nach der Modulation in der HF Ebene.)
- Es geht aus Bild 3.11 nicht eindeutig hervor, daß der I Zweig oben und der Q Zweig unten sein soll.
- Der ZF–Träger ist Sin–förmig anzusetzen. (ZF: Zwischen–Frequenz)
- An Punkt (8) des Blockschaltbildes ist der Phasen–„Stern“ der 16QAM zu sehen.

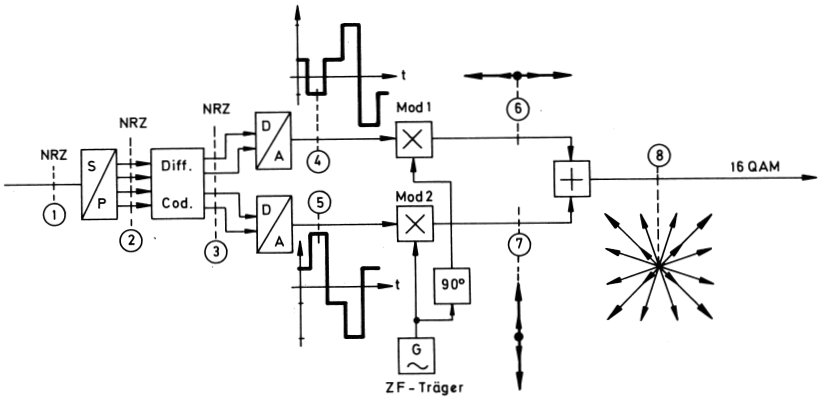

Bild 3.11: Struktur eines 16QAM Modulators mit (unverrundeten) 4 wertigen Symbolen in den I und Q Zweigen.

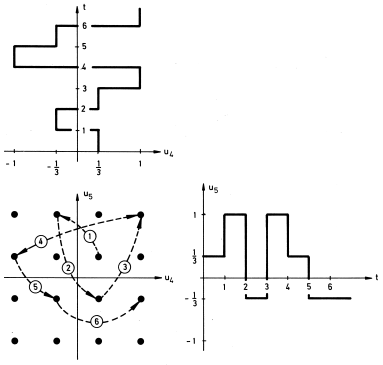

Bild 3.12: Zusammenhang zwischen den $I(t)$ und $Q(t)$ Symbolen und den Wegen durch das Konstellations–Diagramm der 16QAM

Der Zusammenhang zwischen den Takt–Zeitpunkten (1 bis 6) der $I(t)$ und $Q(t)$ Symbole und den Wegen (im Vektor–Diagramm) zu den Punkten des Konstellations–Diagrammes ist in Bild 3.12 zu sehen.

3.2.4 64QAM

Bei der 64QAM enthält jeder Konstellations–Punkt die Information von $N = 6$ Bit, denn $2^6 = 64$. Zur Adressierung verwendet man je $L = 3$ Bit in I Richtung (reelle Achse, $\Re(z)$) und in Q Richtung (imaginäre Achse, $\Im(z)$).

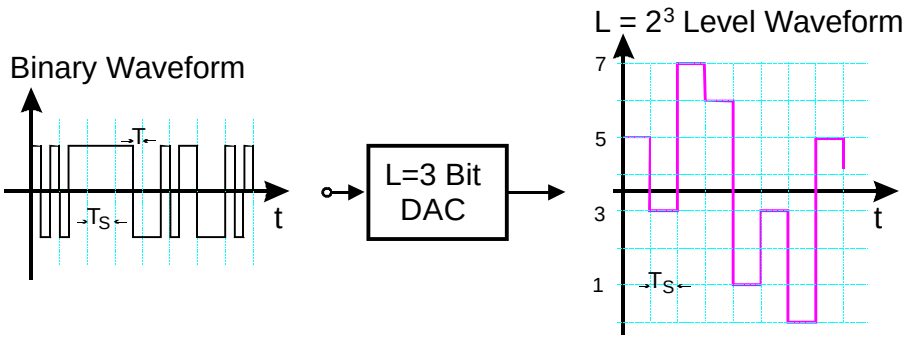

Bild 3.13: Beispiel für die Bildung von 8–wertigen Symbolen (I bzw. Q (unverrundet) einer 64QAM)

Die Zusammenfassung von L Bits zu 2^L Symbolen zeigt Bild 3.13 am Beispiel eines 3 Bit D/A Wandlers. Entsprechende Signale treten bei der 64QAM in den I bzw. Q Zweigen (als L–Bytes) auf. In diesem Bild ist T der Bit–Takt im I bzw. Q Zweig. Dieser ist von doppelter Dauer wie der Bit–Takt des einlaufenden Datenstromes $d(t)$, vergleiche Bild 3.7

In Bild 3.14 sind die Konstellations–Diagramme von 16QAM und 64QAM dargestellt. Es ist üblich, diese **Konstellations–Diagramme zusammen mit den Mapping–Vorschriften** anzugeben. In der Praxis werden die Mapping–Tabellen häufig softwaremäßig ausgeführt. Daher ist es nicht verwunderlich, daß in der Praxis bei unterschiedlichen Realisierungen der QAM auch unterschiedliche Mapping–Vorschriften benutzt werden. Hierauf ist besonders zu achten, da die Digitale Modulation auch bei falschem Mapping „richtig“ aussieht, jedoch das Übertragung–System dann nicht funktioniert.

Bei einer Digitalen Übertragung muß bekanntlich genau verabredet werden, wie die eingelesenen Bits zu den jeweiligen Symbolen zusammengefaßt werden, damit der Empfänger anschließend wieder in die richtige Bit–Folge aufspalten kann.

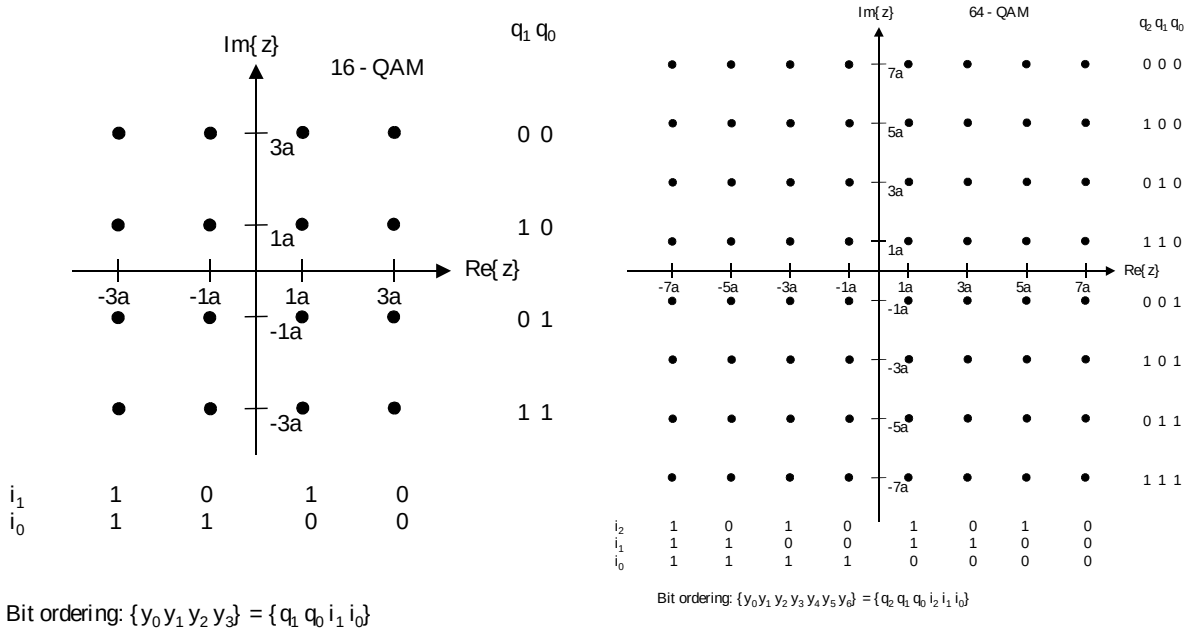

Bild 3.14: Quadratische Symbol–Konstellationen: 16QAM & 64QAM; Beispiel DRM

3.2.5 Symbol–Energie, Entscheider–Grenzen, Phasen–Winkel

Aus Bild 3.14 erkennt man des weiteren, daß **für gleiche Symbolabstände** a in beiden Modulationen, die äußeren Punkte der 64QAM mehr als doppelt $(7/3 = 2.33\cdots)$ so weit außen liegen wie bei der 16QAM. Diese haben daher mehr als die 5.4 fache Energie, verglichen mit den äußeren Punkten der 16QAM.

Wenn jedoch **über den gleichen Sender** wahlweise 16QAM oder 64QAM abgestrahlt werden, so haben die äußeren Punkte jeweils die gleiche (maximale) Energie. Folglich verhalten sich die Abstände a_{16QAM}/a_{64QAM} wie 7/3. Die **16QAM** ist dann **robuster bezüglich Störungen als** die **64QAM**.

- **Bei stärker gestörten Kanälen ist demnach eine Symbolkonstellation mit weniger Punkten zu wählen um die Fehlerrate zu verringern.** Andererseits lassen sich mit niederstufigen Symbolen weniger Bits übertragen.

Andere Darstellungsarten der 64QAM sind in Bild 3.15 dargestellt. Hier sieht man im 1. Quadranten den **Phasen–Stern**, im 2.Quadranten die relativen **Phasen–Winkel der Signal–Punkte**, im 3. Quadranten die **Entscheider–Schwellen** und im 4. Quadranten die (relativen) **Leistungen bzw. Energien der Signal–Punkte**, sowie die **mittlere Energie der 64QAM** (unter der Voraussetzung, daß alle Symbole gleich häufig bei einer Übertragung vorkommen).

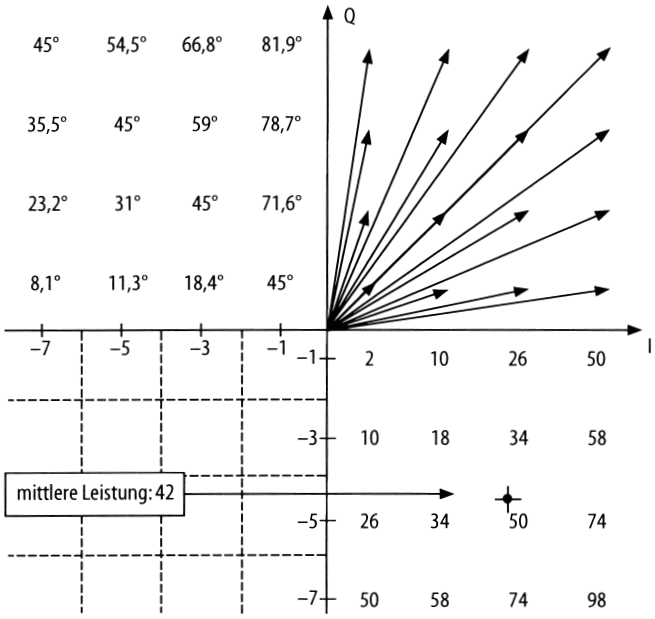

Bild 3.15: Signal–Raum der 64QAM. 1. Quadrant: Phasen–Stern; 2.Quadrant: relative Phasen–Winkel der Signal–Punkte; 3. Quadrant: Entscheidungs–Schwellen; 4. Quadrant: (relative) Leistungen der Symbolzustände und mittlere Leistung der 64QAM

Da der Empfänger die gesendeten Symbole aus den gestörten empfangenen Symbolen schätzen muß, ist es vorteilhaft, den **Mindestabstand der Soll–Punkte der Symbol–Konstellationen so groß wie möglich** zu machen. Bei gegebener Anzahl der Punkte sind diese möglichst **gleichmäßig in der komplexen I/Q Ebene** zu verteilen.

3.2.6 8PSK

Als ein Beispiel für eine konzentrische Anordnung wird die 8PSK betrachtet. Hierbei ist die Entfernung aller Konstellations–Punkte vom Koordinaten–Ursprung konstant. Betrachtet man nur diese Punkte, könnte man zur Ansicht kommen, daß sich die 8PSK vorteilhaft mit Hilfe eines A / Φ Modulators, Bild 1.7 (Seite 8), als nichtlineare Modulation erzeugen lasse, wobei z.B. $A = \sqrt{2}$ gewählt wird, um zu Symbolen mit gleicher Energie zu kommen wie bei der 4PSK (Bild 3.18 links).

