

## 4.3 Digitale Modulationsverfahren

### 4.3.1 Binäre Modulationsverfahren

Mit der zunehmenden Digitalisierung der Nachrichten haben sich die Anforderungen an die Übertragungstechnik stark verändert. Neue Anwendungen finden sich im digitalen Audio- und Fernsehfunk, im digitalen Mobilfunk, in den drahtlosen lokalen Rechnernetzen, usw. Die Übertragung selbst unterliegt den physikalischen Randbedingungen, so dass das bekannte Wissen über die analogen Modulationsverfahren und die Übertragung elektromagnetischer Wellen zunehmend angewendet werden kann.

Eine tiefgehende Darstellung der digitalen Modulationsverfahren, ihrer spezifischen Vor- und Nachteile sowie ihre Anwendungen würde, auch wegen der historisch gewachsenen Vielzahl von Varianten, den Rahmen einer Einführung sprengen. In den folgenden Unterabschnitten werden an wichtigen Beispielen grundlegende Überlegungen vorgestellt.

Kennzeichnend für die digitale Modulation mit sinusförmigem Träger ist, dass die modulierende Nachricht in digitaler Form, d. h. zeit- und wertdiskret, vorliegt. In Bild 4-23 wird das Prinzip an einfachen Beispielen vorgestellt. Den Ausgangspunkt liefert ein Bitstrom der in das binäre Basisbandsignal mit der Bitdauer  $T_b$  abgebildet wird. Die binäre Information kann dann beispielsweise durch Austasten eines Trägers übertragen werden. Diese einfache Form der digitalen Trägermodulation durch Amplitudenastastung (*Amplitude-Shift Keying*, ASK) wird *On-Off Keying* (OOK) genannt. Alternativ kann die Nachricht auch durch Umtasten der Frequenz (*Frequenzumtastung*, *Frequency-Shift Keying*, FSK) oder der Phase (*Phasenumtastung*, *Phase-Shift Keying*, PSK) codiert werden.

*Anmerkung:* Die binäre PSK mit Phasensprüngen um  $\pi$  entspricht einer Amplitudenmodulation des Trägers mit +1 und -1 jeweils entsprechend dem zu übertragenden Bit.

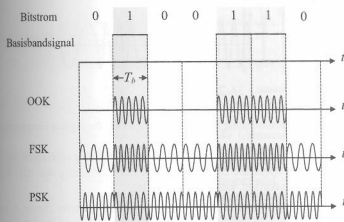


Bild 4-23 Beispiele binärer Übertragung mit Sinusträger

Der Vorteil der digitalen Übertragung liegt besonders in ihrer Störfestigkeit. Der Empfänger braucht nicht wie bei der analogen AM und FM das modulierende Signal möglichst rausch- und verzerrungsfrei zu demodulieren, sondern es genügt die diskreten Datenniveaus, die Amp-

lituden-, Frequenz- bzw. Phasenstufen, zu erkennen. Damit wirken sich Rauschstörungen als Signalverzerrungen – so lange ein gewisses Maß nicht überschritten wird – nicht auf den empfangenen Nachricht aus. Die Detektion der Nachricht geschieht in der Regel anhand des demodulierten Basisbandsignals. Der Einfluss des Rauschens auf die Detektion wird in Abschnitt 4.6 genauer diskutiert.

#### Beispiel Binäre Frequenzumtastung (BFSK)

Einen grafisch einfach darstellbaren Sonderfall der digitalen FM liefert die BFSK-Modulation, die beispielsweise Anwendung bei Telefonmodems mit Sprachbandübertragung findet. Wir skizzieren in Bild 4-24 anhand eines kleinen Beispiels das modulierende (Basisband-)Signal, die Momentanphase und das FM-Signal. Zur besseren grafischen Darstellung wählen wir ein Intervall zwischen den Umtastungen, das Bitintervall  $T = 2 / f_T$ , also zwei Trägerperioden, und den Frequenzhub  $\Delta F = f_T / 2$ .

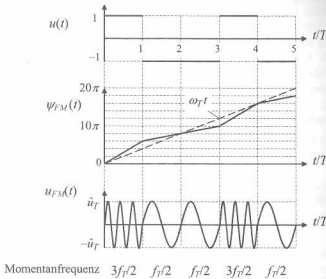


Bild 4-24 Binäre Frequenzumtastung (BFSK) als Beispiel für die digitale Frequenzmodulation.

