

Digital Signal Modulation Schemes

Philip Daubmeier
Betreuer: Stephan Günther
Seminar Innovative Internet-Technologien und Mobilkommunikation WS2010/11
Lehrstuhl Netzarchitekturen und Netzdienste
Fakultät für Informatik, Technische Universität München
Email: daubmeie@in.tum.de

KURZFASSUNG

Diese Ausarbeitung beschäftigt sich mit den Grundlagen der digitalen Datenübertragung und gibt einen Überblick über existierende Modulationsschemata. Zu diesem Zweck wird der generelle Ablauf der Formung eines analogen Signals und dessen Modulation beschrieben sowie der Mechanismus zur Rückgewinnung der Daten auf der Empfängerseite. In diesem Zusammenhang werden einige einfache Modulationsarten aufgezeigt. Auf dieser Basis werden dann komplexere Modulationsverfahren wie QAM beschrieben, mit denen sich die Datenrate der übertragenen Informationen erhöhen lässt. Abschließend wird ein Bezug zu dem Verfahren des Frequenzmultiplexings hergestellt.

Schlüsselworte

Signal Modulation, ASK, PSK, QAM, FDMA

1. EINLEITUNG

In jüngster Zeit wurden immer neue Protokolle für digitale Datenübertragung entwickelt, die beispielsweise für Funkstrecken bei Mobiltelefonen oder lokalen Rechnernetzen über kurze Strecken mit WLAN genutzt werden können. Ganz ähnliche Verfahren werden jedoch auch für kabelgebundene Übertragungskanäle wie ADSL über Kupferleitungen oder die Übertragung über optische Medien wie Glasfaserleitungen benutzt. Dies sind nur einige Beispiele, wie Daten übertragen werden können. Allen gemeinsam ist die grundsätzliche Art und Weise, wie digitale Daten transferiert werden: Zur Übermittlung muss der Bitstrom erst in ein analoges Signal übersetzt werden, das dann auf Empfängerseite wieder als Folge digitaler Werte interpretiert werden kann.

Die Disziplin der Informatik beschäftigt sich im Gebiet der Rechnernetze vorwiegend mit den Schichten des ISO/OSI Modells [1], die oberhalb der physikalischen Übertragungsebene liegen. Die tatsächlichen Vorgänge des Sendens und Empfangens liegen im Aufgabenbereich der Elektrotechnik und bleiben der Informatik meist verborgen. Diese Ausarbeitung richtet sich damit an Personen aus der Informatik, die einen Einblick in die Welt der physikalischen Schicht bekommen möchten. Sie setzt dort an, wo die digitale Welt auf der Senderseite endet und zu übertragende Daten bereits alle oberen Schichten des ISO/OSI Stapelmodells durchlaufen haben, in Pakete gegliedert und mit Prüfsummen versehen wurden.

Diese unterste Schicht ist die Umgebung, die diese Arbeit betrachtet. In dieser Schicht gibt es keine Konzepte wie Pa-

kete, Zieladressen oder Ähnliches. Dies gewährleistet die gewünschte Modularität oder Austauschbarkeit der darüber liegenden Schichten. Es werden nun einfach alle anstehenden Daten als Bitstrom betrachtet. Die Aufgabe des Senders besteht darin, diesen zeit- und wert-diskreten Strom als analoges Signal auf das Zielmedium zu legen. Beim Empfänger läuft dieser Vorgang ähnlich in umgekehrter Reihenfolge ab: Das ankommende analoge Signal muss dort wieder in einen Bitstrom gewandelt werden, der dann wieder von den höheren Schichten als konkrete Pakete und letztlich als Daten interpretiert wird. Der Vorgang, der hierbei auf der physikalischen Ebene stattfindet, wird im ersten Kapitel dieser Arbeit ausführlich erläutert. Dies bildet die Grundlage auf der verschiedene Modulationsarten erläutert und exemplarisch erklärt werden.

Im anschließenden Kapitel wird dann auf komplexere Modulationsverfahren eingegangen, die es unter Ausnutzung von mathematischen Gegebenheiten ermöglichen, eine höhere Datenrate zu erreichen. Dies wird erzielt, ohne mehr Ressourcen zu verbrauchen, wie zum Beispiel ein größeres Frequenzband einzunehmen, oder mehrere Kanäle parallel zu benutzen. Zusätzlich wird durch diese Techniken die Rekonstruierbarkeit des analogen Signals kaum beeinträchtigt. Sie ermöglichen es somit heutigen Implementierungen, eine schnelle Übertragung von Daten zu gewährleisten.

Im Anschluss wird das Verfahren des Frequenzmultiplexings erläutert, das einen engen Bezug zu den vorhergehend vorgestellten Modulationstechniken besitzt. Es wird kurz auf andere Multiplexing Techniken und Kombinationen dieser Verfahren eingegangen und gezeigt, wo diese eingesetzt werden.

Abschließend werden die Vor- und Nachteile der einzelnen Techniken herausgestellt und diskutiert, wo die Grenzen liegen und wo sich der aktuelle Stand der Technik befindet. Beispiele aus der aktuellen Zeit illustrieren die Sachverhalte, versuchen zum Verständnis beizutragen und einen Einblick zu geben, wie die vorgestellten theoretischen Grundlagen in der Praxis implementiert werden.

Diese Ausarbeitung orientiert sich in den grundlegenden Techniken am Vorlesungsskript Nachrichtentechnik 1 [10] des Lehrstuhls für Nachrichtentechnik der Technische Universität München.

