

Modulation

Den Datenstrom nach der Kanalcodierung möchte man häufig über einen Kanal zu einem Empfänger übertragen. Der Kanal kann entweder ein Kabel (Kupfer oder opt. Leiter) oder eine Funkübertragung sein. Im Folgenden wird zunächst die Leitungscodierung vorgestellt, deren Verfahren man zur Übertragung auf einem Kabel verwendet. Im Anschluss werden verschiedene Modulationsverfahren eingeführt, die man zur Übertragung von Signalen auf einem Funkkanal einsetzt.

Leitungscodierung

Möchte man nur ein Signal über ein Kabel übertragen, so kann man das Signal im „Basisband“, d.h. ohne kontrollierte Verschiebung auf der Frequenzachse, übertragen. Dabei verwendet man verschiedene Pulsformen, um beispielsweise ein gleichanteilfreies Signal zu erzeugen oder die

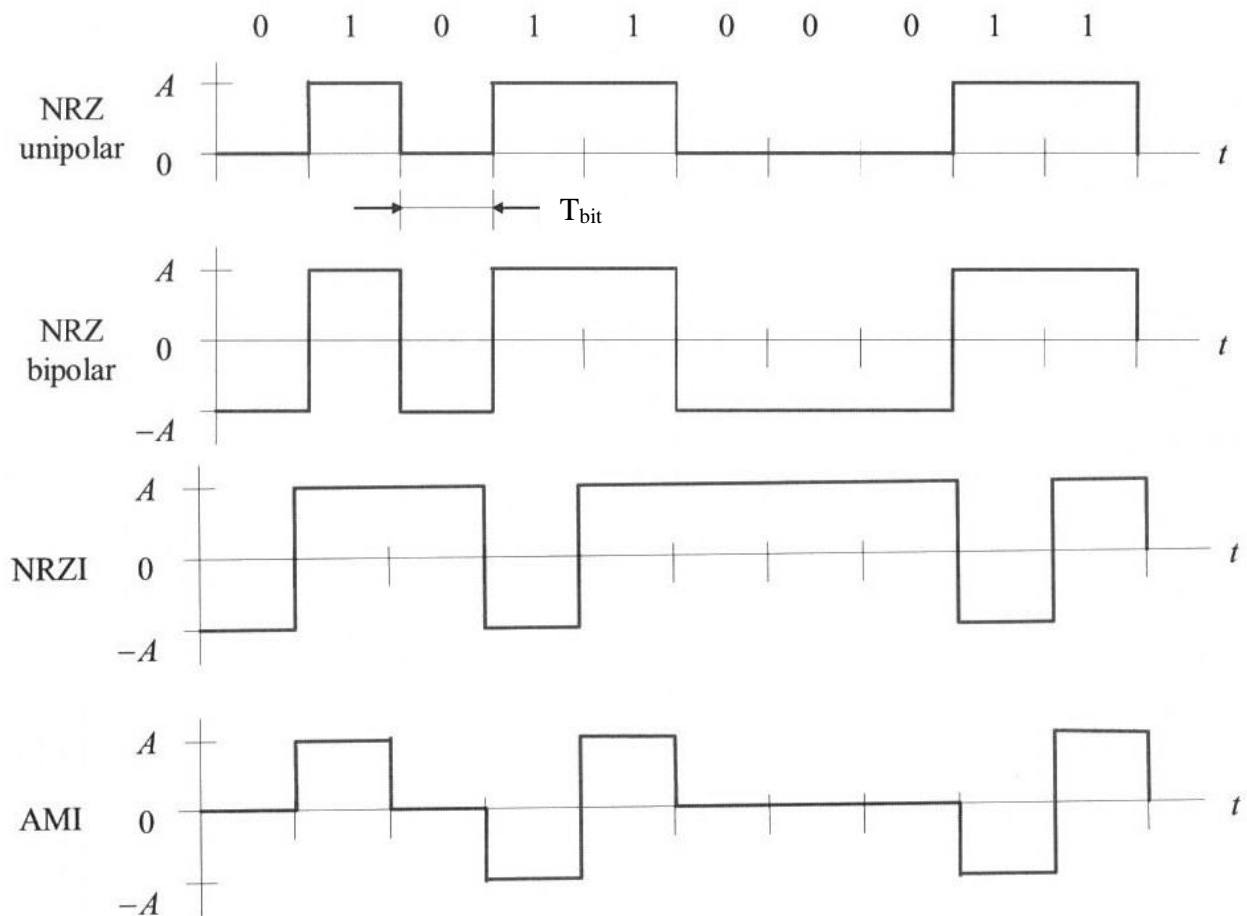


Bild 1: Unterschiedliche Pulsformen zur Leitungscodierung

Taktrückgewinnung zu vereinfachen. Eine Bitfolge und die resultierenden Signalverläufe sind in Bild 1 für einige beispielhaft ausgewählte Pulsformen, z.B.

- NRZ – non return to zero und
- AMI – alternate mark inversion dargestellt.

Man spricht an dieser Stelle auch von Leitungscodierung. Ein Beispiel eines etwas komplexeren Leitungscodes ist der 4B3T Code, bei dem 4 Bits auf 3 ternärwertige Signalabschnitte abgebildet werden. Ein 4B3T Code wird als so genannter MMS43 Code auf der U_{k0} Schnittstelle im ISDN eingesetzt. Die Zuordnung der 4 Bits zu den drei ternärwertigen Abschnitten ist beispielhaft für 4 Abschnitte in Bild 2 dargestellt.