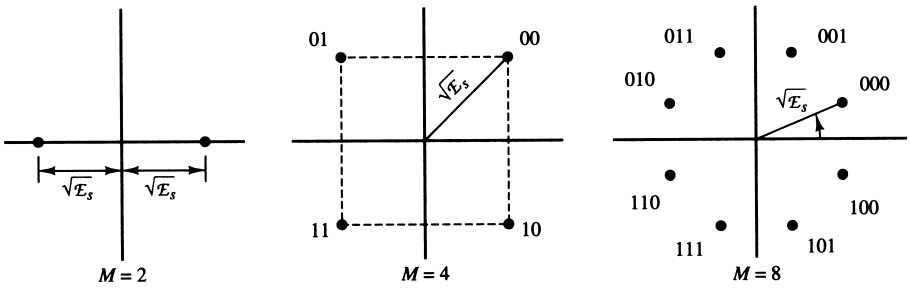

Bild 3.16: Phasensterne von 2PSK, 4PSK und 8PSK

Mit einer solchen Definition[3.6] käme man jedoch zu einem unterschiedlichen Vektor–Diagramm und zu einer wesentlich größeren Bandbreite, verglichen mit der üblichen Definition für 8PSK.

Die (übliche und Bandbreite sparende lineare) 8PSK wird mit Hilfe eines I / Q Modulators erzeugt, entsprechend zu Bild 1.6 (Seite 6). Für 8 Zustands–Punkte benötigt man 3 Bit. Der Datenstrom $d(t)$ muß also in Blöcke à 3 Bit unterteilt werden. Andererseits zeigt der Phasenstern für I und für Q je 4 Werte. Bild 3.16

[3.6] Modulationen dieser Art heißen Continuous Phase Modulation (CPM), Abschnitt 4.

zeigt den Phasenstern für 8PSK im Vergleich zu denen von 2PSK und 4PSK. Die normierte Entfernung der Konstellations–Punkte ist für 4PSK und 8PSK jeweils $\sqrt{E_S} = \sqrt{2}$.

Die Struktur des 8PSK Modulators ist in Bild 3.17 dargestellt. Da der einlaufende Bitstrom in Blöcke à 3 Bit unterteilt wird, haben die Daten Q, I und C nur $1/3$ der Taktgeschwindigkeit von $d(t)$.

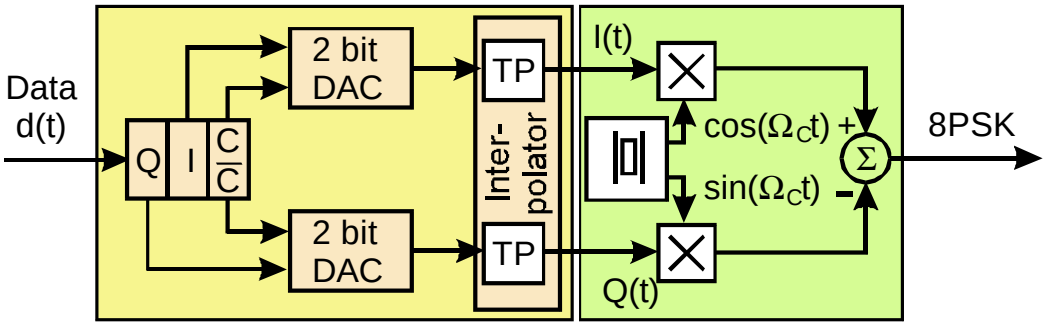

Bild 3.17: Blockschaltbild für das Mappen von 8PSK Symbolen

Für die in Bild 3.17 verwendeten 2 Bit Digital–Analog–Wandler (2 bit DAC) gilt folgende Tabelle, wenn die Punkte der 8PSK auf einem Kreis mit Radius $\sqrt{2}$ V liegen sollen:

I	C	Ausg.		Q	$\overline{C}$	Ausg.	
0	0	$\sqrt{2}\cos(\pi/8) = 1.307$	V	0	1	0.541	V
0	1	$\sqrt{2}\cos(3\pi/8) = 0.541$	V	0	0	1.307	V
1	0	- 1.307	V	1	1	- 0.541	V
1	1	- 0.541	V	1	0	- 1.307	V

Tabelle 5: Werte für 8PSK (Mapping Tabelle)

Bezogen auf den Phasenstern in Bild 3.17 sind gemäß Tabelle 5 die Punkte des 2. und 4. Quadranten am Ursprung gespiegelt. Nicht jede 8PSK bildet die Bits in gleicher Weise auf die Symbole ab.[3.7]

3.2.7 Mapping Tabellen in der Praxis

Hier stellt sich die Frage nach einer praktischen Realisierung dieses Mappers. Tatsächlich handelt es sich — außer bei sehr schnellen Datenübertragungen — nicht um Lösungen in Hardware, wie man aufgrund der Blockschaltbilder vermuten könnte, sondern um Software–Lösungen. Die Mapping–Tabelle wird daher im Format „float“ oder „double“ aufgestellt. Zur D/A Wandlung werden schließlich, je nach Anforderung, 12 Bit bis 24 Bit DACs verwendet. Entsprechend verfährt man auch mit den höherstufigen Konstellationen. Da man softwaremäßig mit Mapping–Tabellen arbeitet, ist praktisch jede beliebige Zuordnung der Symbolpunkte zu Bit–Kombinationen möglich.

3.2.8 Weitere Symbol–Konstellationen

Bezüglich der Anordnung der Konstellations–Punkte hat man gewisse Freiheiten. In der Regel werden bis zu 8 Punkte auf einem Kreis angeordnet, wodurch man zur 8PSK kommt. Bei kreisförmigen Konstellationen ist es bei größerer Anzahl der Punkte jedoch nicht möglich, alle Konstellations–Punkte auf einem Kreis anzuordnen, weil sonst die gegenseitigen Abstände zu klein werden. Man wählt dann eine Verteilung mit mehreren konzentrischen Kreisen, womit auch sicher gestellt ist, daß die äußeren Punkte alle die gleiche Energie haben (im Unterscheid zur QAM). Damit erzielt man einen geringeren Crest–Faktor für die Digitale Modulation. Bild 3.18 zeigt Beispiele für solche Konstellationen, wobei die 4QAM oder QPSK sowohl der quadratischen als auch der konzentrischen Verteilung zugerechnet werden kann.

[3.7] Hierauf ist bei der Realisierung von Modulator und Demodulator zu achten!

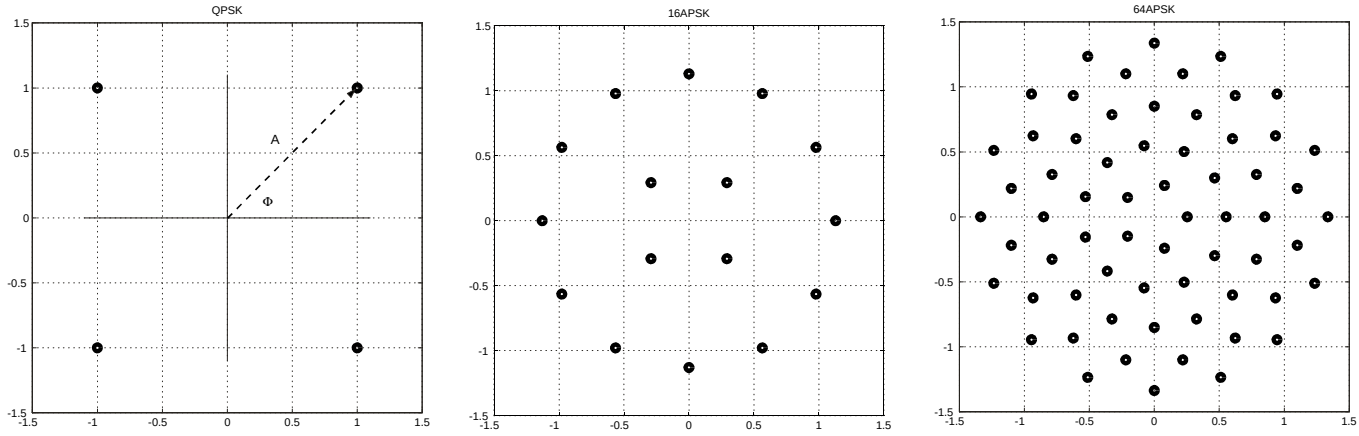

Bild 3.18: Konzentrische Symbol–Konstellationen: QPSK, 16APSK & 64APSK (gleiche mittlere Energie der Symbole)

Liegen alle Punkte auf einem Kreis heißen die digitalen Modulationen **PSK** (*Phase Shift Keying*). Liegen die Punkte auf mehreren konzentrischen Kreisen, werden die Modulationen **APSK** (*Amplitude Phase Shift Keying*) genannt. 16APSK könnte (genauer) auch 12/4APSK heißen und 64APSK entsprechend 16/16/16/11/5APSK.

Eine Übersicht über einige weitere Symbol–Konstellationen gibt Bild 3.19.

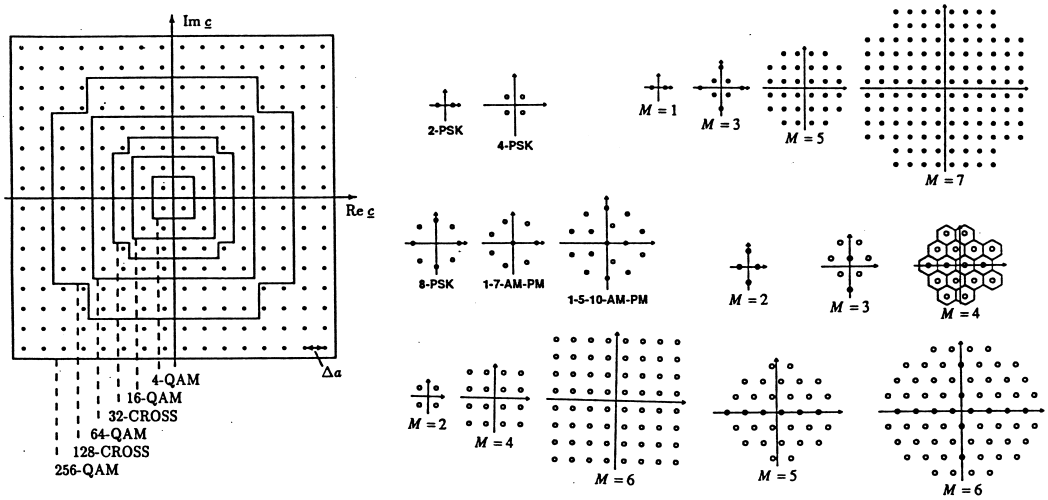

Bild 3.19: Beispiele für Symbol–Konstellationen

Von diesen Anordnungen ist diejenige mit einer hexagonalen Anordnung bezüglich des Minimalabstandes der Punkte optimal. Die Realisierung solcher Schwellen im Empfänger ist jedoch aufwendig.

4 Modulationen mit konstanter Einhüllender

Alle (linearen) Digitalen Modulationen, die übertragungstechnisch als **DSB** bzw. **QDSB** bezeichnet werden können, führen auf modulierte Signale mit einer **minimalen Bandbreite im Übertragunskanal**, geeignete Daten–Verrundung vorausgesetzt. Das ist vorteilhaft.

Andererseits hat das HF Signal dieser Bandbreite sparenden Modulationen **starke Schwankungen seiner Hüllkurve**. Das ist oftmals nachteilig, weil

- zur Verstärkung solcher Signale **lineare** Verstärker erforderlich sind. Diese haben einen **geringen Wirkungsgrad**.