2. GRUNDLEGENDER MECHANISMUS

Um den Ablauf einer Übertragung auf der physikalischen Schicht zu gliedern, illustriert Abbildung 1 die einzelnen Schritte, die dabei durchlaufen werden. Die einzelnen Blöcke der Abbildung werden im Folgenden näher beleuchtet. In diesem Zusammenhang werden zwei grundlegende Modulationstechniken eingeführt, die auch in der Praxis Relevanz besitzen. Die Demodulation wird anhand dieser Techniken gezeigt.

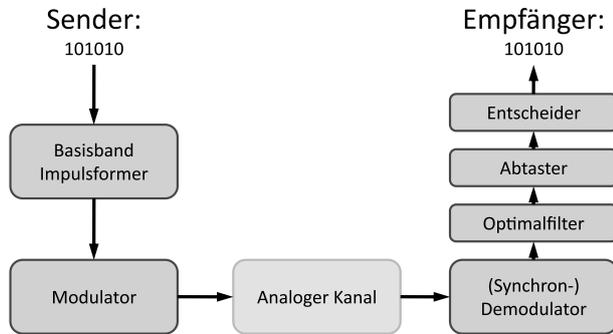


Abbildung 1: Ablauf einer Übertragung

2.1 Basisband Impulsformung

Bevor die eigentliche Modulation stattfinden kann, müssen die digitalen Daten erst in ein modulierbares analoges Signal gewandelt werden. Dies ist die Aufgabe des Basisband Impulsformers. Dazu wird der eingehende Bitstrom in Symbole zerteilt. Ein solches Symbol kann im einfachsten Fall ein Bit sein. Es können jedoch auch mehrere Bits zu einem Symbol zusammengefasst werden. Dies entspricht dann dem Verhalten eines Seriell/Parallel-Wandlers, der den seriellen Bitstrom in n parallele Bitströme zerteilt. Je ein Bit eines jeden solchen parallelen Bitstroms wird dann einem Symbol zugeordnet.

Der Basisband Impulsformer generiert dann aus den eingehenden Symbolen eine Impulsfolge, in dem er jedem Symbol einen Wert zuweist, der sich entweder auf die Amplitude, die Phase oder die Länge des generierten Impulses auswirken kann. In dieser Arbeit wird davon ausgegangen, dass jeder Impuls eine fest definierte Länge und Phase besitzt und die Werte der Symbole ausschließlich auf die Amplitude angewendet werden. Die Symboldauer wird im folgenden als T_s bezeichnet.

Das erzeugte Signal befindet sich im so genannten Basisband, von dem sich der volle Name des Impulsformers ableitet. Dieses Band befindet sich im Frequenzbereich um die Grundfrequenz der Symbole, das heißt $\frac{1}{T_s}$. Diese Frequenz bzw. das Intervall T_s ist zusammen mit der Anzahl der Symbole bestimmend für die Datenrate. Wird eine zu hohe Frequenz gewählt, können die Daten unter Umständen beim Empfänger nicht mehr rekonstruiert werden. Mit einer zu niedrigen Frequenz kann die optimal erzielbare Datenrate nicht erreicht werden.

Die Erzeugung des Datensignals $s(t)$ durch den Basisband Impulsformer besteht im ersten Schritt aus der Generierung eines kurzzeitigen Grundimpulses in jedem Zeitintervall T_s . Der Grundimpuls ist im idealisierten mathematischen Mo-

dell ein Dirac-Impuls [5]. Dieser ist eine unendlich dünne und unendlich hohe Kurve, dessen Integral genau 1 beträgt. Ein solcher Dirac-Impuls wird dargestellt als eine Funktion über der Zeit, die zu einem Zeitpunkt $t = 0$ ihren einzigen Wert ungleich Null annimmt, und ist somit definiert als:

$$\delta(t) = \begin{cases} +\infty, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases}, \text{ wobei gilt: } \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1. \quad (1)$$

Im mathematischen Modell wird angenommen, dass die Zeit nicht nach oben oder unten begrenzt ist. Dies bedeutet nun, dass für jedes $n \in \mathbb{N}$ ein solcher Impuls in jedem Zeitintervall T_s generiert wird. Das Signal setzt sich aus der Summe aller $\delta(t - nT_s)$ zusammen. In der Praxis können diese Dirac-Impulse zum Beispiel durch einen sehr kurzen Rechteckimpuls hinreichend genau für diese Anwendung angenähert werden. Diese Grundimpulse werden nun im zweiten Schritt mit dem Wert des anstehenden Symbols d_n multipliziert. Zwar ist diese Multiplikation streng genommen nicht möglich, da ∞ kein Funktionswert ist und das Integral in (1) auch nicht Riemann-integrierbar ist. Es ist allerdings dann unkritisch, wenn " $\delta(t)$ als Faktor vor stetigen Funktionen in bestimmten Integralen auftritt" [8, Seite 78], wie es im späteren Verlauf durch die Faltung der Fall ist. Das Signal $s'(t)$ kann durch folgende Beschreibung dargestellt werden:

$$s'(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n \delta(t - nT_s) \quad (2)$$

Im einfachsten Fall werden hierzu zwei Symbole, bzw. mögliche Symbolwerte, benutzt: Bei jeder binären Eins werden die Grundimpulse nicht verändert, was gleichbedeutend mit der Multiplikation mit 1 ist. Bei einer Null werden sie mit dem Symbolwert 0 multipliziert, was die Grundimpulse an diesen Stellen schlicht löscht. Es ist zu erwägen, dass in diesem Fall die Symbolwerte rein willkürlich so gewählt sind, dass sie dem zu übertragenden Bit entsprechen und könnten genauso gut exakt anders herum festgelegt werden. Abbildung 2 stellt dieses Signal mit einem Ausschnitt aus einer exemplarischen Bitfolge (...11010...) dar. Die Dirac-Impulse werden, wie in der Literatur üblich, als Pfeile dargestellt, die so hoch gezeichnet werden, wie der Wert des Integrals unter ihnen.