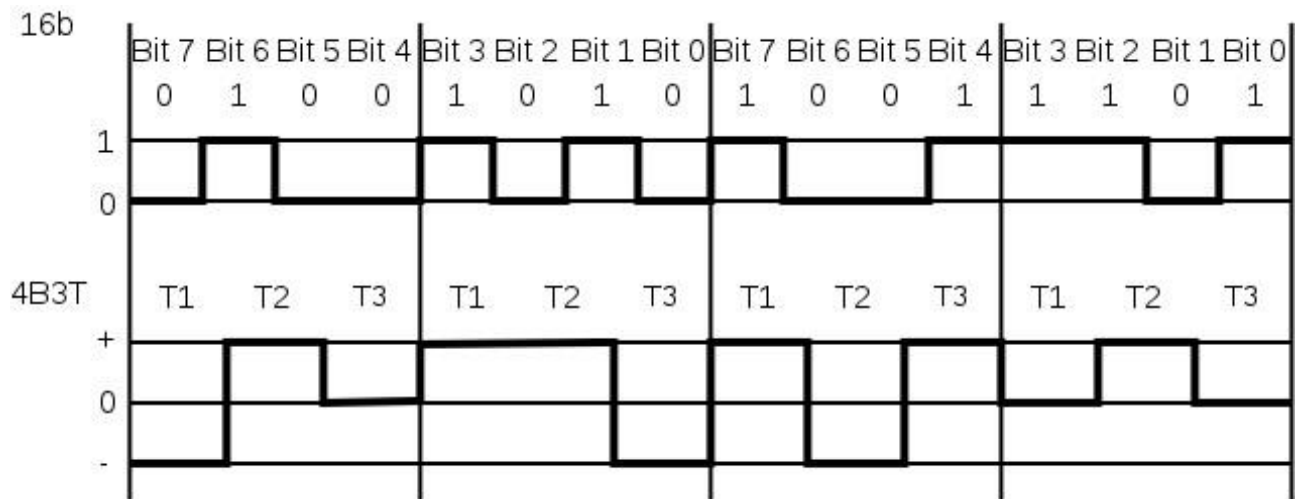


Bild 2: 4B3T Code mit einer Abbildung von 4 Bits ($2^4 = 16$) auf 3 ternärwertige Abschnitte ($3^3 = 27$) (Quelle: Wikipedia)

Neben der Pulsform ist das Spektrum der leitungscodierten Signale von Interesse, da ein Kabel in der Regel ein frequenzabhängiges Übertragungsverhalten mit einer Dämpfung der höheren Frequenzen besitzt. Zudem sollte die Kenntnis der Übertragungscharakteristik in dem Fall vorhanden sein, dass man ein weiteres Signal in einem darüber liegenden Frequenzbereich übertragen möchte. Zur Herleitung des Einflusses der Dämpfung höherer Frequenzanteile wird beispielhaft eine alternierende Bitfolge betrachtet, d.h. eine Folge von Bits mit einem andauernden Wechsel von „0“ und „1“ Werten. Überträgt man diese Bits mit der Pulsform NRZ (bipolar), so erhält man ein Rechtecksignal mit einer Periodenlänge, die der Dauer $2 \cdot T_{bit}$ zweier Bits entspricht.

In diesem speziellen Fall kennt man das Spektrum als Fourier Reihe des Rechtecks, die die Grundfrequenz des Rechtecks $f_0 = \frac{1}{2 \cdot T_{bit}}$ und die Frequenzen $(2 \cdot k + 1) \cdot f_0$ mit $k = 1, 2, \dots$ aller

ungeradzahligen Oberwellen, die in Bezug auf die Amplitude der Grundfrequenzkomponente mit dem relativen Amplitudenfaktor $\frac{1}{(2 \cdot k + 1)}$ auftreten, beinhaltet. Die Grundfrequenz nimmt beispielsweise bei einer Datenübertragung mit $D=10000$ Bit/s einen Wert von $f_0 = \frac{1}{2 \cdot T_{bit}} = \frac{D}{2} = 5000$ Hz an. Somit würde das Rechteck weitere Frequenzanteile bei 15000, 25000, 35000 Hz, ... besitzen. Eine Dämpfung der höheren Frequenzanteile führt dann zu einer Signalform, die nicht mehr dem idealen Rechteckverlauf mit seiner unendlich hohen Flankensteilheit entspricht.

Bei einem realen Datenstrom treten nun nicht nur alternierende Bitfolgen auf. Daher erhält man aus einer Analyse längerer Signalabschnitte der verschiedenen Pulsformen Spektren, wie sie in Bild 3 dargestellt sind.

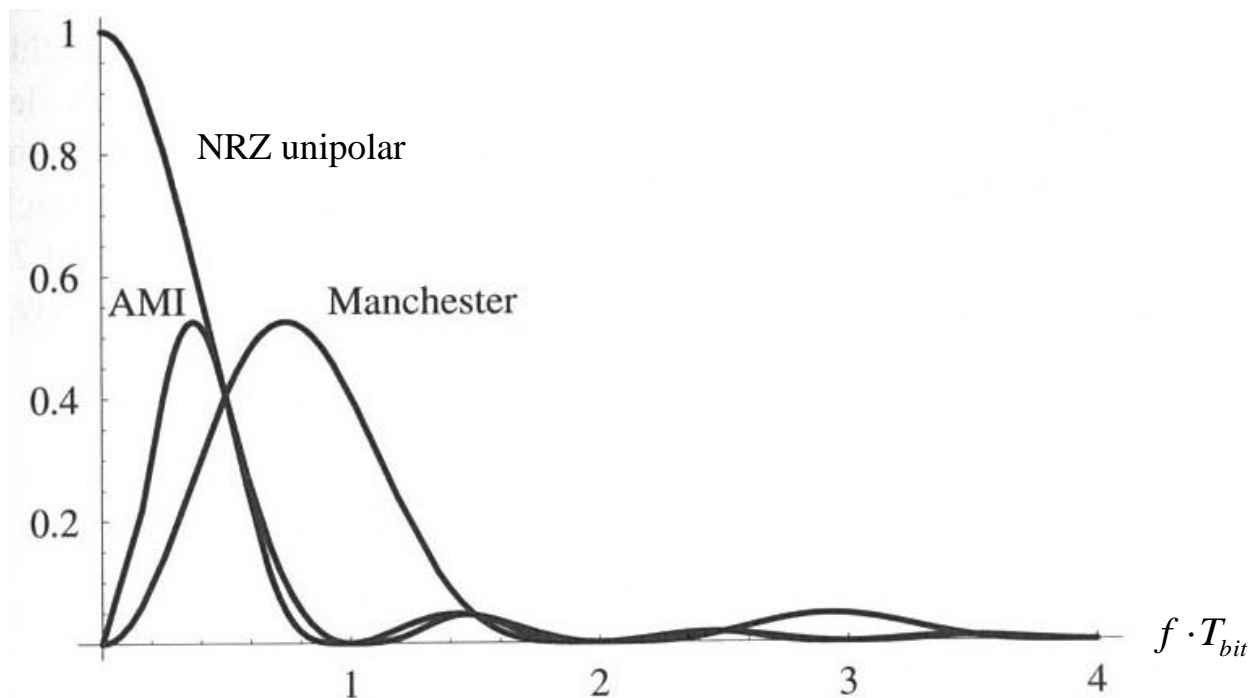


Bild 3: Spektren verschiedener zur Leitungscodierung eingesetzter Pulsformen

Zur Beurteilung der Güte einer Übertragung und der Möglichkeiten einer fehlerfreien Decodierung bestimmt man das so genannte Augendiagramm. Dazu überlagert man eine Vielzahl aufeinander folgender Signalabschnitte, die der zeitlichen Länge von 2 Bits entsprechen und mittig den Signalverlauf eines Bits zeigen mit den Übergängen zu dem vorhergehenden und dem nachfolgenden Bit. Im Idealfall eines rechteckförmigen Verlaufs würde man ohne Berücksichtigung

von Störungen auf dem Kanal als Augendiagramm den in dem oberen Teilbild des Bilds 4 dargestellten Verlauf erhalten.