- einige Typen von HF Verstärkern, z.B. Wanderfeldwellen Röhren (TWT *Travelling Wave Tube*), aufgrund ihrer physikalischen Eigenschaften starke nichtlineare Amplitudenverzerrungen und Amplituden–Phasen–Umwandlungen ergeben, Bild 4.1.[4.1]

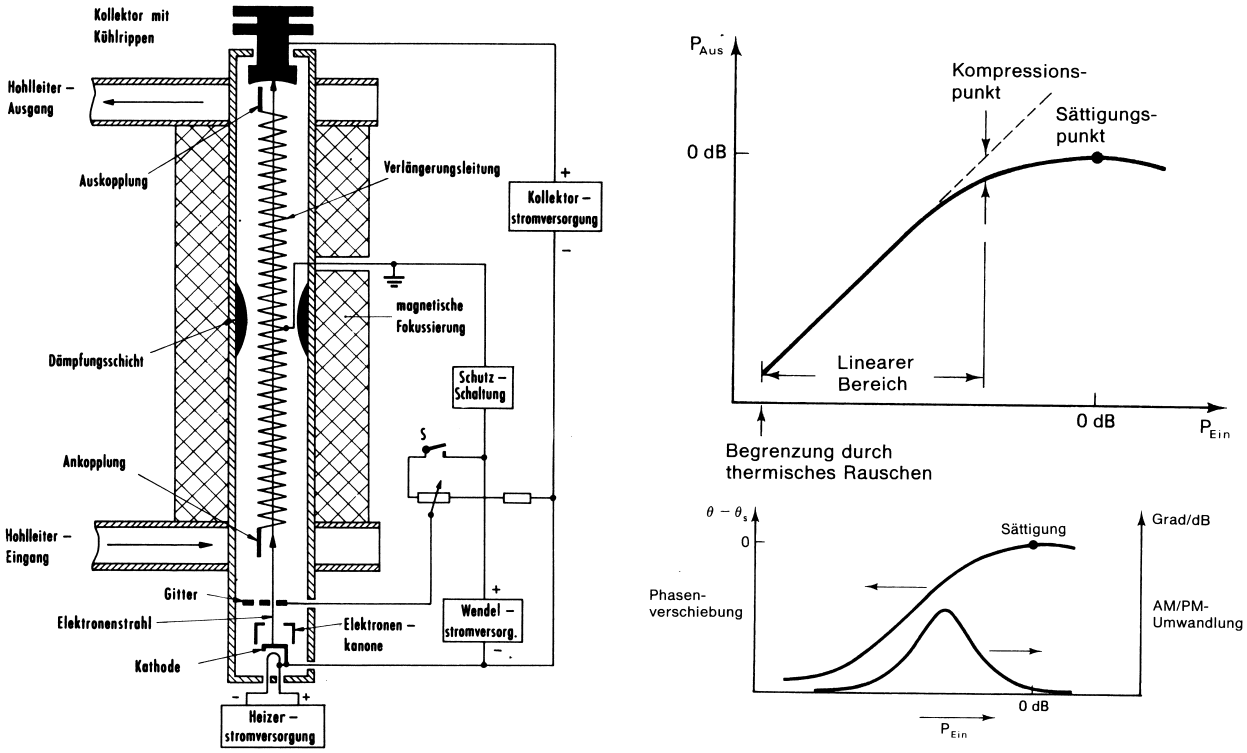

Bild 4.1: Prinzipschaltbild eines Mikrowellen–Verstärkers mit einer TWT Wanderfeld–Wellen–Röhre für Satelliten–Transponder (links); Leistungs–Kennlinie der TWT und AM–PM–Umwandlung (rechts)

Insbesondere für TWTs in Satelliten–Transpondern hat man daher schon frühzeitig nach geeigneten Modulationen mit geringen Schwankungen der Hüllkurve gesucht.

Eine Modulation, die absolut keine Schwankungen in der Hüllkurve aufweist, ist die Exponential– oder Winkel–Modulation (FM, PM). Die Modulation wäre in einem solchen Falle zu 100% an die Eigenschaften der Senderseite angepaßt. Jedoch ist die Exponential–Modulation eine nichtlineare Modulation, weshalb dann der Aufwand im Empfänger steigt, speziell bei der Entzerrung der Empfangssignale.

Ein Digitales Übertragungs–System ist daher immer als Ganzes zu betrachten. Hieraus resultieren dann gewisse Kompromisse teils auf der Sender–Seite, teils auf der Empfänger–Seite.

4.1 Von der QPSK zur Offset QPSK (OQPSK)

4.1.1 Hüllkurven–Schwankungen der QPSK

Bei der QPSK können sich die Symbole im I Zweig und im Q Zweig zu den gleichen Zeitpunkten ändern. Bei jedem Wechsel von $(1; j) \longleftrightarrow (-1; -j)$ oder von $(1; -j) \longleftrightarrow (-1; j)$ wird der Punkt $(0; 0)$ im **Vektor–Diagramm** entweder direkt durchlaufen oder man kommt sehr nahe daran vorbei, Bild 2.6 (Seite 11). Für das QPSK Signal bedeutet das eine **starke Schwankung seiner Hüllkurve**. In Bild 4.2 ist der Verlauf des Amplituden–Signals $A(t)$ sowohl für eine Raised–Cosine Verrundung als auch für eine Root–Raised–Cosine Verrundung (Roll–Off–Faktor $\rho = 0.5$) der Datensymbole dargestellt. Die Schwankungen des Amplituden–Signals $A(t)$ erstrecken sich für beide Fälle von 0 bis 2, wobei der nominale Wert der Amplitude $\sqrt{2}$ beträgt. Bei einem Verstärker, z.B. einer TWT oder einem Halbleiter–Verstärker, wird somit die **Leistungs–Kennlinie voll durchgesteuert**, was dann

[4.1] Moderne Halbleiter–Verstärker für Mikrowellen haben im Prinzip gleichartige Leistungs–Kennlinien und zeigen ähnliche AM–PM–Umwandlungen.

zu den unerwünschten Amplituden– und Phasenverzerrungen des Ausgangs–Signals führt.[4.2]

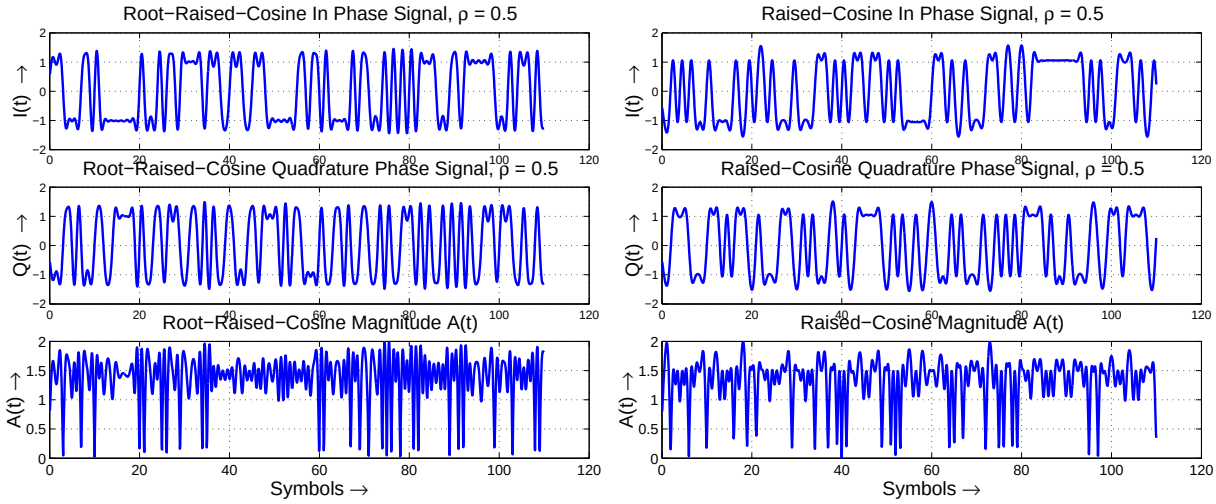

Bild 4.2: $I(t)$, $Q(t)$ & $A(t)$ Zeitverläufe der QPSK mit Roll–Off–Faktor $\rho = 0.5$ für Root–Raised–Cos Verrundung (Sender) und Raised–Cos Verrundung (Empfänger)

Die Darstellung in Bild 4.3 zeigt im Prinzip den gleichen Zusammenhang schematischer, wobei hier die einzelnen Binär–Symbole breiter und anders verrundet dargestellt sind. Gezeichnet sind nicht $I(t)$ und $Q(t)$, sondern (nur) die jeweiligen oberen und unteren Hüllkurven an die modulierten Signale. Die dazu gehörende modulierte Schwingung hat jeweils die bezeichnete Phase (I–Zweig: $0^0; 180^0$, Q–Zweig: $90^0; 270^0$, resultierend: $45^0; 135^0; 225^0; 315^0$).

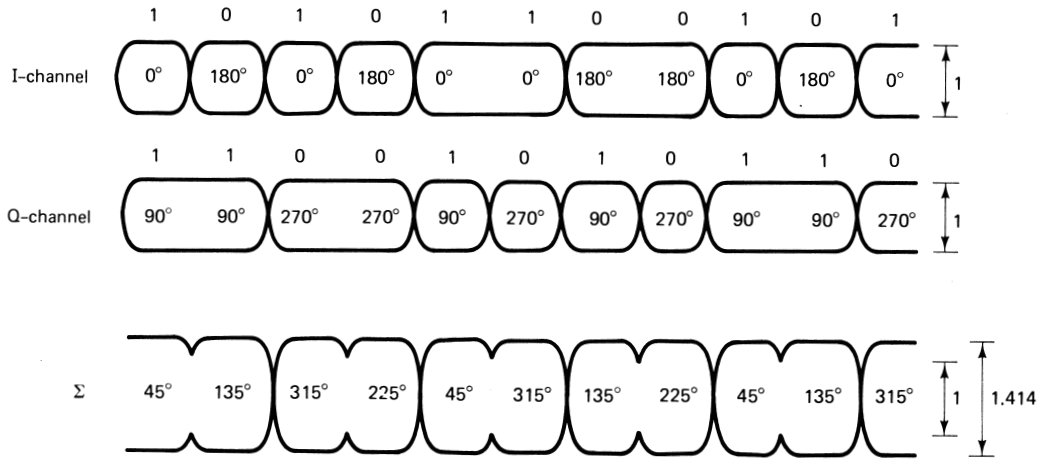

Bild 4.3: Hüllkurven–Schwankungen der QPSK (schematisch) und Phase der Trägerschwingung

- Wie aus diesem Bild erkennbar wird, **ist die Schwankung der Hüllkurve sehr viel geringer, wenn nicht gleichzeitig in den I und Q Zweigen ein Vorzeichen–Wechsel stattfindet**.

4.1.2 Hüllkurven–Schwankungen der OQPSK

Die Gleichzeitigkeit der Vorzeichen–Wechsel im I und Q Zweig kann dadurch vermieden werden, daß z.B. **im Q Zweig eine Verzögerung um einen halben Symbol–Takt** $T_S/2 = T_b$ vorgenommen wird.

[4.2] Da im Digitalen Empfänger die Ähnlichkeit der empfangenen Symbole mit den (unverzerrten) Symbolen überprüft wird (Matched Filter, Korrelator), bedeuten verzerrte Symbole eine (vermeidbare) Erhöhung der Fehler–Rate der Digitalen Übertragung.

Im Blockschaltbild für das Mappen der OQPSK, Bild 4.4, kann dies dadurch erfolgen, daß ausgehend vom Bit–Takt "Bit Clock" T_b (pro Bit eine steigende und eine fallende Flanke) dieser Takt in einem Toggle Flip–Flop heruntergeteilt wird. Das D Flip–Flop im I Zweig übernimmt die Daten bei steigender Flanke, während gleichzeitig das D Flip–Flop im Q Zweig nichts übernimmt, denn da liegt dann eine fallende Flanke an. Ein Bit später liegen die Verhältnisse gerade umgekehrt vor. Damit ist die gewünschte Verzögerung im Q Zweig erreicht.

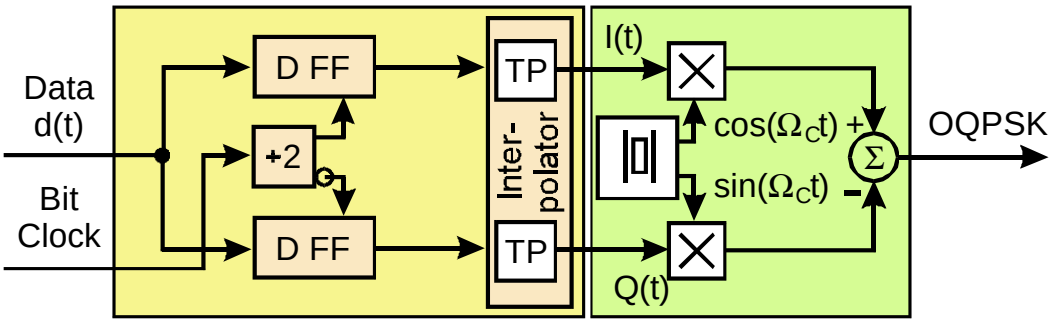

Bild 4.4: Blockschaltbild für das Mappen von OQPSK Symbolen

Da die Zustände im I Zweig und im Q Zweig nicht gleichzeitig wechseln können, sondern eine Zeitbedingung eingehalten werden muß, wird der Mapper für OQPSK zu einer **Finite–State–Maschine**. Die Signal–Zustände der OQPSK können daher vorteilhaft mit Hilfe eines Zustands–Diagrammes (Trellis) dargestellt werden, Bild 4.5. Zu ungeraden Zeitpunkten können sich nur die Zustände im Q Zweig ändern, während sich die Zustände im I Zweig nur zu geraden Takt–Zeiten ändern können.