Eine wichtige Größe zur Beurteilung eines digitalen Modulationsverfahren für seinen kommerziellen Einsatz ist seine spektrale Effizienz, da die zur Verfügung stehende Bandbreite besonders in der Funkkommunikation, knapp und teuer ist.

**Anmerkungen:** (i) Im Jahr 2000 werden in Deutschland die Frequenzbänder für die 3. Mobilfunkgeneration UMTS versteigert. Sechs Unternehmen zahlen zusammen etwa 50 Milliarden Euro für insgesamt 120 MHz, also ca. 417 Euro pro Hz Bandbreite. (ii) Auch bei der drahtgebundenen Übertragung ist die spektrale Effizienz wichtig, da mit steigender Frequenz die Verzerrungen zunehmen. Beispielsweise macht das digitale Übertragungsverfahren ADSL2+ (Asynchronous Digital Subscriber Line) aus der Jahr 2003 auf den ursprünglich für die analoge Sprachtelefonie verlegten Zweidrahtleitungen den Frequenzband bis ca. 2,2 MHz nutzbar.

Das Nutzen-Kosten-Verhältnis bezogen auf das Spektrum, der Quotient aus übertragener Bitrate und belegter Bandbreite, beschreibt die *spektrale Effizienz*

$$\left[ \frac{R_b}{B} \right] = \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}} \quad (4.26)$$

Die Verteilung der Leistung des Sendesignals im Frequenzbereich, und damit die Bandbreite, bestimmt sich im Wesentlichen aus der Form des Basisbandsignals. Liegen keine Abhängigkeiten zwischen den modulierenden Bits vor, so ist das Spektrum des *Sendegrundimpulses*, in Bild 4-23 der Rechteckimpuls des Basisbandsignals, ausschlaggebend. Aus Abschnitt 2 ergibt sich zum Rechteckimpuls im Spektrum die *si-Funktion*. Somit liefert Umasten des Trägers mit Rechteckimpulsen, die BPSK-Modulation, als Betragsspektrum den um die Trägerfrequenz zentrierten Betragsverlauf der *si-Funktion*. In Bild 4-25 sind auf die jeweiligen Maximalwerte normierte Betragsspektren im logarithmischen Maß dargestellt. Als Parameter tritt die Bitdauer  $T_b$  auf. Man erkennt, dass im Fall der *harten Umastung* mit rechteckförmigen Sendegrundimpulsen (REC) die Nebenmaxima des Betragsspektrums, die Nebenzipfel, mit wachsendem Abstand von der Trägerfrequenz relativ langsam abfallen.

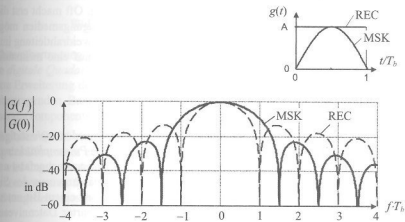


Bild 4-25 Betragsspektren der Sendegrundimpulse Rechteckimpuls (REC) und Kosinusimpuls (MSK)

Ein kompakteres Spektrum lässt sich durch eine *weiche Umastung* mit stetigen Sendegrundimpulsen erzielen. In Bild 4-25 ist als Beispiele der *Kosinusimpuls* eingetragen, wie er auch bei der *MSK-Modulation* (*Minimum-Shift Keying*) verwendet wird. Im Vergleich zur harten Umastung verbreitert sich zwar der Hauptbereich, der Hauptzipfel, jedoch konzentriert sich die Leistung stärker auf ihn. Praktisch wird dadurch eine engere Anordnung von Trägerfrequenzen in einem Frequenzmultiplexsystem möglich.