Auf Grund der Dämpfung der höheren Frequenzen bei der Übertragung über ein Kabel wird man auf der Empfängerseite keinen rechteckförmigen Verlauf mehr erhalten. Das beispielhafte näherungsweise Aussehen des resultierenden Augendiagramms ist im unteren Teilbild zu sehen.

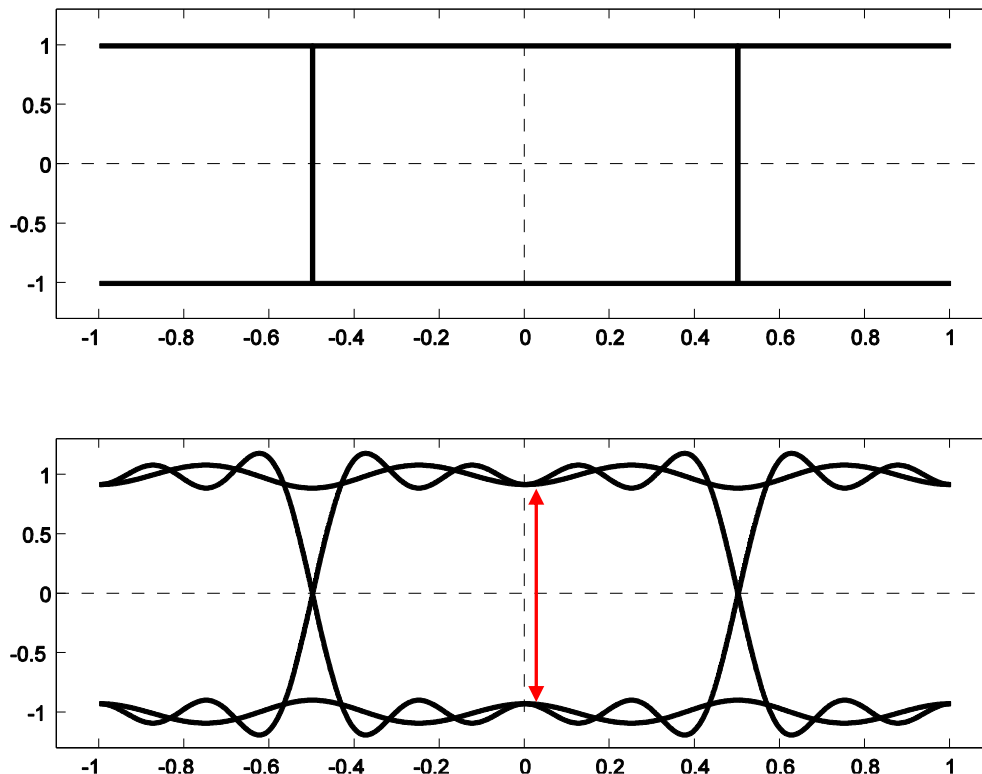


Bild 4: Augendiagramme bei einem ideal rechteckförmigen Signal und bei Dämpfung der höheren Frequenzen

Die Größe der vertikalen Augenöffnung erlaubt eine Beurteilung der Decodierbarkeit von „0“ und „1“ Werten. Je kleiner die vertikale Höhe des Auges wird, desto kritischer wird die Decodierung. Die zeitliche Position, bei der die vertikale Augenöffnung maximal wird, stellt den besten Entscheidungszeitpunkt zur Decodierung dar. Die Breite der horizontalen Augenöffnung gibt einen Anhaltspunkt, wie kritisch die exakte Positionierung des Entscheidungszeitpunkts ist. Das im unteren Teilbild dargestellte Augendiagramm beinhaltet nur die Dämpfung der höheren Frequenzen. Die additive Überlagerung von Rauschen auf dem Kanal oder das nicht exakt zeitsynchrone Erfassen der Verläufe einzelner Bits auf der Empfängerseite verkleinern die Öffnung des Auges unter Umständen deutlich.

Da die höheren Frequenzanteile des zu übertragenden Signals durch das Kabel ohnehin gedämpft werden, kann man bereits das Sendesignal frequenzmäßig auf einen gewissen Bereich beschränken. Dazu verwendet man häufig ein TP Filter in Form eines so genannten Cosinus-Roll-Off Filters.

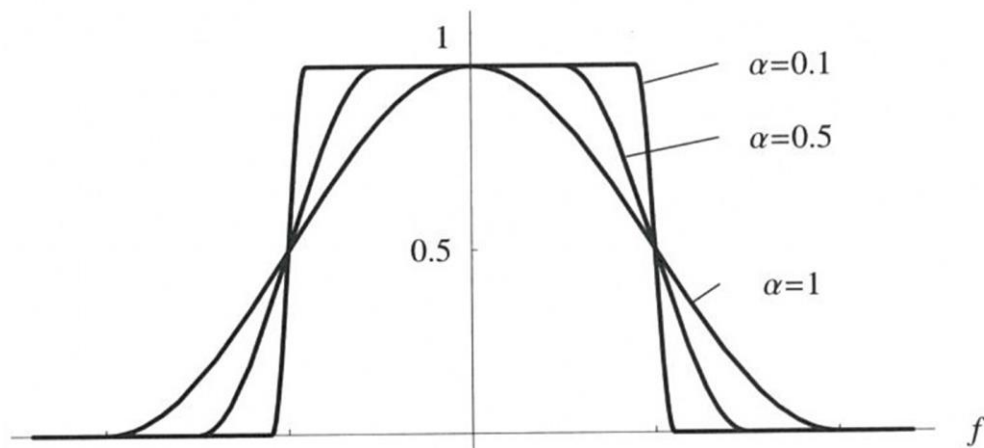


Bild 5: Frequenzgang des Cosinus Rolloff Filters in Abhängigkeit des Roll-off Faktors α

Dabei gibt es noch einen im Bereich $0 < \alpha \leq 1$ wählbaren Parameter, den man als Roll-off Faktor bezeichnet und mit dem man die TP Charakteristik, insbesondere die Flankensteilheit bei der Grenzfrequenz, festlegen kann, wie man es den Frequenzcharakteristiken in Bild 5 entnehmen kann. Unter Berücksichtigung der TP Filterung auf der Senderseite ergeben sich für zwei Werte von α die in Bild 6 exemplarisch dargestellten Augendiagramme.