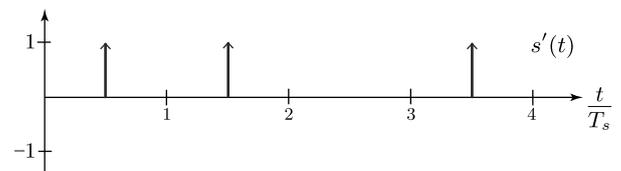


Abbildung 2: Signal $s'(t)$: Grundimpulse mit Symbolwerten Eins und Null

Die Impulse dieses Signals werden dann im letzten Schritt durch ein Filter in zeitlich breitere Ausformungen gestreckt. Ein solches Filter kann mit einer Funktion über die Zeit $g_s(t)$ charakterisiert werden. Eine Faltung dieser Funktion mit dem Signal $s'(t)$ ergibt das Ausgangssignal des Basisband Impulsformers, das heißt $s = s' * g_s$. Der zugrundeliegende Mechanismus der Faltung ist in [8, Seite 345] genauer beschrieben und soll hier nicht näher erklärt werden.

Anschaulich beschrieben wird bei der Faltung (*-Operator) mit den Dirac Grundimpulsen der Graph der Funktion g_s überall dorthin projiziert, wo sich ein Dirac-Impuls befindet und auf die Höhe seines Wertes skaliert. Das resultierende Signal $s(t)$ besteht damit aus einer Überlagerung von Funktionen g_s , die je mit dem entsprechenden Symbolwert gestreckt oder gestaucht wurden, und kann daher wie folgt beschrieben werden:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n g_s(t - nT_s) \quad (3)$$

Ein einfaches solches Filter kann zum Beispiel ein Rechteckfilter sein. Die Funktion $g_s(t)$, die dieses Filter charakterisiert, ist eine über die Zeit aufgetragene Rechteckfunktion. Diese wird genau so breit gewählt, wie das Intervall T_s zwischen den generierten Impulsen dauert. Dadurch entsteht ein zu einer Rechteckschwingung ähnliches Signal, in dem die einzelnen Rechteckimpulse je die Höhe des Symbolwertes besitzen und direkt aneinander angrenzen. Abbildung 3 illustriert dieses aus dem Bitstrom entstandene Signal.

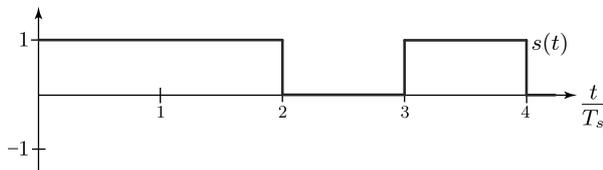


Abbildung 3: Auf $s'(t)$ angewendetes Rechteckfilter

Das Rechteckfilter ist sehr anschaulich und wird in dieser Ausarbeitung in exemplarischen Abbildungen verwendet. Jedoch kann dessen Ausgangssignal in der Praxis zu Problemen führen. Das Frequenzspektrum eines idealen Rechtecks im Zeitbereich ist unendlich. Selbst eine Approximation mit nur wenigen Gliedern belegt bereits ein relativ breites Band. Um diesem Problem entgegenzukommen, werden in tatsächlichen Implementierungen oft andere Filter verwendet, die keine Knicke, also Unstetigkeiten in ihrer Ableitung, besitzen und möglichst flach ansteigende und abfallende Flanken aufweisen. Die beiden bekanntesten, auch in existierenden Standards eingesetzten Filter, sind das (1.) Raised-Cosine-Filter und das (2.) Gauß-Filter. In Abbildung 4 sind die Impulsantworten eines Rechteckfilters und eines Gauß-Filters dargestellt. Dabei ist die Gauß-Glocke typischerweise breiter als T_s und dafür niedriger, damit das Integral unter der Glocke gleich der Fläche des Rechtecks ist. Impulsantworten ergeben sich durch die Faltung mit einem einzigen Dirac-Impuls zum Zeitpunkt 0, das heißt $\delta * g_s$.

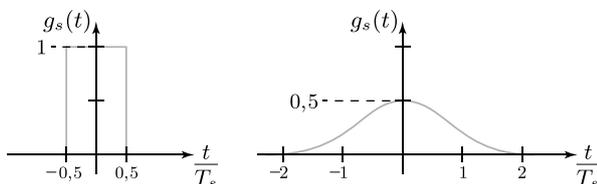


Abbildung 4: Impulsantworten eines Rechteck- und eines Gauß-Filters

Die resultierenden Signale eines Raised-Cosine- oder Gauß-

Filters belegen ein wesentlich kleineres Frequenzband, das sich auch auf die Bandbreite des später modulierten Signals auswirkt. Dort resultieren harte Übergänge des von dem Basisband Impulsformer generierten Signals auch in vielen Oberschwingungen des modulierten Signals und damit in einem breiteren Frequenzband. In Abbildung 5 ist das durch ein Gauß-Filter geglättetes Signal mit den Symbolwerten 1 und -1 illustriert. Die grauen Kurven stellen die einzelnen Gauß-Glocken dar, die alle aufsummiert das resultierende Signal ergeben. Hier kann man wieder erkennen, dass eine einzelne Gauß-Glocke breiter als T_s ist und sich mit den angrenzenden überlappt. Werden diese zu schmal oder zu breit gewählt lassen sich die Daten nur schwer wieder rekonstruieren. Das richtige Maß ergibt sich aus einem Kompromiss zwischen möglichst kleiner Bandbreite des Signals und möglichst guter Rekonstruierbarkeit.