*Anmerkungen:* (i) Die normierte Darstellung der Frequenzachse in Bild 4-25 kann wie im folgenden Beispiel interpretiert werden. Angenommen ein Bitstrom mit der Bitrate von 10 kbit/s wird binär bei einer Trägerfrequenz von 800 MHz übertragen. Die Bitdauer  $T_b$  ist 0,1 ms. Der im Bild angegebene normierte Wert  $fT_b = 4$  entspricht nun im Basisband der Frequenz 40 kHz und nach Trägermodulation 800,04 MHz. Für den normierten Wert  $fT_b = -2$  folgt entsprechend nach Trägermodulation 799,98 MHz. (ii) Durch die Wahl von stetig differenzierbaren Sendegrundimpulsen kann das Spektrum weiter konzentriert werden. Darüber hinaus können durch Codierung und Vorfilterung Abhängigkeiten zwischen den Bits, bzw. im

Basisbandsignal eingebracht werden, um das Sendesignalspektrum gezielt einzustellen. Dies geschieht z. B. beim AMI-Code in Abschnitt 5. Ein Beispiel für die Tiefpassfilterung (Glättung) des Basisbandsignals gibt die GMSK-Modulation für den Mobilfunk in Abschnitt 8.

### Beispiel Spektrale Effizienz

Ein Nachteil der digitalen Übertragung liegt in der höheren Bandbreite, der geringeren spektralen Effizienz verglichen mit der AM-Übertragung. Dies veranschaulicht eine kurze Überlegung:

Die Übertragung eines analogen Telefonsprachsignals erfordert als ESB-AM-Übertragung in der Trägerfrequenztechnik ca. 4 kHz Bandbreite.

Überträgt man das Telefonsprachsignal digital als PCM-Sprache, so liegt zunächst eine Bitrate von 64 kbit/s zugrunde. Die anschließende BPSK-Übertragung belegt ein Frequenzband entsprechend Bild 4-25. Nehmen wir vereinfachend an, die tatsächlich belegte Bandbreite – z. B. nach BP-Filterung – entspricht der halben Breite des Hauptzipfels zu den REC-Impulsen, so ist die tatsächlich belegte Breite  $B = f_b = 64 \text{ kHz}$ . Die spektrale Effizienz beträgt 1 (bit/s) / Hz. Im Beispiel tritt eine Bandaufweitung um den Faktor 16 auf.

Die Bandaufweitung der digitalen Modulation wird in der Praxis oft durch eine höhere Störfestigkeit mehr als ausgeglichen, vergleiche auch FM-Übertragung. Oft macht erst die digitale Übertragung eine wirtschaftliche Nutzung stark gestörter Übertragungsmedien möglich, wie den Funkkanal beim digitalen Mobilfunk oder die herkömmliche Zweidrahtleitung im digitalen Teilnehmeranschluss. Darüber hinaus kann durch den Übergang auf eine mehrstufige Übertragung die spektrale Effizienz verbessert werden.

## 4.5.2 Mehrstufige Modulationsverfahren

Um größere Bitraten bei moderaten Bandbreiten zu übertragen, werden *mehrstufige Modulationsverfahren* verwendet. Ein einfaches Beispiel ist die vierstufige *Pulsamplitudenmodulation* 4-PAM, in Bild 4-26. Jeweils 2 Bits werden zu einem *Symbol* zusammengefasst und als ein Amplitudenwert codiert. Die Zuordnung der Symbole zu den Datenniveaus des Signals geschieht so, dass sich die Symbole benachbarter Datenniveaus in nur einem Bit unterscheiden. Da typischerweise Übertragungsfehler zur Verwechslung benachbarter Datenniveaus führen, erhält man im Mittel weniger Bitfehler. Eine derartige Codierung wird *Gray-Code* genannt.

Es resultiert ein digitales Basisbandsignal mit vier Datenniveaus. Die Dauer eines Symbols ist hier doppelt so lang wie die eines Bits. Wegen des reziproken Zusammenhangs zwischen der Zeitdauer und der Bandbreite, wird jetzt nur die halbe Bandbreite wie bei der binären ASK bzw. PSK benötigt. Oder umgekehrt, bei gleicher Bandbreite kann die doppelte Bitrate übertragen werden. Die Bitrate ist jedoch nicht beliebig steigerbar. Wie im Abschnitt 5.9 noch ausgeführt wird, wird die maximal erzielbare Bitrate, d. h. Anzahl der übertragenen Bit pro Zeit, durch die beschränkte Sendeleistung und die unvermeidliche Rauschstörung begrenzt.