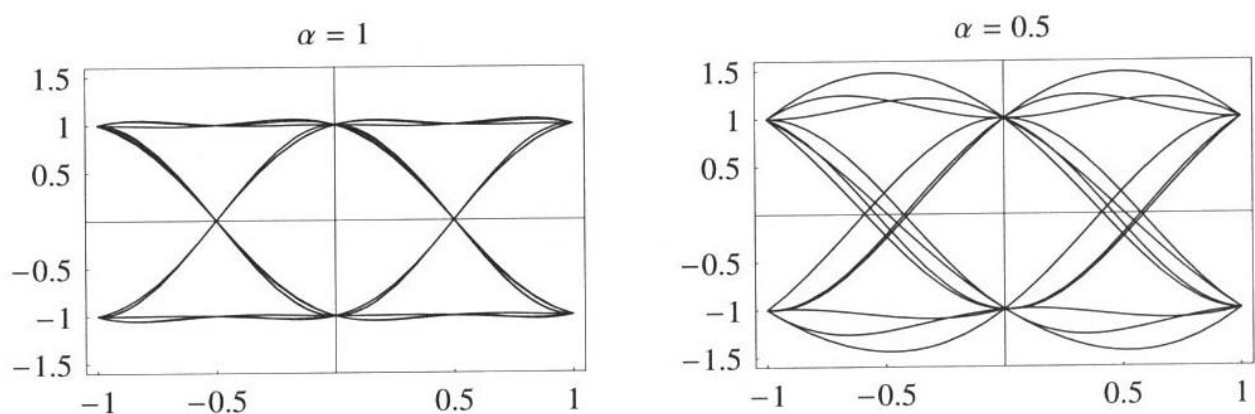


Bild 6: Augendiagramme bei Filterung des Sendesignals mit dem Rolloff Filter

Amplitudenmodulation

Hat man kein Kabel zur Übertragung zur Verfügung, verwendet man eine Funkübertragung. Diese basiert auf der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen mit der Lichtgeschwindigkeit c . Die Lichtgeschwindigkeit entspricht dem Produkt von Wellenlänge und Frequenz: $c = \lambda \cdot f$

Mit $c \sim 300000 \text{ km/s}$ ergibt sich damit beispielsweise für eine Frequenz von 30 kHz die Wellenlänge zu $\lambda = \frac{c}{f} = 10000 \text{ m}$. Niedrige Frequenzen gehen dabei mit sehr großen Wellenlängen einher, für die man nur schwierig Antennen zur Abstrahlung und zum Empfang bauen kann. Im Bereich „niedriger“ Funkfrequenzen findet man z.B. die Übertragung des Zeitzeichens DCF77 der PTB bei 77,5 kHz oder den Langwellenrundfunk zwischen 148 und 283 kHz. Im Allgemeinen benutzt man Frequenzen im MHz Bereich und darüber hinaus, z.B. WLAN bei 2,4 und 5 GHz.

Bei der Funkübertragung stellt sich die Aufgabe, die Informationen, die in dem nach der Kanalcodierung vorhandenen Datenstrom vorhanden sind, in den hochfrequenten Bereich zu transferieren. Diesen Vorgang nennt man Modulation. Früher geschah dies weitgehend analog. Das analoge Basisbandsignal wurde mittels Amplituden-, Phasen- oder Frequenzmodulation in den hochfrequenten Bereich verschoben.

Heutzutage geschieht dies weitgehend digital. Die einfachste Möglichkeit besteht darin eine „1“ durch einige hochfrequente Schwingungen zu übertragen und bei einer „0“ gar nichts zu übertragen, wie man es der Darstellung in Bild 7 entnehmen kann.

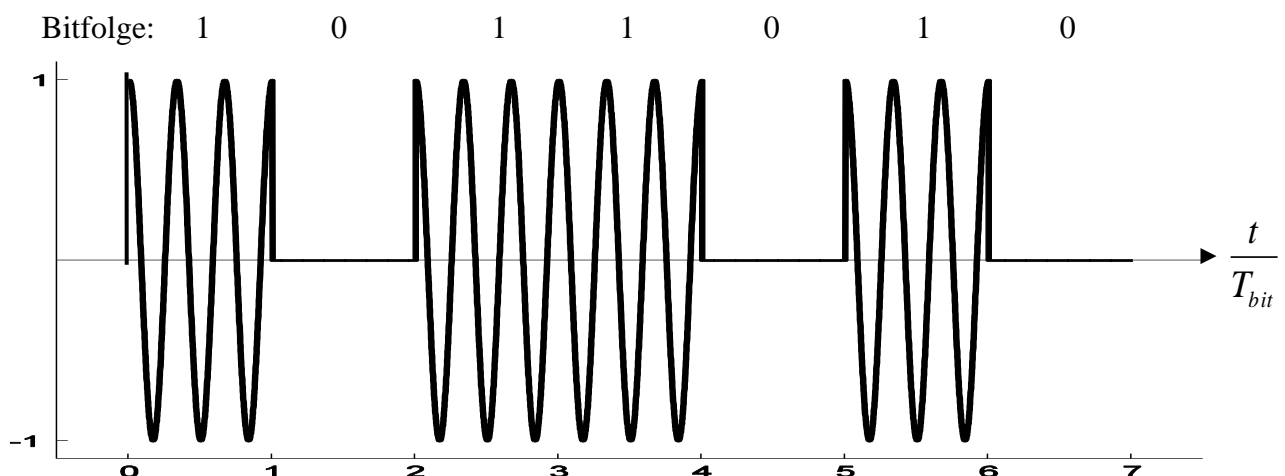


Bild 7: Verlauf des Modulationssignals bei einer 2-ASK

Die Frequenz f_t der hochfrequenten Schwingung bezeichnet man als Trägerfrequenz. Man bezeichnet diese Vorgehensweise als Amplitudenumtastung (ASK – amplitude shift keying). Dabei wird die „1“ auf die Amplitude 1 der hochfrequenten Schwingung und die „0“ auf die Amplitude 0