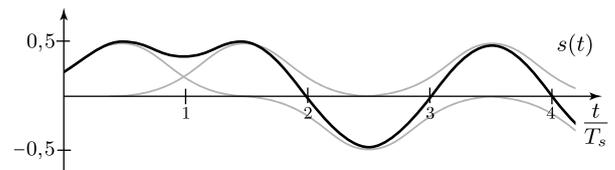


Abbildung 5: Auf $s'(t)$ angewendetes Gauß-Filter

Mit dem geglätteten Signal gehen jedoch auch Nachteile einher. Durch die überlappenden Teilimpulse wird das später modulierte Signal beim Empfänger schlechter rekonstruierbar. Die Dauer der Impulse muss hier gegebenenfalls länger gewählt werden, was in einer geringeren Datenrate für diesen Datenstrom resultiert. Der Fakt, dass das Signal nun aber ein sehr viel schmaleres Frequenzband belegt, wiegt dies allerdings wieder auf, wie ganz zuletzt im Abschnitt 4 – FDMA genauer beschrieben wird.

2.2 Modulation

Die Aufgabe des Modulators ist nun das Signal aus dem Basisband in ein gewünschtes Zielfrequenzband zu verschieben. Dazu wird das Signal aus Grundimpulsen auf ein sogenanntes Trägersignal aufmoduliert. Das Trägersignal ist im Normalfall eine reine Sinusschwingung mit genau der Frequenz innerhalb des Zielbandes. Diese Frequenz wird im Folgenden mit f_0 bezeichnet und muss signifikant höher sein als die Symbolfrequenz $\frac{1}{T_0}$. Der Mechanismus der Modulation selbst besteht im Wesentlichen daraus, das Trägersignal in einer oder mehreren der drei Freiheitsgrade Amplitude, Phase und Frequenz zu verändern. Diese Veränderung wird durch das aufzumodulierende Signal über die Zeit gesteuert. In den folgenden Abschnitten werden nur die beiden Modulationstechniken Amplitudenmodulation und Phasenmodulation betrachtet. Die drei Freiheitsgrade einer Schwingung werden bei der Betrachtung der folgenden Funktion sichtbar. Die Sinusfunktion lässt sich über die drei Parameter Amplitude (a), Frequenz (f) und Phase (p) steuern:

$$y(x) = a \sin(fx - p) \quad (4)$$

Weiterhin wird in dem Zusammenhang dieser Arbeit der Begriff Modulation synonym mit digitaler Modulation verwendet. Der feine begriffliche Unterschied der digitalen Modulation zur Modulation eines analogen Signals besteht nicht im Modulator selbst, sondern ist lediglich kontextbezogener

Natur. Wenn digitale Daten vorher durch den Basisband Impulsformer analog gewandelt wurden, und beim Sender wiederum diskretisiert und als digitale Daten interpretiert werden, besitzt dieses System somit einen digitalen Modulator und Demodulator.

2.2.1 ASK - Amplitude Shift Keying

Die einfachste Modulationstechnik, das Amplitude Shift Keying (ASK) beruht auf Amplitudenmodulation. Bei einer solchen Modulation wird das Trägersignal so verändert, dass seine Hüllkurve (siehe gestrichelte Linie in Abbildung 6) dem aufmodulierten Signal entspricht. Dies wird erreicht in dem die Amplitude an jedem Zeitpunkt jeweils auf den Wert des Basisbandsignals gesetzt wird. Das entspricht genau einer Multiplikation des Trägersignals mit dem Basisbandsignal. Die Amplitude des Trägersignals wird mit s_0 bezeichnet, und variiert die maximale Auslenkung des Signals und somit die Sendestärke. Das modulierte Signal $\tilde{s}(t)$ ist somit beschrieben durch:

$$\tilde{s}(t) = s_0 s(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (5)$$

Dies verändert weder die Phase noch die Frequenz des Trägers. Die Nulldurchgänge befinden sich immer noch an den selben Punkten. Mit genau der vorher vorgestellten Symbolwahl mit den Werten Null und Eins ergibt sich das so genannte On-Off-Keying (OOK). Das hierbei resultierende Signal wird in Abbildung 6 dargestellt. Hierbei wurde das Rechteck-gefilterte Basisbandsignal aus Abbildung 3 verwendet.

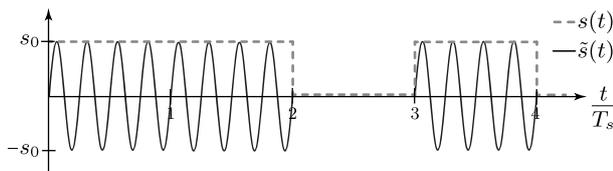


Abbildung 6: On-Off-Keying moduliertes Signal $\tilde{s}(t)$ und Basisband Signal $s(t)$ ($s(t)$ ist aus Gründen der Anschaulichkeit auf s_0 skaliert)

2.2.2 PSK - Phase Shift Keying

Beim Phase Shift Keying bleibt die Frequenz wiederum unangetastet. Statt der Amplitude wird nun jedoch nur die Phase korrespondierend zum Basisbandsignal verändert. Das Trägersignal wird an den Stellen, an denen das aufmodulierte Signal $s(t)$ seine volle Amplitude s_0 annimmt, nicht verändert und an den Stellen, an denen $s(t) = 0$ ist, um genau 180° phasenverschoben. Für den Fall bei dem das Signal $s(t)$ nicht durch einen Rechteckfilter entstand, sondern geglättet wurde, nimmt $s(t)$ beliebige Werte zwischen 0 und s_0 an. Hier wird das resultierende Signal nur zu dem entsprechenden Anteil verschoben. Bei $s(t) = \frac{s_0}{2}$ wäre dies zum Beispiel eine Phasenverschiebung von genau 90° .