Mit dem 4-PAM-Basisbandsignal wird schließlich der Sinusträger multipliziert, so dass das Signal im unteren Teilbild entsteht.

*Anmerkung:* Auch bei der digitalen Modulation spielt die Frage nach kohärentem oder inkohärentem Empfang eine Rolle. Beschränkt man sich beispielsweise bei der PAM auf positive Datenniveaus, so ist eine einfache inkohärente Demodulation mit dem Hüllkurvendetektor möglich.

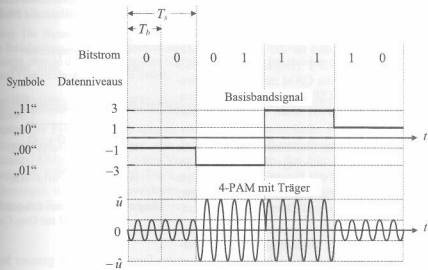


Bild 4-26 4-PAM im Basisband und mit Sinusträger

Bei der Datenübertragung steht eine hohe spektrale Effizienz im Vordergrund. Deshalb wird häufig die *digitale Quadraturamplitudenmodulation* (QAM) eingesetzt. Die digitale QAM ist eine direkte Erweiterung der Überlegungen in Abschnitt 4.3.6. Sie fußt darauf, dass prinzipiell alle zu übertragenden Bandpass-Signale wie in (4.14) als Überlagerung einer Normal- und einer Quadraturkomponente dargestellt werden können.

Bei der digitalen QAM sind die Quadraturkomponenten digitale Basisbandsignale, die durch Abbildung des Bitstromes entstehen, siehe Bild 4-27. Das tatsächlich verwendete Modulationsverfahren wird durch die Art der Abbildung des Bitstromes, englisch *Mapping* genannt, auf die Quadraturkomponenten festgelegt. Die Umwandlung des Basisbandsignals in das Bandpass-Signal und umgekehrt geschieht durch einen *Quadratur(Q)-Mischer*, wie in Bild 4-13.

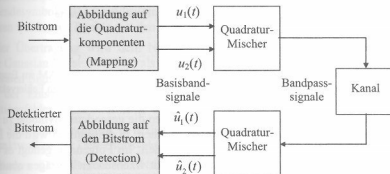


Bild 4-27 Modulator und Demodulator für die digitale Quadraturamplitudenmodulation (QAM)

Im Beispiel einer 4-PAM in den Quadraturkomponenten wird in jedem Symboltakt ein Symbol von 16 möglichen übertragen, siehe Bild 4-26 und Bild 4-28. Man bezeichnet die Modulation deshalb kurz als 16-QAM.

In der Richtfunktechnik und für die Übertragung des digitalen Fernsehens DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) wird die QAM mit bis zu 256 Stufen verwendet. Der PLC (Power Line Communications)-Standard IEEE P1901 sieht sogar 1024 und 4096 Stufen vor.

Bei jeder Verdopplung der Stufenzahl erhöht sich die spektrale Effizienz. Eine beliebige Steigerung ist jedoch nicht möglich, weil die Detektion höherstufiger digitaler QAM-Signale zunehmend anfälliger gegen Rauschen sowie Phasen- und Dämpfungsverzerrungen wird.

Bevor dies anhand eines Simulationsbeispiels verdeutlicht werden kann, muss zunächst die Detektion im Empfänger etwas genauer betrachtet werden. Bild 4-29 zeigt einen Ausschnitt aus der Signalraum-Konstellation der 16-QAM. Eingetragen sind der Signalvektor  $s$  zum Symbol 0011, der aus den Quadraturkomponenten im Empfänger gewonnene Detektionsvektor  $d$  und der Fehlervektor  $e = d - s$ , der sich bei der Übertragung durch Störungen und Verzerrungen ergibt.

Anmerkung: Der Signalraum wird je nach Bedarf in bekannter Weise mit reellen Koordinaten, wie in Bild 4-28, als komplexe Zahlenebene oder 2-dimensionaler Vektorraum beschrieben. Spielt der Vektorcharakter keine Rolle wird auch von Detektionsvariablen gesprochen.