abgebildet. Auf Grund der zwei Zustände bzw. Signalformen, die hier nur auftreten können, spricht man von einer 2-ASK Modulation. Interessant ist an dieser Stelle auch die Betrachtung des Spektrums des hochfrequenten, ASK modulierten Signals. Der Betrag des Fourier-Spektrums eines (Co)sinus besteht aus zwei Spektrallinien bei $-f_t$ und $+f_t$:

$$|X_{\cos}(f)| = \frac{1}{2} \cdot \delta(f + f_t) + \frac{1}{2} \cdot \delta(f - f_t)$$

Die zeitliche Begrenzung auf eine oder mehrere Bitlängen T_{bit} kann man mathematisch als Multiplikation mit einem entsprechend langen Rechteck, z.B. $rect\left(\frac{t}{T_{bit}}\right)$ für die zeitliche Länge eines Bits, darstellen:

$$x_{\text{mod}}(t) = x_{\cos}(t) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_{bit}}\right)$$

$$X_{\text{mod}}(f) = X_{\cos}(f) * [T_{bit} \cdot \text{Si}(\pi \cdot T_{bit} \cdot f)]$$

$$X_{\text{mod}}(f) = \left[\frac{1}{2} \cdot \delta(f + f_t) + \frac{1}{2} \cdot \delta(f - f_t) \right] * [T_{bit} \cdot \text{Si}(\pi \cdot T_{bit} \cdot f)]$$

Insgesamt erhält man ein Spektrum, wie es in Bild 8 dargestellt ist, das sich aus der additiven Überlagerung der zu den Frequenzen $-f_t$ und $+f_t$ verschobenen Si Funktionen ergibt:

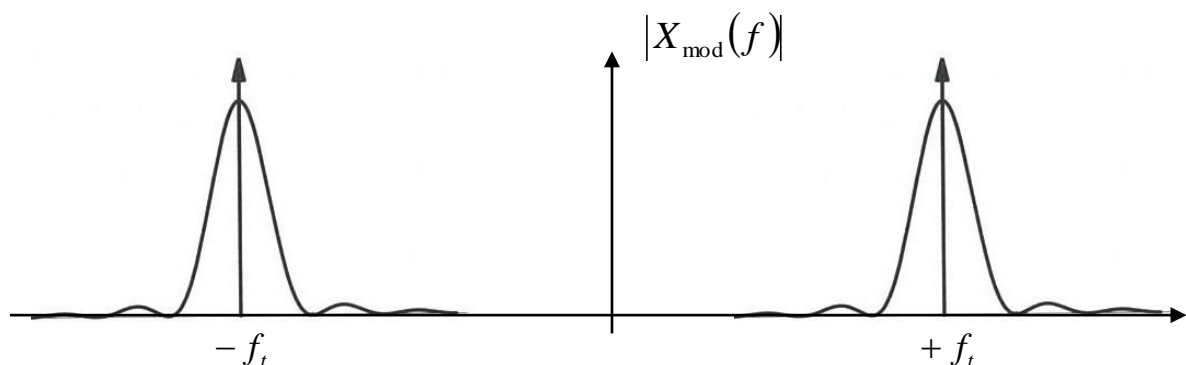


Bild 8: Betragsspektrum des mit 2-ASK modulierten Signals

Das Spektrum ist auf Grund der Si Funktion unendlich ausgedehnt. Um das Spektrum frequenzmäßig zu begrenzen, kann man beispielsweise wieder das Cosinus-Roll-Off Filter verwenden. Man faltet dazu das cosinusförmige Signal mit der Impulsantwort des Cosinus-Roll-Off Filters. Die Begrenzung des Spektrums ist interessant für den Fall, dass man mehrere Signale auf

benachbarten Trägerfrequenzen übertragen möchte. Man spricht dabei von Frequenzmultiplex. Um einen Frequenzbereich „optimal“ auszunutzen, versucht man die Trägerfrequenzen mit einem möglichst geringen Abstand anzuordnen. Dabei muss man allerdings darauf achten, das „Übersprechen“ von einem Kanal auf die benachbarten Frequenzbänder minimieren. An dieser Stelle wird deutlich, dass die Kenntnis des Spektrums notwendig ist.

Das Signal $x_{\text{mod}}(t)$ kann man mit dem in Bild 9 dargestellten Aufbau generieren, den man als Quadraturmodulator bezeichnet.