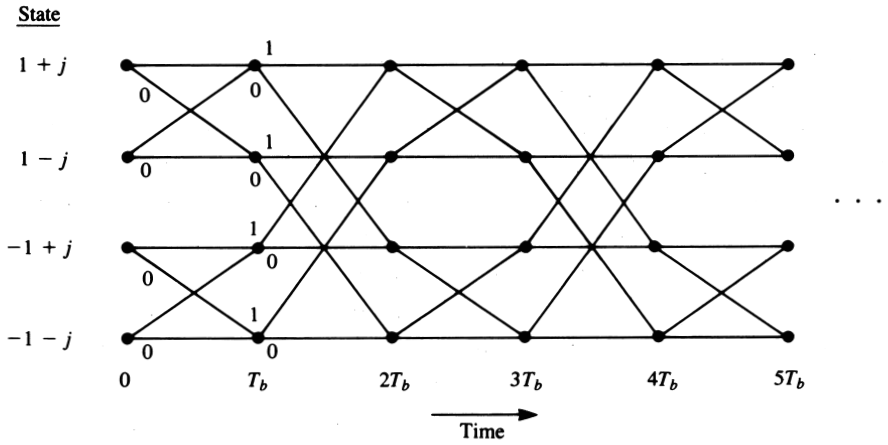

Bild 4.5: Zustands–Diagramm (Trellis) der OQPSK

Da jetzt die Symbole im I und Q Zweig nicht mehr gleichzeitig wechseln, gibt es keinen Nulldurchgang mehr in der Hüllkurve des modulierten Signals. Die Einhüllenden der modulierten Signale haben damit eine nominelle Schwankung von $1 : \sqrt{2}$, Bild 4.6.

Aus den Bildern 4.3 und 4.6 geht hervor, daß die Symbol–Verrundung (in den Anfänger der Digitalen Übertragung) noch nicht optimal erfolgte. Vielmehr wurde eine Symbol–Verrundung nur als „notwendiges Übel" angesehen. Dies drückt sich auch in den in der Literatur angegebenen Leistungs–Dichte–Spektren für QPSK und OQPSK aus, die dort in der Form $10\log_{10}\left(\frac{\sin(x)}{x}\right)^2$ in dB angegeben werden, die zu unverrundeten Symbolen gehört, vergleiche Bild 4.11 (Seite 28).

- Übertragungstechnisch ist die OQPSK ebenfalls eine Quadratur–DSB (QDSB), so daß die spektralen Eigenschaften mit der QPSK übereinstimmen, gleiche Symbol–Verrundung vorausgesetzt.

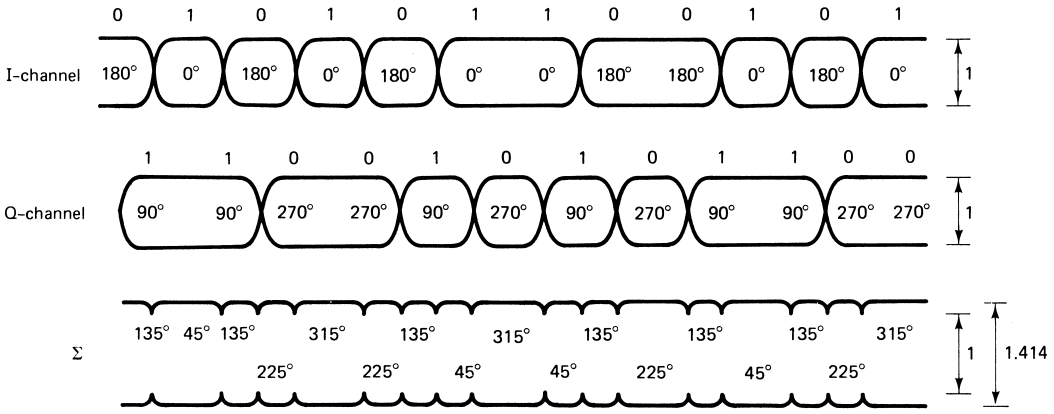

Bild 4.6: Hüllkurven–Schwankungen der OQPSK und Phase der Trägerschwingung

4.2 Von der OQPSK zur MSK

4.2.1 Vektordiagramme von QPSK, OQPSK & MSK

Verglichen mit QPSK hat OQPSK eine sehr viel geringere Schwankung der Amplitude. Es gibt jedoch auch Anwendungen, bei denen überhaupt keine Schwankung der Amplitude zulässig ist. Das Vektor–Diagramm ist dann ein exakter Kreis, wie z.B. bei Minimum Shift Keying (MSK).

Eine solche Anwendung ist der Digitale Mobilfunk (GSM: *global system for mobile communication*), worauf noch an anderer Stelle im Einzelnen näher eingegangen wird. Die hierbei verwendte Modulation (GMSK: *Gaussian minimum shift keying*) mit konstanter Amplitude (oder Einhüllender) kann ohne Verzerrungen in einem Senderverstärker verarbeitet werden, der im Klasse C Betrieb arbeitet. Dies bedeutet, daß die **Sender–Endstufe** im Schalt–Betrieb arbeiten kann und daher einen **hohen Wirkungsgrad** aufweist. Ein solches Feature ist gerade im mobilen Betrieb von sehr großer Wichtigkeit, weil dadurch der Stromverbrauch sinkt und deshalb die Standzeit des Accus erhöht wird und man andererseits zusätzlich mit kleineren Bauformen der Accus auskommt, wodurch die Handys klein und leicht werden.

Es ist dies ein Beispiel dafür, wie die Anwendung (*application layer* im ISO–OSI Modell) unmittelbar durch die physikalische Schicht (*physical layer*) beeinflußt ist.

Die schematischen Vektordiagramme von QPSK, OQPSK[4.3] und MSK zeigt Bild 4.7.

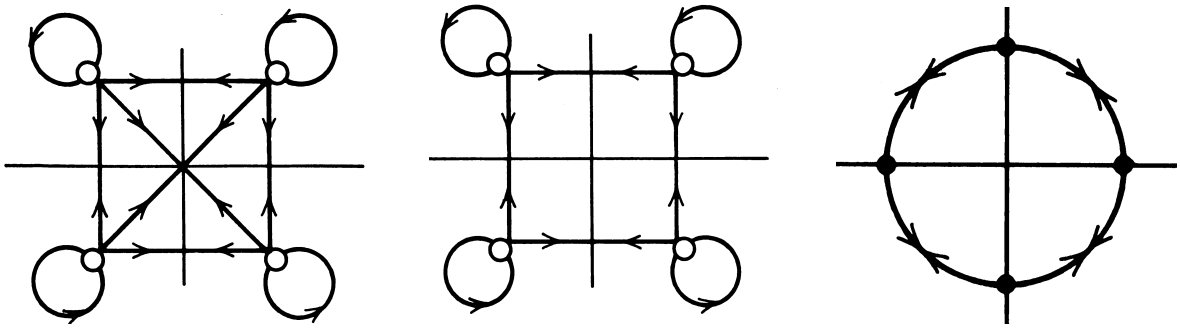

Bild 4.7: Typische Vektor–Diagramme für QPSK, OQPSK (schematisch) und MSK

4.2.2 MSK als OQPSK mit Datensymbolen in Form von Cos–Kuppen

Der Ausgangspunkt für die MSK ist die (unverrundete) OQPSK. Im Unterschied zur OQPSK werden die I & Q Symbole bei der MSK vor der Modulation Cos–förmig verrundet.[4.4] Damit wird aus jedem Bit ein Symbol in der Form einer Cos–Kuppe, Bild 4.8.

[4.3] Vergleiche Bild 2.4 (Seite 10) für die tatsächliche Form der Vektor–Diagramme.
[4.4] Vergl. hierzu „Basisband–Systeme“ Kapitel 1

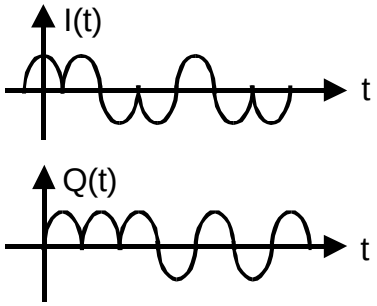

Bild 4.8: Symbolformung und Timing in den I und Q Zweigen bei MSK

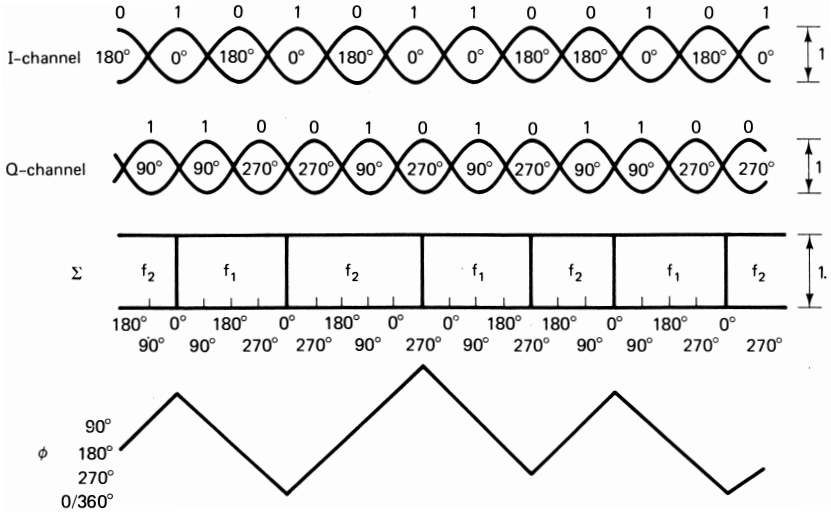

Bild 4.9: Hüllkurven–Schwankungen der MSK, Phase der Trägerschwingung und Verlauf der Phase Φ

Durch den Offset (*Delay*) der Cos–Kuppen zwischen dem I Zweig und dem Q Zweig (um eine halbe Symbol–Dauer $T_S/2 = T_b$) einerseits, und der 0^0 bzw. 90^0 Drehung bei der Modulation (mit einem Cos– bzw. Sin–Träger) anderseits, erreicht man genau die **Parameterdarstellung eines Kreises**, siehe das Vektor–Diagramm, Bild 4.7 (rechts). Damit ist sofort einsichtig, daß die **Hüllkurve der MSK konstant** ist, denn es gilt allgemein:

$$\sqrt{\cos(x)^2 + \sin(x)^2} = 1 \tag{4.1}$$

Dies zeigt auch Bild 4.9, bei dem die Symbole im I und Q Zweig und die resultierende Hüllkurve der Trägerschwingung dargestellt sind.

Die Information der MSK steckt also nicht in der Amplitude, sondern im **Winkel** Φ der modulierten Schwingung. MSK ist daher eine **Winkel–Modulation** und kann deshalb mittels eines Klasse „C“ Verstärkers (mit hohem Wirkungsgrad) verstärkt werden, ohne dadurch eine Verzerrung zu erleiden.

Wie die vorausgegangene Überlegung aber zeigt, kann die **MSK als lineare Modulation mit Cos–förmig verrundeten Symbolen** aufgefaßt werden und demzufolge der MSK–Modulator auch so realisiert werden, Bild 4.10. Die Symbol–Formung erfolgt im Digitalen Interpolations–Filter.

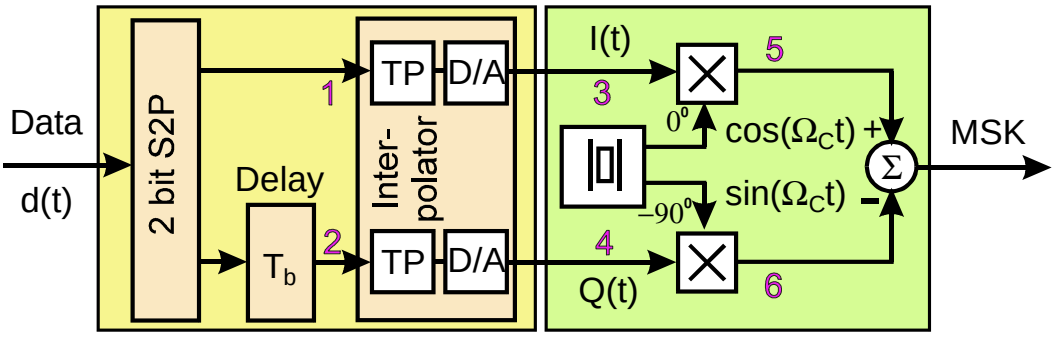

Bild 4.10: Der MSK Modulator als linearer OQPSK Modulator mit Cos–förmigen Symbolen; Symbol–Verrundung im Interpolator

Bei der Demodulation im Empfänger werden der I und der Q Zweig getrennt demoduliert. Als optimaler Empfänger kann dafür jeweils ein Korrelator[4.5] eingesetzt werden. Damit kann in dem Spezialfall der MSK auch die Demodulation (und ggf. die Entzerrung) wie bei linearen Digitalen Modulationen erfolgen.

[4.5] Vergl. das Skript „Basisband–Signale“.

Da die Symbole zeitlich begrenzt sind, ist das Spektrum der MSK nicht bandbegrenzt. Es hat die Form, die von der Zeitfunktion „Cos Kuppe“ her bekannt ist. Es nimmt für größeren Abstand von der Mittenfrequenz gemäß $1/\omega^2$ ab, also (betragsmäßig) mit 40 dB pro Dekade, Bild 4.11.