Um dieses Verhalten zu erreichen, wird in folgender Formel der Faktor $s(t)$, der bei ASK vor dem Trägersignal stand, als Summand in die Sinusfunktion gezogen. Die Phasenverschiebung des Trägers hängt nun von dem Wert des Basisbandsignals $s(t)$ (durch $\frac{1}{s_0}$ normiert auf 1) zum Zeitpunkt t ab. Somit gilt folgende Gleichung für die vorherige Definition

von PSK:

$$\tilde{s}(t) = s_0 \sin(2\pi f_0 t - (1 - s(t))\pi) \quad (6)$$

Ein Sonderfall tritt ein, wenn ein mit PSK aufzumodulieren des Basisbandsignal nur genau zwei Symbolwerte aufweist. Für diesen kann vereinfachend ein Signal $s(t)$ benutzt werden, das nicht die Symbolwerte 1 und 0, sondern 1 und -1 annimmt. Dieses Binary PSK oder BPSK genannte Verfahren lässt sich dann durch ASK darstellen. Diese Technik, in der Literatur auch 2-ASK genannt, kann BPSK exakt nachstellen. Dies wird erreicht durch den Umstand, dass eine Multiplikation der Amplitude mit -1 eine Spiegelung an der Abszisse darstellt. Eine solche Spiegelung erzeugt genau die selbe Funktion wie eine Phasenverschiebung um 180° . Mathematisch betrachtet stellt dies die folgende Identität dar: $-\sin(x) = \sin(x - \pi)$. Abbildung 7 zeigt das mit 2-ASK modulierte Signal, dass genau einem BPSK Signal entspricht.

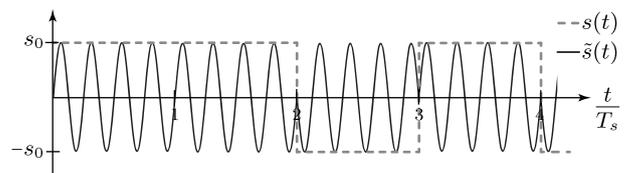


Abbildung 7: 2-ASK moduliertes Signal $\tilde{s}(t)$ und Basisband Signal $s(t)$ ($s(t)$ ist erneut auf s_0 skaliert)

2.3 Übertragungskanal

Nachdem das Signal im Basisband erzeugt und durch die Modulation auf ein Trägersignal in das Zielband verschoben wurde kann es nun auf das eigentliche Übertragungsmedium gelegt werden. Dies kann eine Übertragung per Funk sein, ein Kupferkabel oder ein Lichtwellenleiter. Jedes Medium hat eigene physikalische Eigenschaften und damit einhergehende Störeinflüsse.

Diese Störungen können kurze und unvorhersehbare Einflüsse sein, etwa ein anderes Gerät, das die Übertragung beeinflusst. Dies können aber auch natürliche Einflüsse sein, wie zum Beispiel ein Unwetter, das auf die Verbindung eines Satelliten zur Erde einwirkt. Auf diese Art von Störungen soll nicht näher eingegangen werden. Je nach Implementierung ist die Erkennung solcher Fehler entweder die Aufgabe der physikalischen Schicht beim Empfänger nach der Analog-Digital-Wandlung, oder der darüber liegenden Netzwerkschichten. Die Behandlung besteht je nach Größe des Störeinflusses und der verfügbaren Paritätsinformationen entweder in dem Versuch, die verlorenen Daten zu rekonstruieren, sie neu beim Sender anzufordern oder die Verbindung aufzugeben.

Viel typischer sind jedoch nicht Störungen, die unvorhersehbar sind, sondern vielmehr diese, die charakteristisch für das Medium sind und schlicht durch physikalische Grenzen entstehen. Dies ist ein Rauschen, das das eigentliche Nutzsinal überlagert und somit verfälscht. Um sich von diesem Grundrauschen abzuheben muss das Signal mit ausreichender Energie ausgesendet werden. Das Verhältnis dieses Störsignals zum Nutzsinal bezeichnet man auch als Signal-Rausch-Verhältnis. Es kann auf ein und dem selben Medium pro Frequenz variieren und ist maßgeblich dafür, welche

Kapazität dieses Frequenzband theoretisch besitzt. Es legt damit die theoretische Obergrenze der Datenrate in einem Band fest [12, Seite 158 ff.].

Des weiteren ist ein realer Kanal auch immer in der Frequenzbandbreite begrenzt. Wenn dies nicht der Fall wäre, könnte eine theoretisch unendlich hohe Datenrate erreicht werden, selbst mit sehr schlechtem Signal-Rausch-Verhältnis über das ganze Spektrum hinweg, da man auf beliebig vielen Frequenzbändern gleichzeitig senden könnte (siehe auch Abschnitt 4). Es existiert immer eine Obergrenze im Frequenzbereich, ab der das Signal so stark gedämpft wird, dass in diesen Bändern nichts mehr übertragen werden kann. Dies hängt stark vom Medium ab, und der Länge des Kabels bzw. der Funkstrecke. Ein Kupferkabel besitzt hier typischerweise einen Tiefpass-Charakter, ist also hauptsächlich nur nach oben begrenzt. Funkübertragungen haben dagegen Bandpass-Charakter und sind damit zusätzlich nach unten begrenzt.

Das Shannon-Hartley-Gesetz [11, 6] gibt eine obere Schranke für die Menge der Daten die über einen Kanal mit gegebenem Signal-Rausch-Verhältnis und gegebener Bandbreite theoretisch übertragen werden können. Es gibt allerdings keinen Algorithmus, mit dem die geeignete Übertragungskodierung errechnet werden kann. Hier sind viele Tests und Erfahrung notwendig.