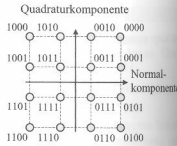


Bild 4-28 Signalraum-Konstellation der 16-QAM mit Gray-Code

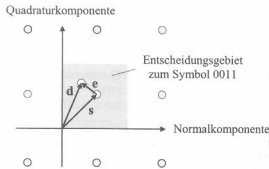


Bild 4-29 Ausschnitt aus der Signalraum-Konstellation der rechteckförmigen 16-QAM im Empfänger mit dem Signalvektor  $s$  zum Symbol 0011, dem Detektionsvektor  $d$  und dem Fehlervektor  $e$

Der Empfänger hat die Aufgabe aus den Detektionsvektoren die gesendeten Symbole zu schützen. Dabei ist es das Ziel, möglichst wenig Fehler zu machen. In Abschnitt 5 wird die Detektionsaufgabe mit der Wahrscheinlichkeitsrechnung behandelt. Im Folgenden genügt es davon auszugehen, dass die Häufigkeiten von Fehlervektoren mit wachsenden Beträgen abnehmen. Die Zahl der Fehlentscheidungen wird folglich im Mittel möglichst klein, wenn die Entscheidungsregel des „nächsten Nachbarn“ zugrunde gelegt wird. Dass heißt, zu jedem Detektionsvektor wird das Symbol entschieden, dessen Signalvektor den kleinsten Abstand zu ihm hat.

Anwenden der Entscheidungsregel auf die Signalraum-Konstellation der 16-QAM liefert zum Symbol 0011 das in Bild 4-29 grau markierte *Entscheidungsgebiet*.

*Anmerkung:* Die Signalraum-Konstellation wird als rechteckförmige QAM bezeichnet. Sie erlaubt eine einfache Entscheidung anhand der Normal- und Quadraturkomponenten. Aus diesem Grund wird sie häufig eingesetzt, obwohl die rechteckförmige Signal-Konstellation bei gleicher mittlerer Sendeleistung nicht die kleinste Fehlerwahrscheinlichkeit liefert.

### Beispiel Schätzung des Error Vector Magnitude (EVM)

Die Beträge der Fehlervektoren spielen eine entscheidende Rolle für die Empfangsqualität. Dementsprechend sind Messungen von Fehlervektoren Bestandteile von Konformitäts- und Qualitätstests. Üblicherweise werden Vorgaben bezüglich des Maximalwertes und/oder des Mittelwerts des Betrags überprüft. Für Letzteres werden jeweils eine große Zahl von  $M$  Symbolen übertragen, die Detektionsvektoren ausgewertet und die normierte empirische Standardabweichung des Fehlervektorbetrags, *Error Vector Magnitude* (EVM) genannt, bestimmt.

$$EVM_{\text{dB}} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\sum_{m=1}^M |\mathbf{d}_m - \mathbf{s}_m|^2}{\sum_{m=1}^M |\mathbf{s}_m|^2} \right) \text{ dB} \quad (4.27)$$

Die Zahlenwerte werden üblicherweise im logarithmischen Maß angegeben. Im Beispiel des WLAN-Standards IEEE-802.11a/g darf der *EVM* am Senderausgang den Wert von  $-25$  dB nicht überschreiten. Das heißt, eine mittlere Standardabweichung von 5,6 % ist noch zulässig.

*Anmerkungen:* (i) Bei den Messungen sind im Testgerät die idealen Signale oft nicht verfügbar, so dass sie geschätzt und unter Umständen die Ergebnis verfälscht werden. (ii) Die von WLAN-Sendern ausgestrahlten Signale weichen bereits von der idealen Signalraum-Konstellation ab, so dass selbst mit einem idealen Empfänger nur noch eine begrenzte Qualität bzw. Reichweite zu erzielen ist.