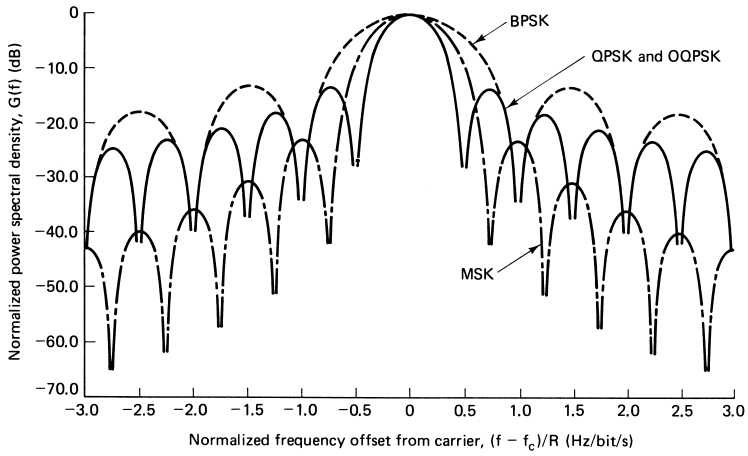

Bild 4.11: Spektrale Leistungs–Dichte von MSK im Vergleich zu QPSK/OQPSK (unverrundete Symbole) und BPSK (unverrundet, gleiche Datenrate)

4.2.3 MSK als Frequenz–Modulation

Die MSK kann aber auch als (echte) **Frequenzmodulation** mit **unverrundeten Datensymbolen** aufgefaßt werden. Hierzu betrachtet man die Zeigerdarstellung der FM, Bild 4.12.

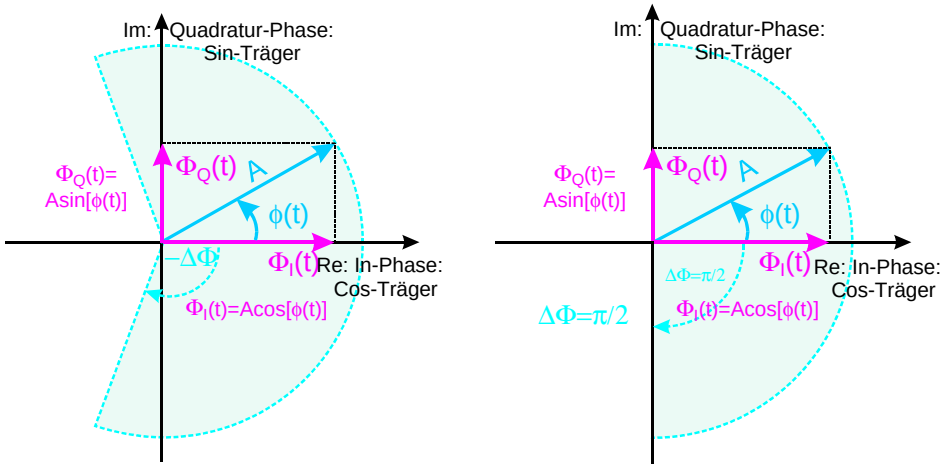

Bild 4.12: Pendelzeiger der FM und Zerlegung in I & Q Komponenten; links: allgemein; rechts: $\Delta\Phi = \pi/2$

Man erkennt dann sofort aus der Zeigerdarstellung, daß für eine Phasendrehung von

$$\Delta\Phi = \pi/2 \qquad \text{bzw. allgemein} \qquad \Delta\Phi = n\pi/2 \quad ; \qquad n = 1, 2, \cdots \tag{4.2}$$

$I(t) = \Phi_I(t)$ bzw. $Q(t) = \Phi_Q(t)$ **Cos–** bzw. **Sin–Kuppen** darstellen, wenn sich ϕ **linear mit der Zeit** t ändert.

$$I(t) = \Phi_I(t) = A\cos[\phi(t)]; \qquad Q(t) = \Phi_Q(t) = A\sin[\phi(t)] \tag{4.3}$$

Die Phase ϕ der modulierten Schwingung ändert sich dabei pro Bitdauer T_b des ursprünglichen Datenstroms um $\pm\pi/2$, je nach Vorzeichen des Bits. π ist der Phasenwinkel zwischen dem Beginn und dem Ende der Cos–Kuppe: $\cos(0) = \cos(\pi) = 0$. Dies entspricht der Dauer von 2 Bits ($T_S = 2T_b$), da die Symbolströme in den I & Q Zweigen die halbe Geschwindigkeit des Datenstroms haben.

- Logisch "1" entspricht damit $\Delta\Phi = \pi/2$, logisch "0" entspricht $\Delta\Phi = -\pi/2$.

Damit steckt die digitale Information in der **Drehrichtung der Phase** $\phi(t)$ des HF Trägers, Bild 4.13.

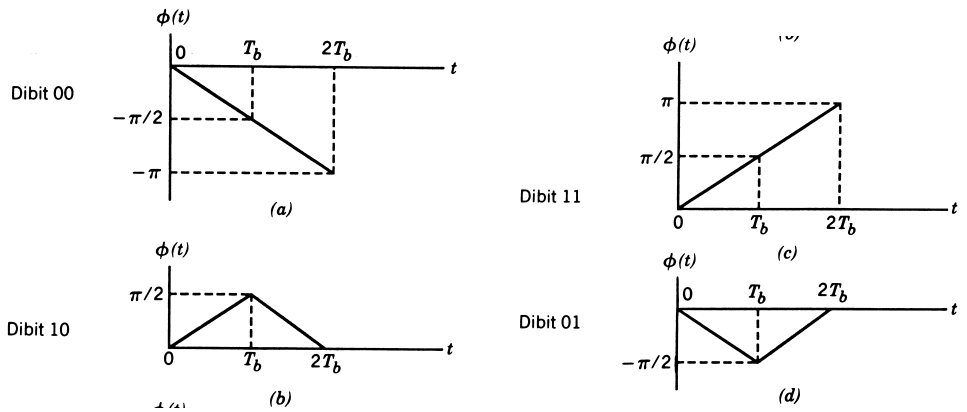

Bild 4.13: MSK: Phasenänderung der Trägerschwingung pro übertragenem Bit bzw. Dibit (Bitdauer: T_b)

Aus Bild 4.13 ist erkennbar, daß (im Unterschied zu QPSK mit unverrundeten Datensymbolen, Bild 3.10, Seite 17) bei der MSK (betrachtet als Frequenzmodulation mit unverrundeten Datensymbolen) **keine Phasen–Sprünge** auftreten. Modulationen dieser Art werden daher auch als **Continuous Phase Modulationen** (CPM) benannt. Für die Datenübertragung interessieren die an der Symbol–Grenze (bzw. an der Bit–Grenze) erreichten Werte der Phase. Dies entspricht der Energie des Symbols.

Gemäß Bild 4.13 ist der Phasen–Verlauf $\phi(t)$ proportional zum Integral (mit laufender oberer Grenze) über die Zeitfunktion der Daten $d(t)$ (als bipolares Signal). Das bedeutet, daß die (momentane) Frequenz–Änderung $\varpi(t)$ proportional zum Zeitverlauf der Daten ist, wie Bild 4.14 das zeigt.

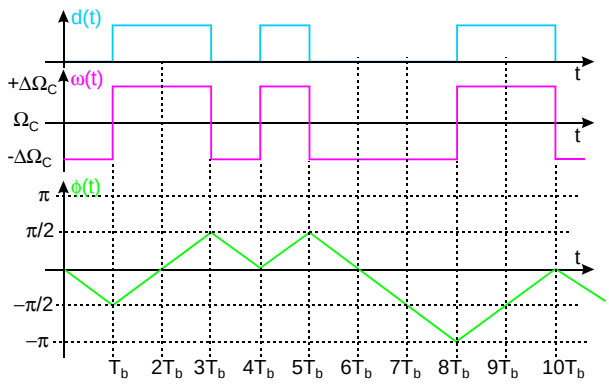

Bild 4.14: Bei MSK ist die Frequenz–Änderung proportional zum Daten–Signal. MSK ist daher übertragungstechnisch eine FM. Die Phase ändert sich linear um $\pm\pi/2$ an der Bit–Grenze.

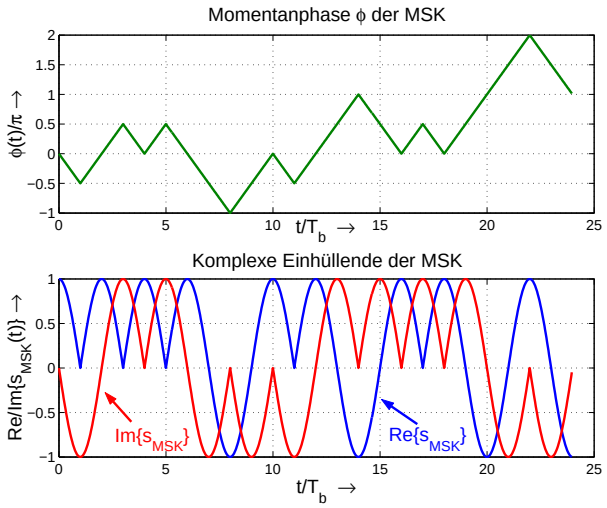

Bild 4.15: Phase und Komplexe Einhüllende der MSK

Bild 4.15 zeigt den Zusammenhang zwischen der momentanen Phase $\phi(t)$ und der komplexen Einhüllenden $\Re\{s_{MSK}\}, \Im\{s_{MSK}\}$ (Vergl. Bild 4.8, Seite 27).

Aus 4.14 geht eindeutig hervor, daß es sich bei einer Digitalen Winkel–Modulation um eine **Frequenz–Modulation** (FM) handelt, denn der Zeitverlauf des Datensignals ist proportional zur Frequenz–Änderung des modulierten Signals. In der Literatur werden diese Digitalen Modulationen üblicherweise jedoch als *„Digital Phase Modulation"* bezeichnet. Dies wird verständlich, wenn man bedenkt, daß die digitalen Symbole (entsprechend zur Matched Filterung bzw. Korrelation) integriert werden (mit laufender oberer Grenze). Die Integration der Frequenz–Änderung führt aber auf eine Phasen–Änderung.

4.2.4 Vektor–Diagramm der MSK

Wie aus Kapitel 2.4 „Vektor–Diagramm“ (Seite 10) hervorgeht, ist das Vektor–Diagramm identisch mit der Y über X Darstellung von $Q(t)$ über $I(t)$ und stellt damit die **Komplexe Einhüllende** der Modulation dar. Bild 4.16 zeigt das Vektor–Diagramm der MSK in 3D Ansicht mit den gleichen Daten wie in Bild 4.15. Man erkennt, daß der Verlauf aus exakten Kreis–Bögen besteht. (Vergl. Bild 4.7 rechts)

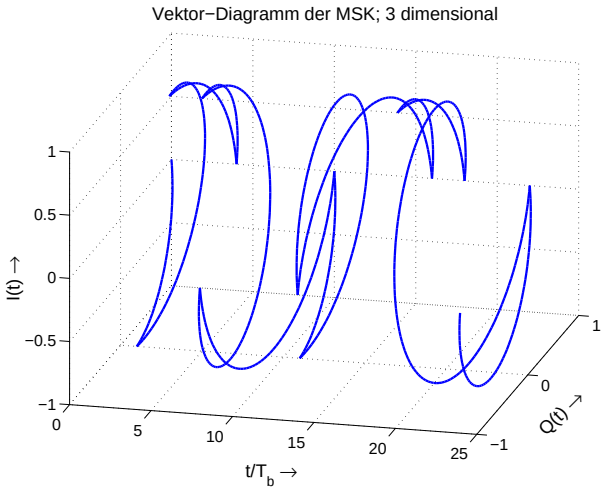

Bild 4.16: Vektor–Diagramm der MSK in 3D Darstellung

4.2.5 Frequenz–Hub und Modulations–Index der MSK

Die Momentan–Frequenz $\varpi(t)$ einer FM ist die Ableitung der Phase $\phi(t)$ nach der Zeit t.

$$\varpi(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \tag{4.4}$$

Da an der Bit–Grenze der Wert $\Delta\Phi = \pi/2$ erreicht wird, läßt sich daraus die Größe des Frequenz–Hubes $\Delta\Omega = 2\pi\Delta F$ berechnen.

$$\Delta\Omega = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = \frac{\pi/2}{T_b} = \frac{\pi}{2T_b} = \frac{\pi}{T_S} \quad \rightsquigarrow \quad \boxed{\Delta F = \frac{1}{4T_b} = \frac{1}{2T_S}} \tag{4.5}$$

Mit der „Bit–Frequenz“ $f_b = 1/(2T_b)$ wird

$$\boxed{\Delta F = f_b/2 \qquad \textbf{Frequenz–Hub der MSK}} \tag{4.6}$$

Der Frequenz–Hub ΔF ist bei MSK somit stets gleich der haben „Bit–Frequenz“.