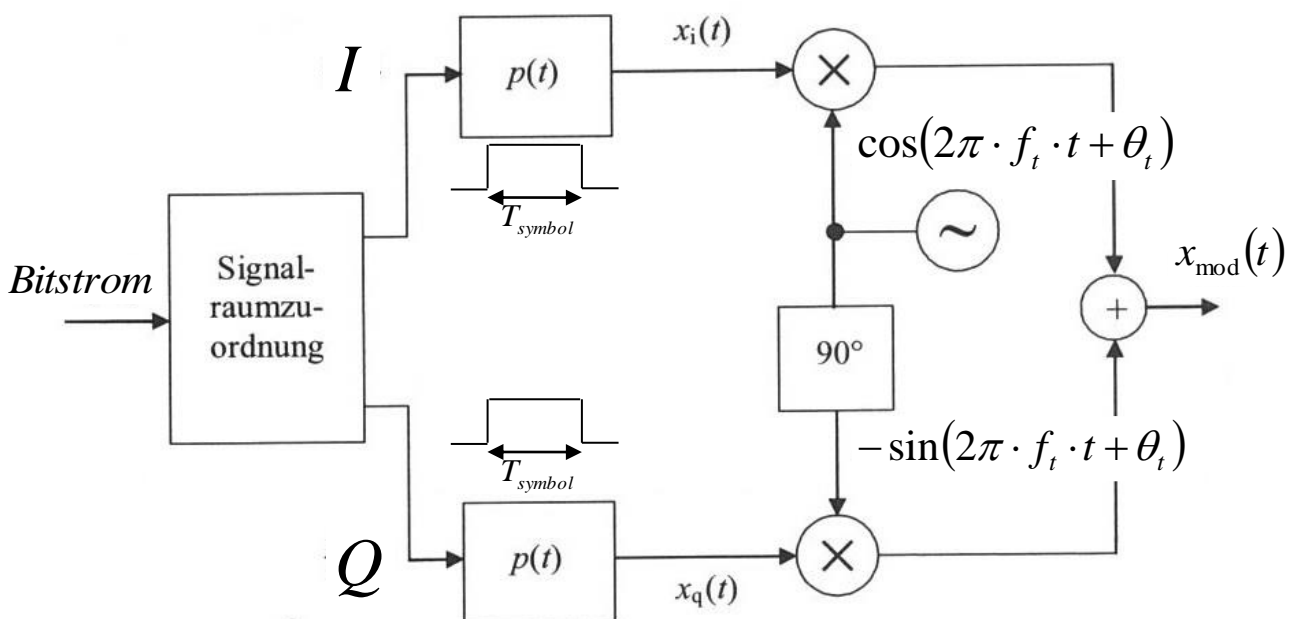


Bild 9: Quadraturmodulator

Der dargestellte Aufbau geht allerdings schon weit über das hinaus, was man zur Generierung des zuvor dargestellten ASK modulierten Signals benötigt. Der Zweig, in dem die Multiplikation mit dem Sinus erfolgt, wird zur Generierung des modulierten Signals im Fall des einfachen Beispiels nicht benötigt. Aber mit dieser allgemeinen Darstellung des Quadraturmodulators kann man auch andere Modulationsformen realisieren. Für das gezeigte Beispiel der ASK benötigt man die folgende Abbildung der Bitwerte auf die I und Q Werte

Bitwert	I	Q
0	0	0
1	1	0

Damit wird bei der 2-ASK nur während des Zeitraums eines „1“ Bits das Signal $x_{\text{mod}}(t) = \cos(2\pi \cdot f_t \cdot t + \theta_t)$ generiert, ansonsten ist $x_{\text{mod}}(t) = 0$. Der Q Wert und damit auch der entsprechende Zweig in der Schaltung werden eigentlich gar nicht benötigt.

Die beiden in der Darstellung des Quadraturmodulators als x_i und x_q gekennzeichneten Signalanteile werden als Inphase und als Quadraturkomponente bezeichnet. x_i und x_q beschreiben jeweils ein Rechtecksignal der Dauer eines Symbols. Im Fall der 2-ASK Modulation entspricht ein Symbol einem Bit des Datenstroms. Bei Modulationsformen mit einer größeren Anzahl von unterschiedlichen Signalformen beinhaltet ein Symbol mehrere Bits. Die Bezeichnung Quadraturkomponente nimmt Bezug auf die Phasenverschiebung um 90 Grad gegenüber der Inphase Komponente, die sich nach der Multiplikation mit dem Sinus einstellt. Aus der Fourier Transformation des Sinussignals $\sin(2\pi \cdot f_t \cdot t)$ resultiert das Linienspektrum $|X_{\sin}(f)| = \frac{j}{2} \cdot \delta(f + f_t) - \frac{j}{2} \cdot \delta(f - f_t)$ mit dem Faktor $j/2$ bei $-f_t$ und dem Faktor $j/2$ bei $+f_t$. Addiert man im Quadraturmodulator zu dem Cosinusanteil den Anteil der mit $-\sin()$ gewichteten Quadraturkomponente, so resultiert daraus im Frequenzbereich die Addition einer um $+90$ Grad ($=+j/2$) phasenverschobenen Komponente bei der Frequenz $+f_t$. Mit dieser Kenntnis lässt sich die Darstellung der beiden Werte I und Q in einem Signalraum ableiten, wobei der Wert von I die Position in x Richtung und der Wert von Q die Position in y Richtung definiert. Für das einfache Beispiel der ASK Modulation ergibt sich damit die in Bild 10 dargestellte Signalraumkonstellation, bei der nur zwei Punkte auf der x Achse auftreten.

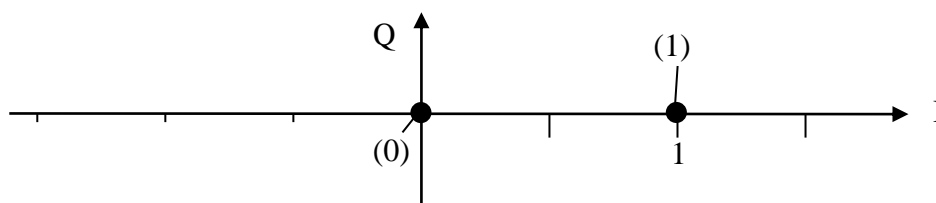


Bild 10: Punkte im Signalraum für die 2-ASK Modulation

Phasenmodulation

Verwendet man neben der I Komponente auch eine Q Komponente ungleich Null, so kann man damit beliebige Punkte im Signalraum beschreiben. Liegen die Punkte auf einem Kreis mit dem Mittelpunkt im Ursprung, so erhält man das Modulationsverfahren, das man als Phasenumtastung

(PSK – phase shift keying) bezeichnet. Die zugehörigen (co)sinusförmigen Signalformen besitzen in diesem Fall die gleiche Amplitude mit einer allerdings unterschiedlichen Phasenlage. In Bild 11 ist beispielhaft der Signalverlauf einer 4-PSK Modulation dargestellt, bei der der Signalverlauf eines Symbols die Phasen 0, 90, 180 oder 270 Grad annimmt.