### Beispiel 16-QAM mit weißem gaußschen Rauschen (AWGN)

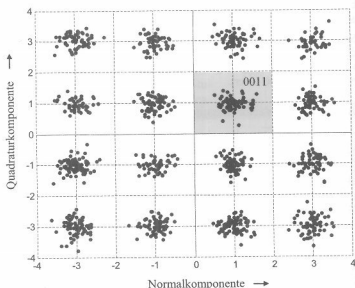
Den Einfluss des Rauschens auf die Detektion veranschaulicht das Simulationsbeispiel in Bild 4-30. Das Bild entspricht der Darstellung in Bild 4-29 mit der Normalkomponente  $d_i$  und der Quadraturkomponente  $d_q$  des Detektionsvektors,  $\mathbf{d} = (d_i, d_q)$ . Die Achsen sind so normiert, dass das Sendesymbol 0011 bei idealem Empfang das Signal  $\mathbf{s}_{0011} = (1, 1)$  liefert. Die Detektionsvektoren werden als Punkte mit den Koordinaten  $(d_i, d_q)$  dargestellt.

Bei der Übertragung wird dem Nutzsignal eine weiße gaußsche Rauschstörung (Additive White Gaussian Noise, AWGN) als Fehlervektoren überlagert. Es bilden sich Punktwolken um die idealen Signale. Fallen die Rauschamplituden relativ groß aus, rücken viele Punkte in die Nähe der Entscheidungsgrenzen; Überschreitungen der Entscheidungsgrenzen und damit Detektionsfehler können vermutet werden.

Ist das SNR genügend groß, d. h. die Rauschamplituden im Mittel genügend klein, ziehen sich die Punktwolken der Detektionsvektoren um die idealen Signale zusammen.

*Anmerkungen:* (i) Der Begriff AWGN und der Zusammenhang zwischen SNR und der Fehlerwahrscheinlichkeit werden in Abschnitt 5.5 vorgestellt. (ii) Im Bild wird ein SNR von 6 dB verwendet. Detektionsfehler sind unwahrscheinlich aber nicht ausgeschlossen.

Ende des Beispiels



**Bild 4-30** Detektionsvektoren ( $d_{s,i}$ ) für die rechteckförmige 16-QAM mit AWGN-Rauschen bei einem SNR von 6 dB und Entscheidungsgebiet für das Symbol 0011

Durch Phasenfehler und Dämpfung auf dem Übertragungsweg kommt es zu einer Drehung bzw. einer Stauchung der Signalraum-Konstellation im Empfänger. Tritt, wie oben, noch das unvermeidliche Rauschen hinzu, können die Detektionsvektoren leicht außerhalb der Entscheidungsgebiete der zugehörigen Symbole liegen. Deshalb werden in praktischen Anwendungen zu Beginn der Kommunikation und gegebenenfalls auch danach immer wieder bekannte Bitmuster gesendet, so dass der Empfänger eine Phasenverschiebung und eine Amplitudendämpfung erkennen und kompensieren kann.

*Anmerkung:* Ist die Übertragungsqualität ausreichend, kann eine Nachjustierung auch anhand der detektierten Symbole erfolgen; man spricht dann von einer Selbstadaptation statt von Training.

#### Beispiel 16-QAM mit Phasendrehung und Dämpfung

Die Simulation kann einfach durch eine Phasendrehung und eine Dämpfung erweitert werden. Im Beispiel wurde ein Übertragungsfaktor  $0,8 \cdot \exp(j\pi/8)$  vorgegeben: Die Signalraum-Konstellation zieht sich somit um den Faktor 0,8 zusammen und dreht um  $22,5^\circ$  gegen den Uhrzeigersinn.

In Bild 4-31 ist die Wirkung zu sehen. Sind Phasendrehung und Dämpfung im Empfänger bekannt, so können auch die Entscheidungsgrenzen nachgeführt werden, was im Bild am Beispiel des Symbols 0011 zu sehen ist.

*Anmerkung:* Weil die Entscheidungsgrenzen in Bild 4-31 nicht mehr parallel zu den Achsen sind, ist für die Entscheidung einfacher die Signalraum-Konstellation zurückzudrehen und aufzuspreizen, was spricht von Entzerrung. Allerdings wird das Rauschen mit verstärkt, so dass die Fehlerwahrscheinlichkeit dabei nicht abnimmt.