Der Modulations–Index[4.6] wird im digitalen Fall mit m bezeichnet und definiert als

$$\boxed{m = 2\Delta F \cdot T_b = \frac{\Delta F}{f_b}} \quad \rightsquigarrow \quad \boxed{m = \frac{1}{2} \quad \textbf{Modulations–Index der MSK}} \tag{4.7}$$

Mit Gleichung (4.6) folgt unmittelbar, daß der Modulations–Index (Phasenhub) m bei MSK immer den Wert $m = 1/2$ hat.

4.2.6 Frequenz– und Phasen–Modulation

Es besteht eine enge Verwandtschaft zwischen einer Frequenz– und einer Phasen–Modulation.[4.7] Danach läßt sich eine FM mit Hilfe eines Phasen–Modulators (P–Mod) dadurch erzeugen, indem das Daten–Signal (allgemein: Nachrichtensignal $u_N(t)$) zuvor integriert wird, Bild 4.17.

[4.6] Bei der analogen Frequenz–Modulation mit Cos–förmigem Nachrichtensignal der Frequenz f_N ist der Modulations–Index definiert als $\beta = \Delta\Phi = \frac{\Delta F}{f_N}$ und damit formal gleich wie im digitalen Fall. β kann jedoch beliebige Werte annehmen.

[4.7] Siehe hierzu „Signale und Systeme“ das Kapitel „Winkel–Modulation“.

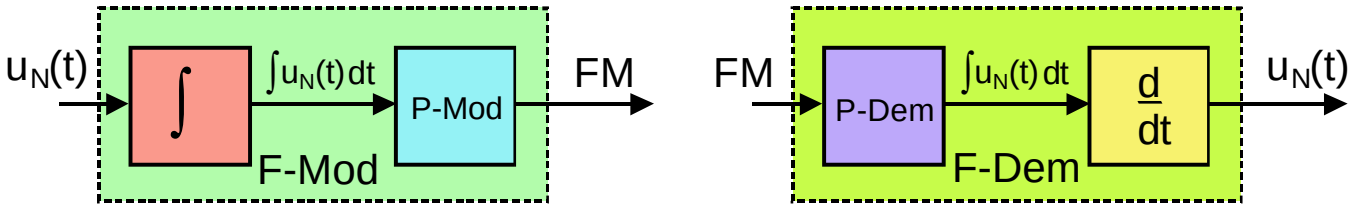

Bild 4.17: Erzeugung einer FM mittels eines Phasen–Modulators (P–Mod) mit vorgeschaltetem Integrator und Demodulation einer FM mittels eines Phasen–Demodulators (P–Dem) mit nachgeschaltetem Differenzierer.

Entsprechend läßt sich ein FM Signal mittels eines Phasen–Demodulators (P–Dem) demodulieren, indem ein Differenzierer nachgeschaltet wird. Da bei einer Digitalen Übertragung der Zeitverlauf des demodulierten Signals im Einzelnen weniger interessiert, läßt sich die Differentiation auch durch eine Quotienten–Bildung ersetzen, was dann auf eine sub–optimale Lösung führt.[4.8]

Das empfangsseitig „geschätzte“ Datensignal $\tilde{d}$ ergibt sich dann pro Daten–Bit aus der „geschätzten“ Phasenänderung $\Delta\,\tilde{\Phi}$:

$$\tilde{d} = \frac{\Delta\,\tilde{\Phi}}{T_b} \tag{4.8}$$

4.2.7 MSK Modulator–Struktur (Winkel–Modulation)

Obwohl MSK übertragungstechnisch eine FM ist, sind übliche (analoge) FM Modulatoren hierfür ungeeignet. Diese haben eine untere Grenzfrequenz $\omega_u \neq 0$ für das Nachrichtensignal, was (im Modulator) auf zeitabhängige Potential–Verschiebungen für das Nachrichten–Signal führen würde. Zusätzlich hat die dabei übliche direkte Beeinflussung der Frequenz zur Folge, daß sich die Trägerfrequenz Ω_C in einem analogen FM Modulator nicht absolut konstant halten läßt, wodurch weitere Potential–Verschiebungen des demodulierten Signals entstehen.[4.9]

Als Modulator für digitale Signale kommt daher nur ein Verfahren in Frage, das

- eine Quarz stabile Trägerfrequenz Ω_C und
- eine untere Grenzfrequenz $\omega_u = 0$ für das Nachrichtensignal gewährleistet.

Aus Bild 4.17, linke Seite, und Bild 1.7 (Seite 8) ist erkennbar, wie dies erreicht werden kann. In der Struktur Bild 1.7 kann jedoch der $A(t)$ Zweig und der Multiplizierer entfallen, da MSK eine **konstante Amplitude** hat. Somit ergibt sich eine Blockstruktur gemäß Bild 4.18.

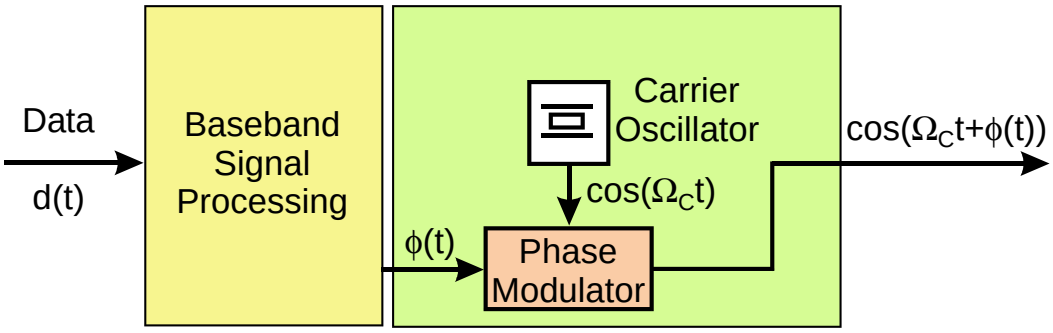

Bild 4.18: Blockschaltbild eines Winkel–Modulators für MSK (bzw. allgemein CPM)

[4.8] Zur Demodulation von analoger FM ist diese Struktur ungeeignet. Durch den nachgeschalteten Differenzierer werden Rauschen und Störungen angehoben, da beide wesentliche Anteile bei hohen Frequenzen haben.

[4.9] Diese Effekte spielen bei einer analogen Audio–Übertragung (z.B. im UKW Rundfunk) praktisch keine Rolle.

4.2.8 Phasen–Modulator mit I/Q Vorverzerrung

Einen ersten Weg zur Realisierung des Phasen–Modulators liefert die Auswertung von Gleichung (4.2.3) und das Pendelzeiger–Diagramm der FM, Bild 4.12 (Seite 28).

Mit Gleichung (4.2.3) gilt mit $\hat{u}_C = A$:

$$u_C(t) = A\{\cos\phi(t)\cdot\cos(\Omega_C t) - \sin\phi(t)\cdot\sin(\Omega_C t)\} = \Phi_I(t)\cdot\cos(\Omega_C t) - \Phi_Q(t)\cdot\sin(\Omega_C t) \tag{4.9}$$

Danach ist der Winkel $\phi(t)$ eindeutig durch die I Komponente $\Phi_I(t) = A\cos(\phi)$ und die Q Komponente $\Phi_Q(t) = A\sin(\phi)$ definiert.

$$\boxed{\phi(t) = \arctan\left(\frac{\Phi_Q(t)}{\Phi_I(t)}\right)} \tag{4.10}$$

Damit erhält man folgende Struktur für den Phasenmodulator, der eine untere Grenzfrequenz $\omega_u = 0$ für das Eingangssignal $\phi(t)$ und eine Quarz stabile Trägerfrequenz Ω_C hat, Bild 4.19.

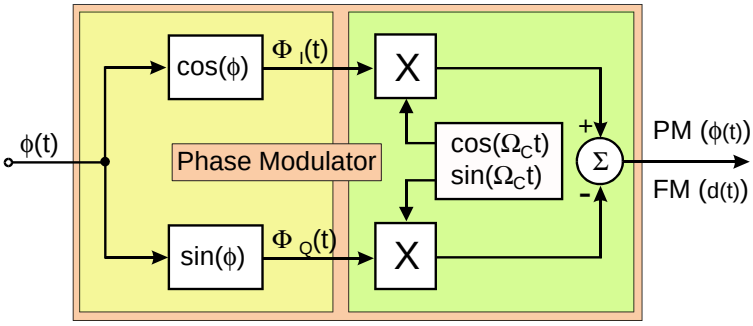

Bild 4.19: Blockschaltbild eines Phasen–Modulators

Die Erzeugung der Signale $\Phi_I = A\cos(\phi)$ und $\Phi_Q = A\sin(\phi)$ erfolgt mit Hilfe Digitaler Signalverarbeitung. Jedoch wird das Phasensignal $\phi(t)$, das als Eingangssignal für den Phasen–Modulator (Bild 4.19) bestimmt ist, in der Praxis nicht realisiert.

Dies hat einen ganz einfachen Grund. Hat das Datensignal nämlich eine längere „0“ oder „1“ Folge, kann dadurch der Betrag des Phasenwinkel–Signals $|\phi|$ so weit ansteigen, daß der Eingang des Phasen–Modulators übersteuert werden kann, wodurch die Digitale Übertragung versagen würde. Man muß hier durch Codierverfahren (z.B. Scrambeln, Interleaven usw.) dafür sorgen, daß nie eine „0“ oder „1“ Folge mit unzulässiger Länge entsteht, bzw. die laufende digitale Summe einen unzulässig großen Wert annimmt. Es ist zu beachten, daß im Empfänger beim Demodulator ähnliche Probleme entstehen können, weshalb bei der Planung und Definition eines Übertragungssystems in jedem Fall darauf zu achten ist, daß die laufende digitale Summe einen definierten Maximalwert nicht übersteigt.

Digitale Modulationen werden im Basisband kartesisch als $I(t), Q(t)$ realisiert und dann werden daraus die Phasensignale $\Phi_I(t), \Phi_Q(t)$ direkt berechnet, Bild 4.20.

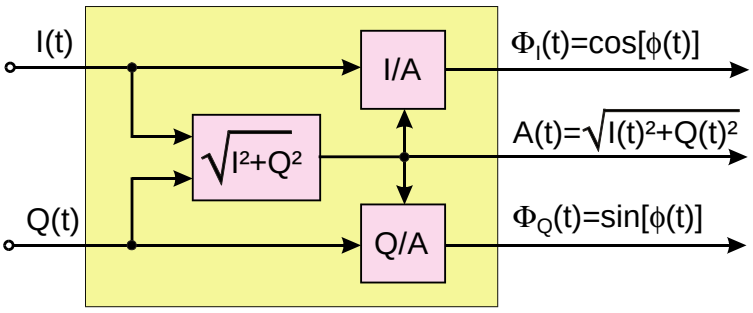

Bild 4.20: Gewinnung der Phasen–Signale $\Phi_I(t), \Phi_Q(t)$ (und des Amplituden–Signals $A(t)$) aus $I(t)$ und $Q(t)$

Es folgt aus Gleichung (1.6) und Bild 1.4 (Seite 3) bzw. aus Bild 4.12 (Seite 28):

$$\boxed{\begin{aligned} \Phi_I(t) = \cos[\phi(t)] &= \frac{I(t)}{A(t)} \\ \Phi_Q(t) = \sin[\phi(t)] &= \frac{Q(t)}{A(t)} \\ A(t) &= \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \end{aligned}} \tag{4.11}$$

Im Falle der MSK (bzw. CPM) ergibt sich $|A(t)| = 1$. Der Ausgang für $A(t)$ in Bild 4.20 wird dann nicht benötigt.

4.2.9 Phasen–Modulator mit numerisch gesteuertem Oszillator NCO

Phasen– und Frequenz–Modulation läßt sich auch mit Hilfe eines NCO (*Numerically Controlled Oscillator*) erzeugen, Bild 4.21.

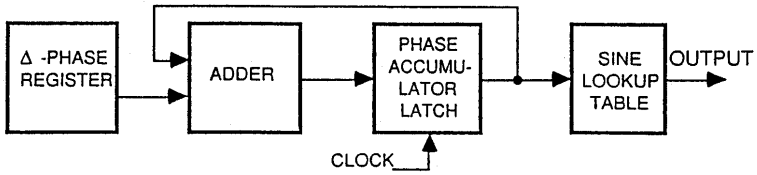

Bild 4.21: Blockschaltbild eines NCO

Herzstück eines NCO ist eine **Look–Up Tabelle** (EPROM), in der die Stützwerte einer (Sin– bzw.) Cos–Schwingung mit sehr großer Genauigkeit und in ausreichender Anzahl (z.B. mit 2^{13} Stützstellen für $1/4$ Periode und damit vielfach überabgetastet) abgelegt sind. Im Phasenaccumulator werden die Adressen für die Ansteuerung der Look–Up Tabelle berechnet. Für eine gewünschte Frequenz muß im Phasenaccumulator eine entsprechende Schrittweite eingestellt werden. Je größer die Schrittweite ist, um so höher wird die Frequenz der ausgelesenen Cos–Schwingung. Über das Δ–Phasen Register läßt sich die Schrittweite einstellen und damit auch die Phase bzw. die Frequenz modulieren.