Im Folgenden wird ein idealer Übertragungskanal angenommen, um die Demodulation anschaulich zu beschreiben. Für das empfangene Signal $\tilde{r}(t)$ bedeutet dies: $\tilde{r}(t) = \tilde{s}(t)$. Das Signal wurde also keinem Rauschen ausgesetzt, nicht gedämpft und besitzt die Amplitude s_0 .

2.4 Demodulation

Die Demodulation ist das Gegenstück zur Modulation und arbeitet ihr entgegengesetzt. Das bedeutet, dass das Signal im Frequenzbereich von seinem Frequenzband wieder in das Basisband zurückgeschoben werden muss. Idealerweise sollte exakt das Signal $s(t)$ wiederhergestellt werden. Allerdings ist $s(t)$ nicht unbedingt notwendig, um die Daten zu rekonstruieren. Es reicht bereits, ein Signal zu erhalten, das sich beim Abtasten ähnlich wie $s(t)$ verhält. So kann man etwa an einem mit On-Off-Keying, oder allgemein mit ASK, übertragenen Signal bereits an seiner Hüllkurve den Verlauf des Basisbandsignals erkennen. Hier kann man den Schritt der Demodulation gänzlich überspringen und sofort zur Detektion übergehen (siehe nächsten Abschnitt).

Bei einem mit PSK modulierten Signal gestaltet sich dies schon schwieriger. Dort ist die Hüllkurve konstant und auch die Frequenz, auf die man beim Abtasten Rückschlüsse ziehen könnte, verändert sich nie. Um Daten aus solch einem Signal zu rekonstruieren bedarf es zuerst einer Demodulation. Diese wird im Folgenden anhand der Binary-PSK erläutert.

Hierzu muss der Empfänger mit einem Oszillator eine Schwingung generieren, die exakt synchron mit dem empfangenen Signal $\tilde{r}(t)$ läuft. Die Frequenz f_0 ist hierbei bekannt, da sie durch das Protokoll des Übertragungsverfahrens festgelegt ist. Die Phase jedoch muss exakt mit der Grundphase von $\tilde{r}(t)$ übereinstimmen. Ist dies gewährleistet, kann dieses

generierte Signal mit $\tilde{r}(t)$ multipliziert werden. Daraus entsteht das demodulierte Signal $b(t)$. Abbildung 8 zeigt diesen Schritt: Das $\tilde{r}(t)$ wird mit dem synchronen in Trägerschwingung schwingenden Signal multipliziert und es entsteht $b(t)$. In der Abbildung wird ein Trägersignal mit einer Amplitude von 2 verwendet, um den Faktor 0,5 wieder auszugleichen. Dieser Faktor entsteht durch die Multiplikation der beiden Signale, da folgender trigonometrischer Zusammenhang gilt: $\cos^2(a) = 0,5 [1 + \cos(2a)]$. In der Abbildung sieht man deutlich, wie die Form der Hüllkurve von $b(t)$ nun exakt der des 2-ASK Basisband Signals aus Abbildung 7 entspricht. Der Grund hierfür ist, dass bei der Multiplikation der frequenz- und phasenrichtigen Anteile je Wellenberg mit Wellenberg und Wellental mit Wellental multipliziert werden. Es entsteht ein $\sin^2(t)$ -förmiges Signal, das komplett oberhalb der Abszisse liegt. In den Abschnitten in denen $\tilde{r}(t)$ jedoch um 180° phasenverschoben ist, also das zweite Symbol kodiert ist, wird je ein Wellental mit einem Wellenberg multipliziert und eine $-\sin^2(t)$ -förmige Komponente wird erzeugt. Diese liegt dann unterhalb der Abszisse, und hebt sich in der Hüllkurve deutlich von phasenrichtigen Anteilen ab. Dieses so entstandene Signal kann nun ebenso wie OOK modulierte Signale in einem nächsten Schritt detektiert werden.

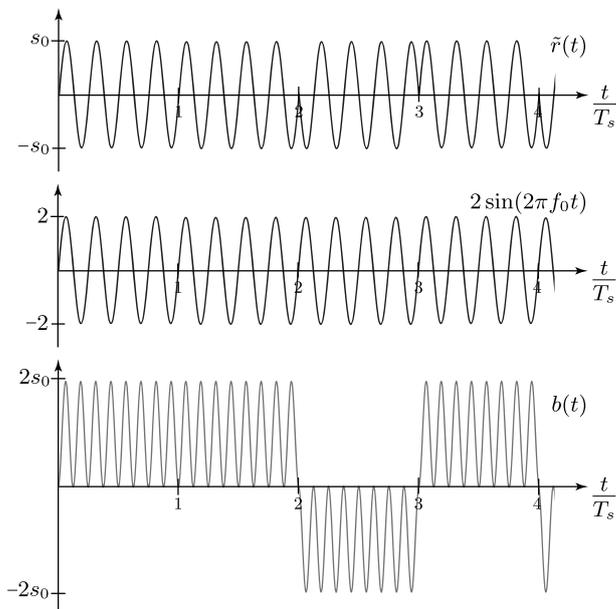


Abbildung 8: Demodulation des empfangenen Signals $\tilde{r}(t)$

Um die Synchronisierung zu gewährleisten gibt es verschiedene Verfahren. Eine Möglichkeit besteht darin, ein Frequenzband fest zu reservieren, in dem ein so genannter Pilotton gesendet wird. Bei einem Nulldurchgang des Pilotton Signals wird der Oszillator synchronisiert. Weiterhin gibt es die Möglichkeit eine so genannte Costa-Schleife [4] einzusetzen. Dies ist eine Regelschleife, die eine Taktabweichung feststellen und diese rückführen kann, um den Oszillator nachzuregeln.

2.5 Detektion

Die Detektion eines demodulierten Signals setzt sich aus drei Teilschritten zusammen: (1.) einem Optimalfilter, (2.) einem Abtaster und (3.) einem Entscheider.