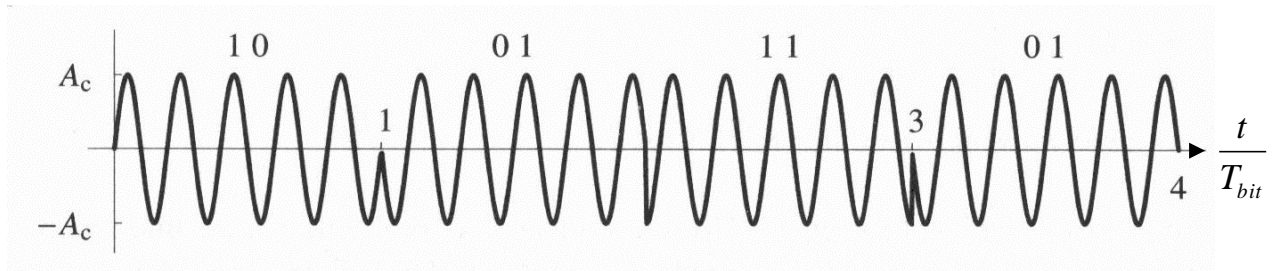


Bild 11: Zeitlicher Signalverlauf bei einer 4-PSK

Die zugehörigen Punkte im Signalraum sind im mittleren Teilbild von Bild 12 dargestellt. Beispielsweise tritt bei der Bitkombination (0 1) ein $-\sin$ förmiger Verlauf auf, was im Frequenzbereich einer gegenüber dem Cosinus um $+90$ Grad verschobenen Komponente bei der Frequenz $+f_t$ entspricht, wie es weiter oben erläutert wurde. Umgekehrt tritt bei der Bitkombination (1 0) ein $+\sin$ förmiger Verlauf auf, was im Frequenzbereich einer Verschiebung um -90 Grad bei $+f_t$ entspricht.

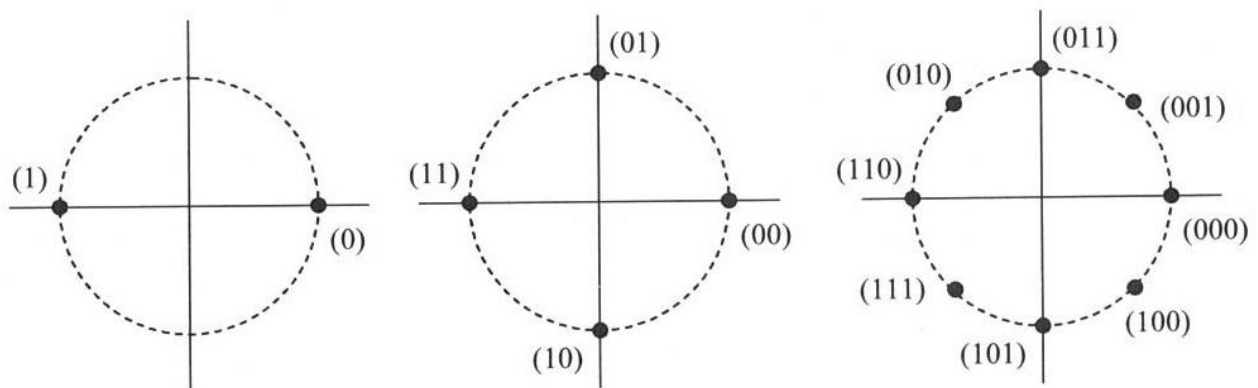


Bild 12: Signalraumkonstellationen für 2-, 4- und 8-PSK

Mit den vier Punkten bzw. vier Zuständen kann man jeweils die in zwei aufeinander folgenden Bits des Datenstroms enthaltene Information verarbeiten. Ein Symbol beinhaltet in diesem Fall zwei Bits. Es erfolgt keine Abbildung eines einzelnen Bits auf I und Q Werte wie bei dem einfachen ASK Beispiel, sondern es werden die vier Bitkombinationen zweier aufeinander folgender Bits gemäß der nachstehenden Tabelle auf entsprechende I und Q Werte abgebildet.

Bitkombination	I	Q
00	1	0
01	0	1
10	0	-1
11	-1	0

Das modulierte Signal ändert über den Zeitraum von zwei Bits (= 1 Symbol) seine Phase nicht. Man codiert die vier Bitkombinationen über die Phase des Signals in jedem Abschnitt. Als Konsequenz ist allerdings zu berücksichtigen, dass man bei der Demodulation auf der Empfängerseite die zeitliche Lage der einzelnen Abschnitte recht genau kennen muss, um die Phasenlage bestimmen zu können. Es wird eine entsprechend gute Synchronisation benötigt.

Neben der Lage der Punkte im Signalraum für eine 4-PSK, die man auch als QPSK (quaternäre PSK) bezeichnet, sind im gleichen Teilbild die Punkte einer 2-PSK, auch als BPSK (binäre PSK) bezeichnet, sowie einer 8-PSK dargestellt. Die BPSK Modulation könnte man auch als eine 2-ASK Modulation darstellen. Bei der 8-PSK werden gleich drei aufeinander folgende Bits des Datenstroms zu einem Symbol zusammengefasst und auf einen Punkt im Signalraum abgebildet werden. Die Phasendifferenz zweier benachbarter Punkte im Signalraum beträgt nur noch 45 Grad, so dass die Anforderungen bei der Decodierung nochmals höher sind, was die Kenntnis des Beginns oder allgemein der Lage jedes zeitlichen Abschnitts angeht.

Grundsätzlich kann man zur Modulation eine beliebige Menge von Punkten im Signalraum auswählen, wobei man in der Regel eine Anzahl von 2^n zur Codierung von n aufeinander folgenden Bits wählt. Die Auswahl von Punkten mit definierten, aber variierenden Werten von I und Q kann man auch als eine Kombination von Amplituden- und Phasenumtastung auffassen. Bei einer Auswahl von 2^n Punkten in einem quadratischen Bereich, wie es in Bild 13 beispielhaft für n=4 bzw. $2^n = 16$ dargestellt ist, spricht man von einer Quadraturamplitudenmodulation (16-QAM).

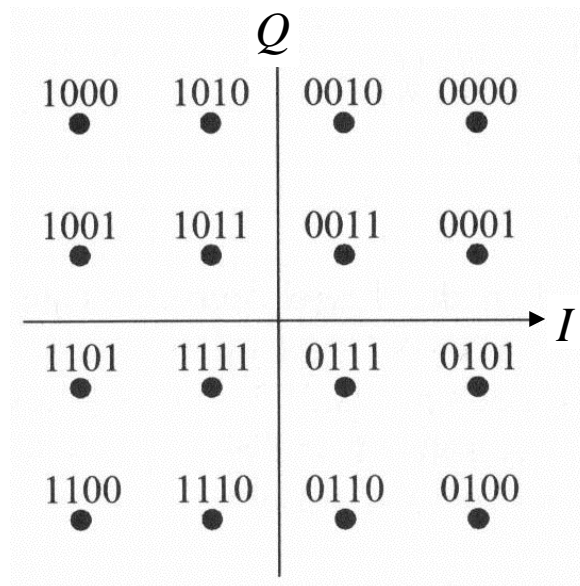


Bild 13: Punkte im Signalraum einer 16-QAM

Die Punkte sind dabei so angeordnet, dass jeweils 2 benachbarte Punkte in x und in y Richtung den gleichen Abstand voneinander besitzen. QAM wird beispielsweise als Modulationsform bei DVB (digital video broadcasting = digitale Fernsehübertragung) eingesetzt. In den zugehörigen Standards ist dabei eine wählbare Modulation im Bereich von 16-QAM bis hin zu 256-QAM festgeschrieben.