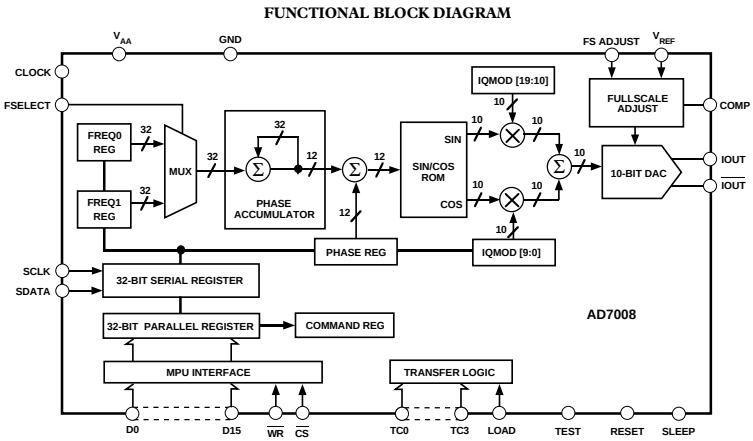

Bild 4.22: Blockschaltbild des NCO AD7008

Der Vorteil eines NCO besteht nun darin, daß er für diese Anwendung nicht in seiner Phase moduliert zu werden braucht, sondern es ist tatsächlich nur seine **Frequenz** entsprechend zu den Daten–Symbolen zu modulieren. Dies resultiert daraus, daß sich die Phase als Integral über die Frequenz ergibt. Beispielsweise ergibt sich eine beständig ansteigende Phase aus einer konstanten positiven Frequenz–Ablage. Damit ist der NCO „übersteuerungsfest“ gegenüber einer beliebig ansteigenden (oder fallenden) Phase. Bild 4.22 zeigt das Blockschaltbild des NCO AD 7008, der bis zur Trägerfrequenz $F_C = 20$ MHz I/Q modulierbar ist.

NCOs sind als ICs in vielfältiger Ausführung für einen breiten Frequenzbereich verfügbar.[4.10]

[4.10] Z.B. im Handy für die Frequenz–Einstellung und die Modulation (senderseitig) und den Umsetz–Oszillator (empfangsseitig).

4.3 CPM–Verfahren mit verrundeten Daten–Symbolen

Die Außerband–Strahlung, die bei MSK noch beachtlich ist, Bild 4.11 (Seite 28), läßt sich verringern, wenn die Datensymbole verrundet werden bevor sie dem Frequenz–Modulator zugeführt werden.

Üblich sind hierbei, je nach Anwendung, sowohl die Root–Raised–Cosine Verrundung als auch eine Gauß–Verrundung.

4.3.1 GMSK–Verfahren

Werden die (bipolaren) Datenbits $d(t)$ mittels eines Gauß–Filters verrundet, kommt man zu Gaussean Minimum Shift Keying (GMSK). Diese Modulationsart wird beim Mobilfunk angewendet, z.B. bei GSM (*Global System for Mobile Communication*) oder bei DECT (*Digital European Cordless Telecommunication*). Das Blockschaltbild eines GMSK–Modulators zeigt Bild 4.23.

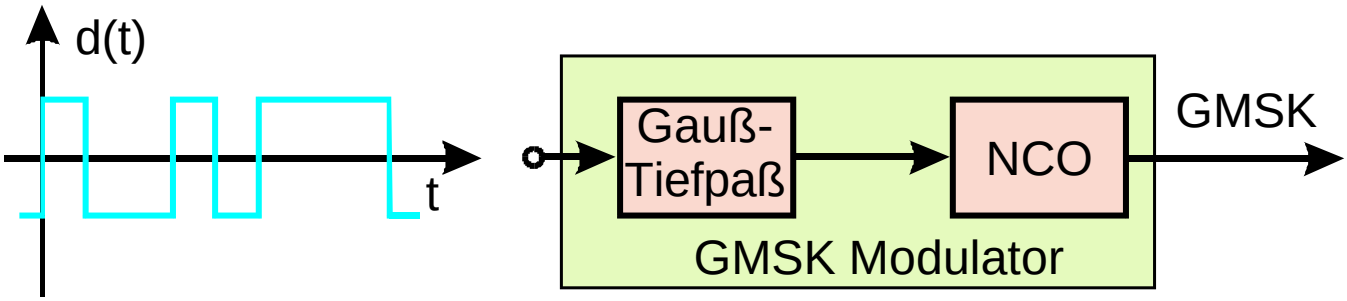

Bild 4.23: Blockschaltbild eines GMSK–Modulators

Ein Gauß–Tiefpaß hat eine Gauß–förmige Impulsantwort, die in Bild 4.24 (oben) für den Fall $T_b \cdot f_{3\,\mathrm{dB}} = 0.3$ (GMSK) dargestellt ist. Im gleichen Bild ist unten das Augendiagramm der Gauß–verrundeten (bipolaren) Daten dargestellt. Genügt die Berücksichtigung von 3 Bits (Vorläufer, aktuelles Bit, Nachläufer), besteht das Augendiagramm aus $2^3 = 8$ verschiedenen Kurven.[4.11]

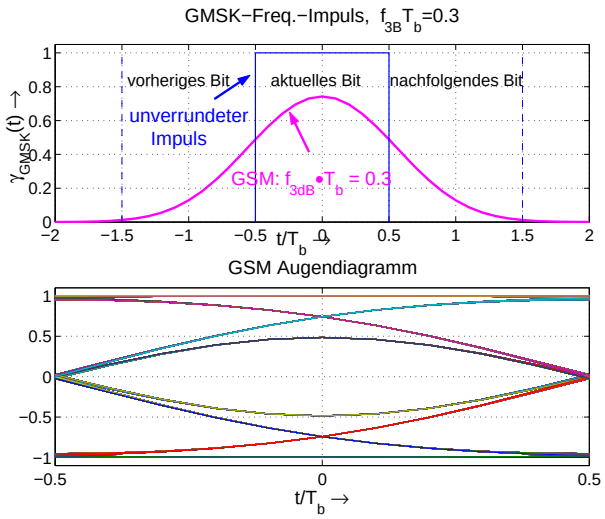

Bild 4.24: Impulsantwort des Gauß–Filters und Augen–Diagramm der Gauß–verrundeten (bipolaren) Daten für GSM

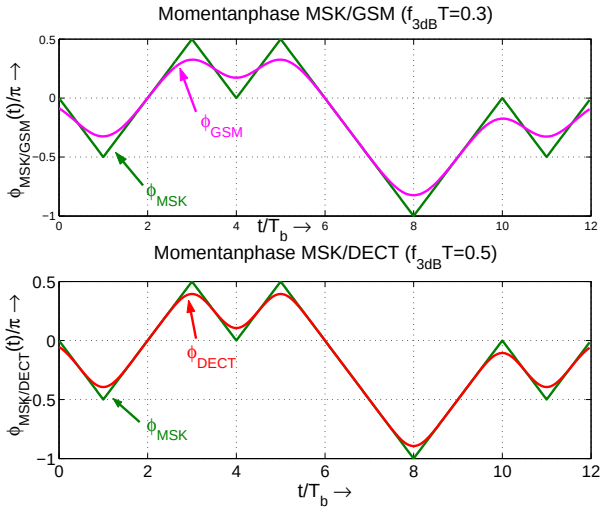

Bild 4.25: Verlauf der Momentanphase $\phi(t)$ für MSK, GSM & DECT

Durch die Gauß–Verrundung der Daten wird die Außerband–Strahlung verringert. Bild 4.26 stellt dies anhand von Messungen der Spektren von verschieden stark verrundeten CPM–Signalen dar.

[4.11] Siehe hierzu: Skript „Intersymbol–Interferenz“, Abschnitt „Realisierung der Symbol–Verrundung“.

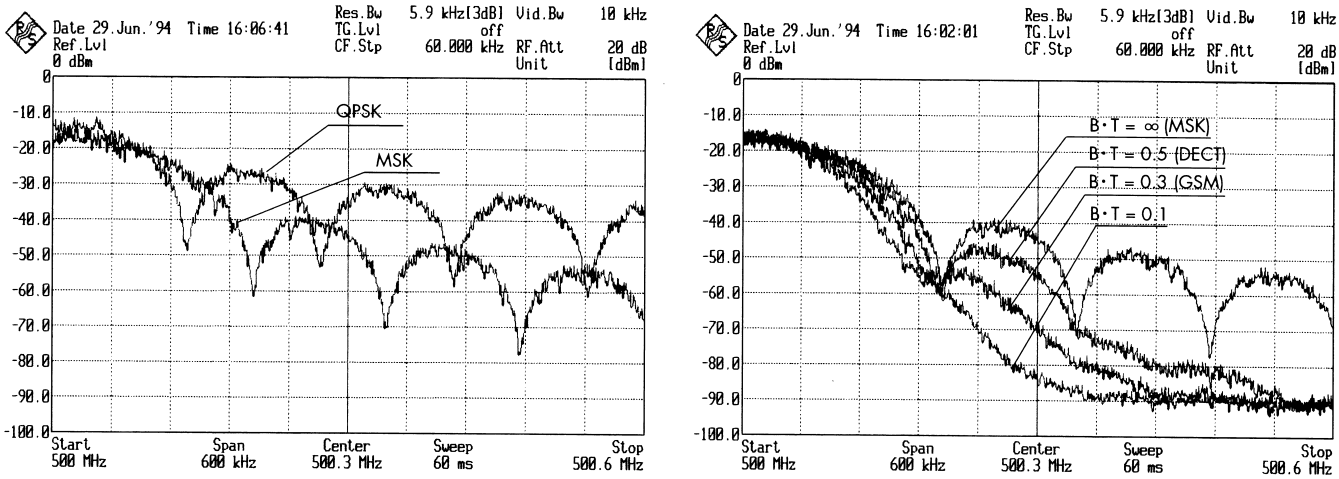

Bild 4.26: Gemessene Spektren von CPM Signalen und Vergleich mit den Spektren von QPSK und MSK Signalen (alle mit Pseudo–Random–Daten moduliert)

Der Vergleich der Bandbreite von QPSK mit MSK bzw. CPM, gemessen zwischen Mittenfrequenz und der ersten Nullstelle im Spektrum, zeigt, daß die für dieses Hauptmaximum erforderliche Bandbreite für die (exponentiellen) CPM Modulationen deutlich breiter ist als für die (lineare) QPSK Modulation.

5 Modulations–Verfahren mit Pre–Codierung

5.1 Verfahren zur Vermeidung von Phasenfehlern bei der Demodulation

Digitale Übertragungssysteme bestehen stets aus einer Kettenschaltung von Einzel–Systemen. Dabei kann es (unabsichtlich) vorkommen, daß die Daten invertiert werden.[5.1] Aus „1“ wird dadurch „0“ und umgekehrt. Durch eine senderseitige differentielle Pre–Codierung in Verbindung mit einer empfängerseitigen differentiellen De–Codierung läßt sich dieses Problem beheben.

Bild 5.1 zeigt das Prinzip der differentiellen Codierung. Auf der Sender–Seite werden die ankommenden Daten in einer Rückkopplungs–Schleife EXOR verknüpft. Die Decodierung auf der Empfangs–Seite erfolgt ebenfalls mit einer EXOR Verknüpfung, jedoch in einer Parallel–Schleife. Die Übertragungs–Strecke ist als Basis–Band System dargestellt.

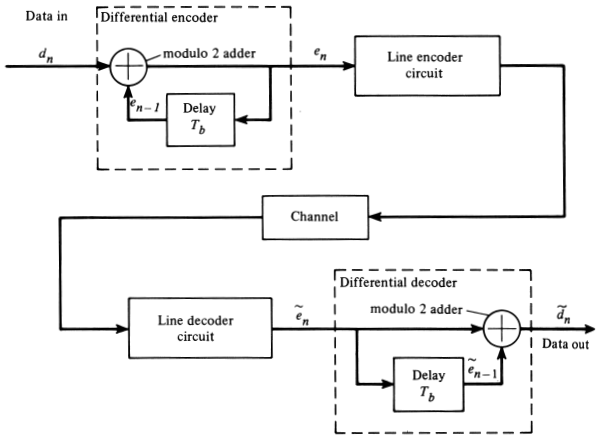

Bild 5.1: Übertragungs–Strecke mit Differentieller Codierung

[5.1] Bei der für eine synchrone Demodulation notwendigen Träger–Rückgewinnung im Empfänger (aus dem empfangenen Digitalen Signal) ergeben sich i.a. Mehrdeutigkeiten der Trägerphase.