Das Optimalfilter, im englischen Matched-Filter genannt, ist ein Filter, das entsprechend des Frequenzbandes und des Modulationsverfahrens möglichst gut an das übertragene Signal angepasst ist. Es unterdrückt das Rauschen im übertragenen Signal und maximiert damit das Signal-Rausch-Verhältnis. Das Optimalfilter geht auf North [9] zurück, der dieses bereits 1943 untersuchte. Für ein ideal übertragenes Signal ist solch ein Filter nicht notwendig, daher soll seine Funktionsweise in dieser Arbeit nicht genauer erläutert werden.

Nach dieser Aufbereitung, die im Falle eines theoretisch idealen Übertragungskanal nicht nötig ist, kann das Signal ausgewertet werden. Dazu wird es durch einen Abtaster über die Zeit diskretisiert. Dieser liest den aktuellen Wert des Signals in einem regelmäßigen Intervall von Zeitpunkten aus. Dieses Intervall muss mindestens so klein gewählt werden wie $\frac{T_s}{2}$. Häufig wird es jedoch wesentlich öfter, also in kleineren Intervallen abgetastet, und ein Durchschnittswert gebildet der dann diesen Symbolwert repräsentiert.

Da digitale Daten nicht nur Zeit- sondern auch Werte-diskret sind, folgt der letzte Schritt der Detektion: Der Entscheider weist jedem dieser kontinuierlichen Werte nun einen diskreten Symbolwert zu. Damit sind die digital übertragenen Daten wieder vollständig rekonstruiert. Jeder Symbolwert kann nun wiederum auf ein oder mehrere Bits abgebildet werden. Dies ist genau die Rückrichtung der Abbildung der Bits auf einen Symbolwert. Diese können zeitlich nacheinander zu einem Bitstrom zusammengefasst werden, der im Falle einer fehlerlosen Übertragung genau dem gesendeten Bitstrom entspricht.

3. KOMPLEXERE MODULATIONSARTEN

Die zwei bisher vorgestellten grundlegenden Modulationsarten ASK und PSK verwenden jeweils nur einen Parameter des zweidimensionalen Symbolraums. Dies ist der Raum in dem einer Bitfolge ein Symbolwert zugewiesen wird. Graphisch lässt sich dies veranschaulichen, in dem man für jedes Symbol in der komplexen Ebene Punkte aufträgt. Die Länge $|\vec{v}|$ des Vektors \vec{v} vom Ursprung zu einem solchen Punkt stellt dann die aufzumodulierende Amplitude dar und der Winkel φ die Phase. Dieser Phasenwinkel zeigt von der Abszisse aus im Gegenuhrzeigersinn auf den Vektor. Im Zusammenhang eines solchen Symbolraums bezeichnet man die Realkomponente auch als Inphase-Anteil und die Imaginärkomponente als Quadratur-Anteil.

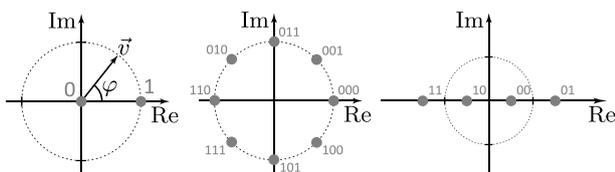


Abbildung 9: Symbolräume des OOK, 8-PSK und 4-ASK

In der linken Grafik der Abbildung 9 ist dies zusammen mit den beiden Symbolen des On-Off-Keyings dargestellt. Die Beschriftung der Punkte steht hier für die Bitfolge, die diesem Symbol zugeordnet ist. Da bei PSK nur die Phase, also der Winkel φ , verändert wird und nicht die Amplitude, liegen die Symbole immer auf einem Kreis um den Ursprung. Da alle Symbole die gleiche Priorität beim Senden besitzen werden sie gleichmäßig auf diesem Kreis verteilt. Um nun zum Beispiel 3 Bit gleichzeitig in einem Symbol zu kodieren werden somit 8 Symbole verwendet, wie in der mittleren Grafik bei dem Symbolraum des 8-PSK zu sehen ist. Bei ASK ist dies ganz ähnlich, jedoch liegen hier alle Symbole auf der Realachse und sind somit immer in Phase oder genau 180° phasenverschoben. Hier wird nur die Amplitude verändert um die Symbole voneinander zu unterscheiden. Die rechte Grafik zeigt dieses am Beispiel des 4-ASK mit 4 Symbolwerten. Die Verwendung beider Parameter gleichzeitig, um den Symbolraum besser auszunutzen, bildet die Basis der im Folgenden vorgestellten Modulationsart.

3.1 QAM

Bei der Quadratur-Amplituden-Modulation wird der gesamte zweidimensionale Symbolraum ausgenutzt, indem man zwei getrennte Signale für je Inphase- und Quadratur-Anteil moduliert und diese anschließend kombiniert. Dies soll im Folgenden anhand der einfachsten Form der QAM gezeigt werden, der so genannten 4-QAM, mit der je 2 Bit pro Symbol übertragen werden können.

Zu diesem Zweck wird der serielle Bitstrom durch einen Seriell/Parallel-Wandler in Blöcke von je 2 Bits geteilt. Diese werden dann dem korrespondierendem Symbol zugeteilt, wie auch bereits bei ASK und PSK beschrieben wurde. Ein solches Symbol entspricht nun aber nicht länger nur einem Symbolwert, sondern zwei Werten: Dem Inphase-Wert d_{In} und dem Quadratur-Wert d_{Qn} . Der Symbolraum der 4-QAM kann somit als eine parallele Kombination von 2-ASK und einer um 90° phasenverschobenen 2-ASK gesehen werden. Abbildung 10 illustriert diesen Zusammenhang mit den Symbolräumen dieser zwei Modulationsarten und dem kombinierten Symbolraum.