Ende des Beispiels



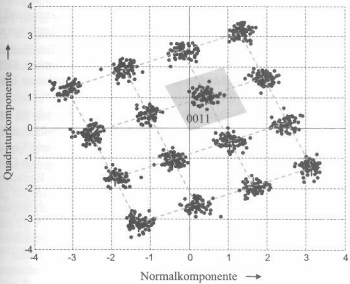


Bild 4-31 Signalraum-Konstellationsdiagramm der rechteckförmigen 16-QAM mit Phasendrehung und Dämpfung, siehe Bild 4-30

Anmerkungen: (i) Die Quadraturdarstellung ist für alle Bandpass-Signale möglich. Es ergibt sich eine einheitliche Darstellung, unabhängig davon ob die Trägeramplitude, die Trägerphase oder beides moduliert werden. Die Unterschiede zwischen den digitalen Modulationsverfahren mit Träger bestehen in der Abbildung des Bitstromes auf die Quadraturkomponenten. (ii) Die Erzeugung der modulierenden Basisband-Signale kann, wie zum Beispiel in den GSM-Handgeräten, durch einen digitalen Signalprozessor mit nachfolgender Digital-Analog-Umsetzung erfolgen. Das Modulationsverfahren wird dann nur durch die verwendete Software bestimmt. Für die Mobilkommunikation der Zukunft wird am breitbandigen „Software-Radio“ gearbeitet, das sich durch Laden der Modulator- und Demodulator-Software über eine universelle Funk-Schnittstelle an die jeweiligen Gegebenheiten vor Ort anpasst. (iii) Die QAM ist ein wesentlicher Bestandteil des OFDM-Verfahrens und damit Grundlage vieler Anwendungen.

Das Problem der Dämpfungsverzerrungen kann bei der Detektion reduziert werden, wenn die Nachricht nur in der Trägerphase codiert wird. Bild 4-32 zeigt die Signalraumkonstellationsdiagramm für die 8-PSK-Modulation. Alle Symbole liegen auf einem Kreis um den Ursprung und haben so den gleichen Betrag. Die Codierung geschieht je nach zu übertragendem Symbol durch Umschaltung der Normal- und Quadraturkomponente.

Für die Dekodierung ist die Phasenlage wichtig, wie die Entscheidungsgebiete in Bild 4-32, die radialen Sektoren, zeigen. Amplitudenschwankungen im Empfangssignal spielen im Vergleich zur 16-QAM des-

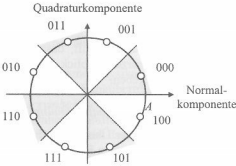


Bild 4-32 Signalraum-Konstellationsdiagramm der 8-PSK-Modulation mit Entscheidungsgebieten und Gray-Code

halb keine so große Rolle.

Auch langsame Phasendrehungen sind tolerierbar, wenn die Nachricht in der Phasendifferenz aufeinander folgender Symbole codiert wird. Diese Variante, *differenzielle PSK (D-PSK)* genannt, findet als besonders robustes Verfahren ihre Anwendung. Ein Beispiel liefert die Funkübertragung mit der 2005 eingeführtem Weiterentwicklung Bluetooth EDR (Enhanced Data Rate). Dort wird mit der 8-DPSK-Modulation im Kurzstreckenfunk eine Bitrate von ca. 3 Mbit/s erreicht.

Die mehrstufige PSK-Modulation, die *M-PSK*, ist wegen ihrer Robustheit im Mobilfunk von besonderem Interesse. Als Modulation mit konstanter Einhüllenden, siehe auch FM, ist sie relativ unempfindlich gegen Nichtlinearitäten, was den Einsatz effizienterer Verstärker erlaubt. Anwendungen der 8-PSK findet man beispielsweise im der Erweiterung von GSM, *Enhanced Data Rates for GSM Evolution (EDGE)* genannt. Wegen ihrer relativen Einfachheit hat die 4-PSK, die *quaternäre PSK (Q-PSK)*, viele Anwendungen gefunden. Sie kann als „gleichzeitige“ binäre Amplitudenumtastung, also BPSK-Modulation, in den Quadraturkomponenten aufgefasst werden. Anwendungsgebiete reichen von Telefonmodems, z. B. der V.22 Empfehlung für die Übertragung mit 1200 kbit/s, bis zur Mobilkommunikation, wie beispielsweise dem US-amerikanischen Mobilfunkstandard der 2. Generation U.S. Digital Cellular (USDC). Die QPSK-Modulation ist bei drahtlosen lokalen Netzen zu finden.