Die Inversion der Daten kommt u.a. dadurch zustande, daß zur Demodulation ein phasenrichtiger Hilfsträger aus dem Datenstrom gewonnen werden muß. Die dafür verwendbaren Schaltungen bzw. Verfahren arbeiten im Prinzip mit Hilfe von Frequenz–Vervielfachung, weil dadurch u.a. eine Dauerschwingung auf einer Vielfachen der Frequenz des Hilfsträgers entsteht. Um zur Frequenz des Hilfsträgers selbst zu kommen, ist dann eine Frequenz–Teilung erforderlich. Bei den Frequenz–Teilern ist jedoch nicht vorhersehbar, ob diese mit der „richtigen" Flanke starten. Tun sie das nicht, stimmt die Phasenlage des Hilfsträgers nicht.

Bei einer Teilung durch 2 ergibt sich somit eine Phasenunsicherheit von $360^0/2 = 180^0$. Bei einer notwendigen Teilung durch N für höherstufige Modulationsverfahren kann somit eine Phase mit Vielfachen von $360^0/N$ entstehen, womit die empfängerseitige Zuordnung von Symbolen zu Bits auf vielfältige Weise falsch werden kann.[5.2] Differentielle Codierung wird in praktischen Systemen häufig angewendet.

5.2 Verfahren zur Vermeidung von Nulldurchgängen im Vektor–Diagramm

Modulationen mit konstanter Einhüllender wie die CPM Verfahren können mit Hilfe von Klasse C Schalt–Verstärkern mit großem Wirkungsgrad verstärkt werden. Nachteilig ist die größere Bandbreite der CPM Modulationen gegenüber linearen Modulationen.

Lineare Modulationen können streng genommen überhaupt nicht mit Schaltverstärkern verstärkt werden, denn sie werden hierbei stark verzerrt, weil dadurch sämtliche Schwankungen der Hüllkurven verschwinden. Man benötigt daher lineare Verstärker mit entsprechend schlechtem Wirkungsgrad. Das bedeutet aber, daß dann für mobilen Betrieb (handhelds) entsprechend große und schwere Accus erforderlich werden.

Als Kompromiß werden daher Modulations–Arten verwendet, die im Vektor–Diagramm keine Nulldurchgänge haben. Diese können in der Praxis mit Hilfe von Klasse C Verstärkern verstärkt werden, ohne allzu großen Schaden zu erleiden. Die dabei entstehenden Randaussendungen müssen durch Bandpässe in der Hochfrequenz–Ebene beseitigt werden.

5.2.1 $\pi/4$ Phasen–Differenz–Codierung ($\pi/4$ DQPSK)

Das Vektor–Diagramm von DQPSK unterscheidet sich nicht von dem von QPSK, denn in beiden Fällen wird keine Vorsorge dafür getroffen, daß Nulldurchgänge vermieden werden (im Unterschied zu OQPSK).

Bei der $\pi/4$ DQPSK werden die Nulldurchgänge (im Vektor–Diagramm) dadurch vermieden, daß zwischen die ursprünglichen (quadratisch angeordneten) Symbol–Punkte • des Phasensterns 4 weitere Punkte ∘ eingefügt werden, so daß (oberflächlich betrachtet) ein Phasen–Stern wie von einer 8PSK entsteht, wobei dann der Winkelabstand benachbarter Punkte zu $2\pi/8 = \pi/4$ wird.

Die Codier–Vorschrift lautet damit:

- Ist der aktuelle Symbol–Punkt $d(2i+1)$ ein •, muß der nächste ein (beliebiger) ∘ sein.
- Ist der aktuelle Symbol–Punkt $d(2i)$ ein ∘, muß der nächste ein (beliebiger) • sein.

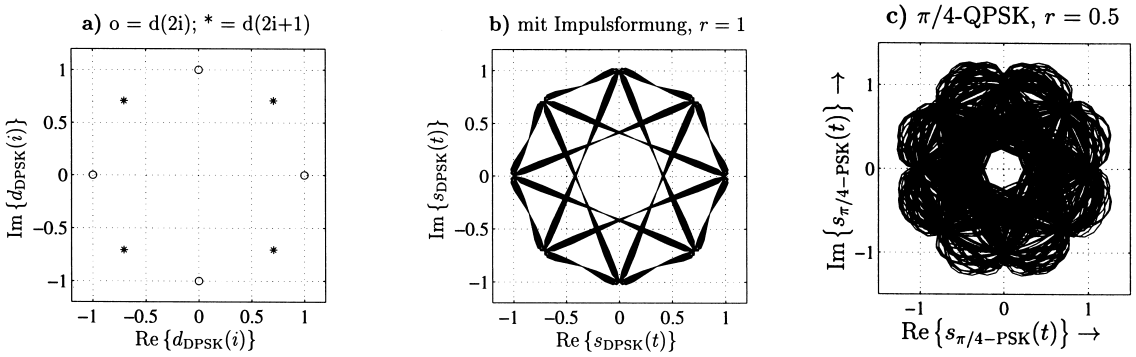

Bild 5.2: Symbol–Punkte und Vektor–Diagramme von $\pi/4$ DQPSK mit Roll–Off $\varrho = [1, 0.5]$ und Raised Cosine Verrundung

[5.2] Siehe hierzu Skript „Synchronisation des Empfängers".

Mit dieser Codier–Vorschrift werden Nulldurchgänge vermieden und es entsteht ein „Loch“ im Vektor–Diagramm, Bild 5.2. Für kleinere Werte des Roll–Off–Faktors $\varrho = r$ nimmt auch der Durchmesser des Loches ab.

Die Soll–Punkte bei $\pi/4$ DQPSK liegen augenscheinlich dichter beisammen als bei DQPSK oder OQPSK. Allerdings bedeutet das in diesem Fall nicht automatisch eine größere Fehlerhäufigkeit. Dies ist daraus zu verstehen, daß infolge der Codiervorschrift, von einem Startpunkt $\bullet$ nur ein Endpunkt $\circ$ erreicht werden kann. Entscheidet der Empfänger infolge einer Störung trotzdem auf $\bullet$, so ist unmittelbar einsichtig, daß dies fehlerhaft sein muß. Damit hat der Empfänger die Möglichkeit, derartige Fehler zu erkennen und ggf. zu korrigieren.

5.2.2 EDGE

Die mit EDGE (*Enhanced Data Rates for GSM and TDMA/136 Evolution*) bezeichnete Modulation wurde vorgeschlagen, weil hiermit eine Möglichkeit eröffnet werden soll, die Datenrate gegenüber GSM wesentlich zu erhöhen.

Edge ist eine Modifikation der 8PSK. Zwischen die 8 Punkte $\bullet$ der 8PSK werden 8 weitere Punkte $\circ$ eingefügt, so daß insgesamt 16 Punkte entstehen. Die Codiervorschrift lautet:

- Ist der aktuelle Symbol–Punkt $d(2i+1)$ ein $\bullet$, muß der nächste ein $\circ$ sein, der dadurch gewonnen wird, daß um den Winkel $3\pi/8$ weiter gedreht wird als es dem entsprechenden $\bullet$ bei einer 8PSK entspricht.
- Ist der aktuelle Symbol–Punkt $d(2i)$ ein $\circ$, muß der nächste ein $\bullet$ sein, der dadurch gewonnen wird, daß um den Winkel $3\pi/8$ weiter gedreht wird als es dem entsprechenden $\circ$ bei einer 8PSK entspricht

Das Vektor–Diagramm von Edge erhält dadurch ein Loch, Bild 5.3:

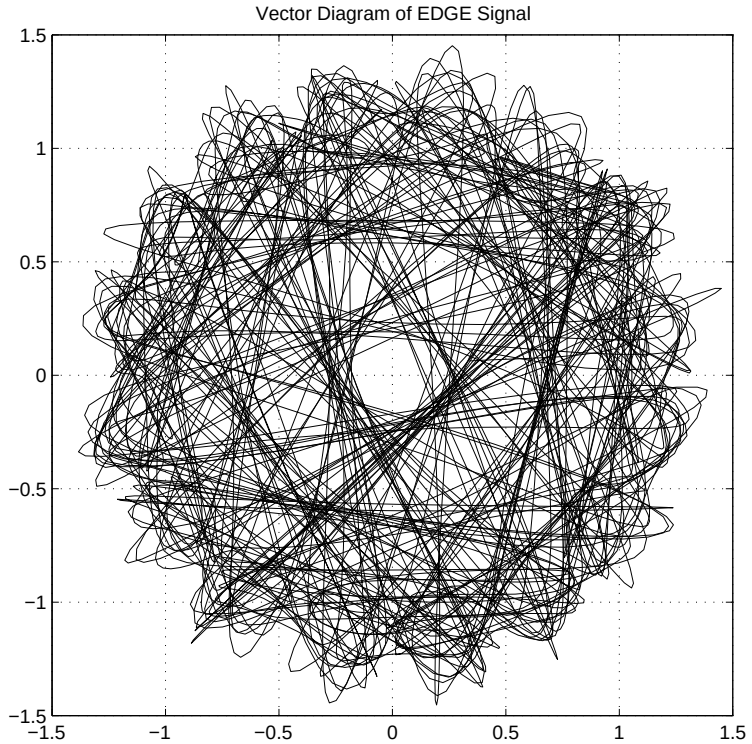

Bild 5.3: Vektor–Diagramm von EDGE (Root–Raised–Cosine, $\varrho = 0.6$)

EDGE und $\pi/4$ DQPSK sind Beispiele für codierte Modulationen.

Literatur

[1] Couch II, L.W.: *Digital and Analog Communication Systems*, MacMillan, 4th ed. 1993

[2] Kammeyer, K.D., Kühn, V.: *Matlab in der Nachrichtentechnik*, Schlembach 2001

[3] Kammeyer, K.D.: *Nachrichtenübertragung* 3.A., Teubner 2004

[4] Tomasi, W.: *Advanced Electronic Communication Systems*, Prentice Hall, 2nd ed. 1992

[5] Haykin, S.: *Communication Systems*, Wiley, 4th ed. 2001

[6] Peebles, P.Z.: *Digital Communication Systems*, Prentice Hall, 1987

[7] Feher, K.: *Digital Communications, Satellite/Earth Station Engineering*, Prentice Hall, 1983

[8] Proakis, J.G.; Masoud, S.: *Communication Systems Engineering*, Prentice Hall, 1994

[9] Bhargava, V.K.; Haccoun, D.; Matyas, R.; Nuspl, P.P: *Digital Communications by Satellite*, Wiley, 1981

[10] Blahut, R.E.: *Digital Transmission of Information*, Addison Wesley, 1990

[11] Sonnde, G.; Hoekstein, K.N.: *Einstieg in die digitalen Modulationsverfahren*, Franzis, 1992

[12] Sunde, E.D.: *Communication Systems Engineering Theory*, Wiley, 1969

[13] Reimers, U.: *Digitale Fernsehtechnik*, Springer, 1995

[14] Donnevert, J.: *Modulationsverfahren für Digitalsignal–Richtfunksysteme*, Der Fernmeldeingenieur, Jg. 38, H. 11/12, Nov./Dez. 1984

[15] Bessai, H.: *Untersuchung von Codierungs– und Modulationsverfahren im Hinblick auf die Kanal–Fehlerverteilung in PCM–Systemen*, Der Fernmeldeingenieur, Jg. 39, H 11, Nov. 1985

[16] Taub, H.; Schilling, D.L.: *Principles of Communication Systems*, McGraw–Hill, 2nd ed. 1989

[17] Lathi, B.P.: *Modern Digital and Analog Communication Systems*, Holt–Saunders, 1983

[18] Anderson, J.B.; Aulin, T.; Sundberg, C.E.: *Digital Phase Modulation*, Plenum Press, 1986

[19] Hatzold, P.: *Digitale Modulationen im Mobilfunk*, Repetitorium, Rohde & Schwarz, 1997

[20] Herter, E.; Rupp, H.: *Nachrichtenübertragung über Satelliten*, 2. A., Springer 1983

[21] Roddy, D.: *Satellitenkommunikation, Grundlagen, Satelliten, Übertragungssysteme*, Hanser & Prentice–Hall, 1991

[22] Lindner, J.: *Informations–Übertragung, Grundlagen der Kommunikationstechnik*, Springer, 2005

[23] Werner, M.: *Nachrichten–Übertragungstechnik, analoge und digitale Verfahren mit modernen Anwendungen*, Vieweg, 2006

[24] Klostermeyer, R.: *Digitale Modulation: Grundlagen, Verfahren, Anwendungen*, Vieweg, 2001

[25] Stanford Electronics: *Datenblatt STEL – 1175* (60 MHz CMOS 32 Bit Modulated NCO)

[26] Analog Devices: *Datenblatt CMOS DDS Modulator AD 7008*, Analog Devices, 1995