Frequenzmodulation

Neben der Variation von Amplitude und Phase kann man die Codierung bzw. Modulation der binären Information auch mit Hilfe der Frequenz vornehmen. Man spricht dabei von Frequency Shift Keying (FSK). Als einfaches Beispiel ist in Bild 14 das modulierte Signal einer 2-FSK dargestellt, bei der die beiden binären Amplituden -1 und +1 jeweils mit einer sinusförmigen Schwingung definierter Frequenz verknüpft werden.

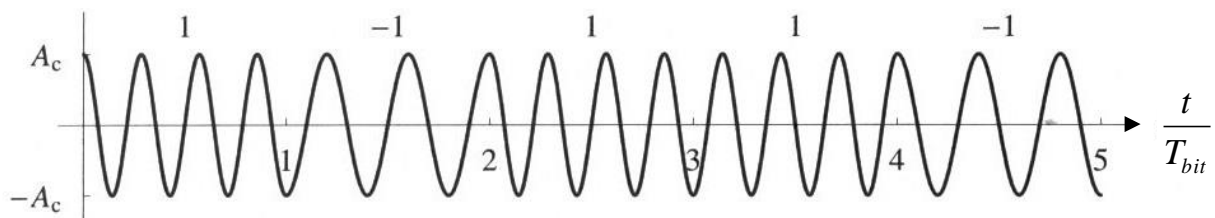


Bild 14: Zeitlicher Verlauf des Modulationssignals für eine 2-FSK

Beim Übergang an den Bitgrenzen versucht man eine sprunghafte Veränderung des Signalverlaufs zu vermeiden, die sich möglicherweise bei einer fixen Vorgabe der Phasenlage in einem

Signalabschnitt einstellen würde. Dazu legt man die Phase im nachfolgenden Signalabschnitt so fest, dass der Signalverlauf ohne Sprung fortgeführt werden kann, so dass damit das Auftreten höherfrequenter Komponenten in Folge eines sprunghaften Signalverlaufs vermieden wird.

Man kann selbstverständlich mehr als 2 Frequenzen verwenden. Zur Übertragung von n Bits würde man 2^n unterschiedliche Frequenzen benötigen. FSK wird beispielsweise im Mobilfunk in einer speziellen Ausprägung eingesetzt, die man mit dem Kürzel GMSK (Gaussian filtered minimum shift keying) beschreibt. Dabei wird bei der Generierung des Modulationssignals eine TP Filterung eingesetzt, wobei die Impulsantwort des TP Filter eine gaußförmige Charakteristik besitzt.

Die Bezeichnung minimum shift keying deutet darauf hin, dass der Abstand der zur Modulation verwendeten Frequenzen gemäß eines speziellen Modulationsindex gewählt wird.

Ein weiteres, beispielsweise im Bereich des WLAN und des DSL eingesetztes Verfahren wird mit dem Term OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) bezeichnet. Dabei setzt man zur Generierung des Modulationssignals eine IDFT (inverse diskrete Fourier Transformation) ein, um für mehrere Bits eines Datenstroms das modulierte Signal zu erzeugen. Die Bits werden zur Festlegung der Amplituden eines DFT Spektrums herangezogen. Dabei können ein einzelnes Bit oder auch mehrere Bits zur Festlegung der Amplitude einer DFT Komponente benutzt werden. Durch die IDFT erfolgt eine Abbildung auf orthogonale Signalkomponenten.

Quellenangabe: Einige der Graphiken wurden dem Buch „Grundlagen der digitalen Kommunikationstechnik“, Carl Hanser Verlag von C. Roppel entnommen.

Bei der Übertragung des modulierten Signals können verschiedene Störungen auftreten. In der Regel überlagert sich ein Rauschsignal additiv, was man beispielsweise als AWGN (additive white Gaussian noise) Kanal modellieren kann. Zudem tritt häufig eine so genannte Mehrwegeausbreitung statt. Durch Reflexionen gelangt das Funksignal auf verschieden langen Wegen und mit unterschiedlicher Dämpfung vom Sender zum Empfänger. Im nachstehenden Bild ist der Fall einer Zweiwegeausbreitung dargestellt, für die man die resultierende Übertragungscharakteristik recht einfach bestimmen kann.

Bild

Man beobachtet eine kammförmige Frequenzcharakteristik mit einer ausgeprägten Dämpfung von Frequenzkomponenten im Abstand $1/f_0$. In der Praxis nimmt die Übertragungscharakteristik bei einer Ausbreitung über mehrere Wege in der Regel ein wesentlich komplexeres Aussehen an.

Bei der Demodulation unterscheidet man zwischen kohärenter und inkohärenter Demodulation. Bei der kohärenten Demodulation versucht man die Phasenlage des Sendesignal möglichst genau zu rekonstruieren, z.B. mit Hilfe eines spannungsgesteuerten Oszillators. Bei der inkohärenten Demodulation verzichtet man auf die möglichst genaue Bestimmung der Bit- oder Symbolgrenzen und kann damit den Realisierungsaufwand deutlich reduzieren.

Zur gleichzeitigen Übertragung mehrerer Signale gibt es mehrere Möglichkeiten. Man kann die Bits zeitlich verschachteln und in Form eines modulierten Signals übertragen. Man spricht dabei von Time-Division Multiplex. Alternativ kann man auch parallel mehrere modulierte Signale mit unterschiedlicher Trägerfrequenz erzeugen. –FDM

Eine dritte Möglichkeit bietet die unter der Bezeichnung CDM (code division multiplex) bekannte Vorgehensweise.

Quellenangabe: Einige der Graphiken wurden dem Buch „Grundlagen der digitalen Kommunikationstechnik“, Carl Hanser Verlag von C. Roppel entnommen.