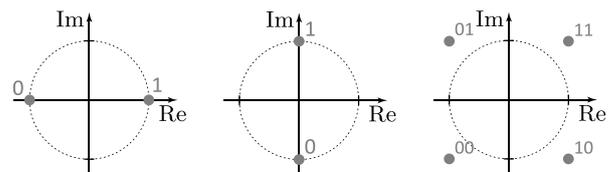


Abbildung 10: Symbolräume des 2-ASK, des 90° phasenverschobenen 2-ASK und deren Kombination zu 4-QAM.

Man kann am Symbolraum des 4-QAM eine Analogie zum 4-PSK sehen. Beim 4-PSK liegen die Symbole auf den vier Schnittpunkten des Einheitskreises mit den beiden Achsen. Wenn man die Vektoren des Symbolraums also um $\sqrt{2}$ streckt und um 45° rotiert, erhält man genau den Symbolraum des 4-QAM. Es wird später gezeigt, dass ein solch gestrecktes und phasenverschobenes 4-PSK Signal genau dem 4-QAM Signal entspricht. Dies ist ein Sonderfall, der nur bei 4-QAM funktioniert, nicht bei QAM mit mehr als 4 Symbolen.

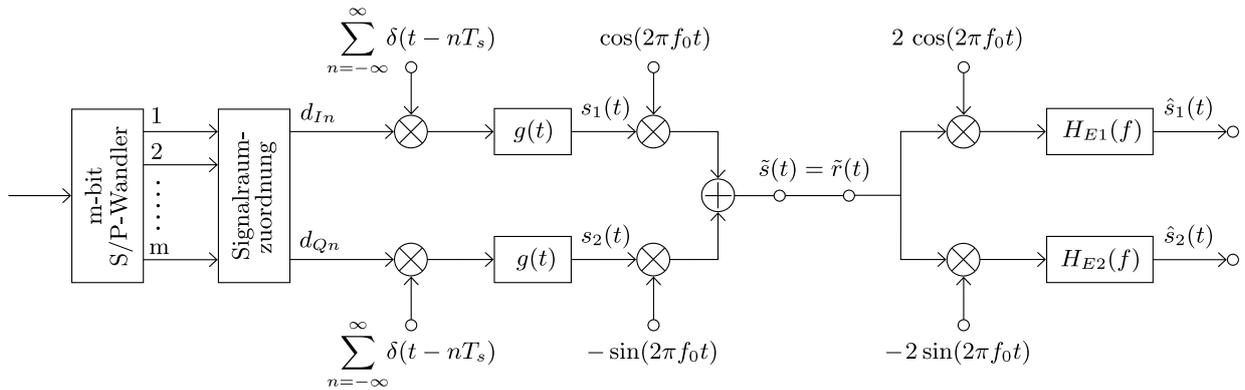


Abbildung 11: Ablauf einer QAM Modulation und Demodulation (nach [10])

Abbildung 11 beschreibt nun detailliert den Ablauf einer m -QAM Modulation. Dabei werden m verschiedene Symbolwerte verwendet. Die S/P-Wandlung sowie die Symbolraumzuordnung mit ihren 2 Ausgängen wurde bereits beschrieben. Die eigentliche Technik der QAM besteht nun darin, diese beiden Symbolwerte getrennt von einander weiter zu verarbeiten. Es werden hierfür sowohl der Inphase- und der Quadraturwert auf einen Grundimpuls multipliziert und mit $g(t)$ gefiltert um je ein Basisband Signal zu erhalten. Die Grundimpulse werden in der Abbildung durch die Summe der Dirac-Impulse dargestellt, die mit den Werten d_{In} und d_{Qn} multipliziert werden. Das Basisband Signal für die Folge von Inphase-Werten wird im Folgenden als $s_1(t)$, das für die Quadratur-Werte als $s_2(t)$ bezeichnet. $s_1(t)$ wird nun auf ein Kosinus-Trägersignal moduliert, $s_2(t)$ auf ein Minus-Sinus förmiges, also einen genau 90° phasenverschobenen Träger. Diese beiden modulierten Signale $\tilde{s}_1(t)$ und $\tilde{s}_2(t)$ werden nun addiert und ergeben damit das zu übertragende Signal $\tilde{s}(t)$.

$$\begin{aligned}\tilde{s}(t) &= \tilde{s}_1(t) + \tilde{s}_2(t) \\ &= s_1(t) \cos(2\pi f_0 t) - s_2(t) \sin(2\pi f_0 t)\end{aligned}$$

Nach der Übertragung über einen idealen Kanal erreicht den Sender das Signal $\tilde{r}(t) = \tilde{s}(t)$. Dieses wird ganz ähnlich zur Demodulation eines 2-ASK Signals mit einem synchronen Trägersignal multipliziert. Im Falle von QAM wird $\tilde{r}(t)$ allerdings zwei mal parallel demoduliert. Einmal mit einem Kosinus-synchronem Signal und einmal mit einem Minus-Sinus-synchronem Signal, und damit exakt den beiden Trägersignalen, die zur Modulation verwendet wurden. Dabei werden, wie schon bei in Abbildung 8 gezeigt, je die Wertanteile nach oben und unten geklappt, die zuvor mit dem entsprechenden Träger moduliert wurden. Wenn beide demodulierten Signale noch durch die Optimalfilter $H_{E1}(f)$ und $H_{E2}(f)$ gegeben werden, besitzen die Signale $\hat{s}_1(t)$ und $\hat{s}_2(t)$ genau die Hüllkurven, die der Form von $s_1(t)$ und $s_2(t)$ entsprechen. Nach Abtastung und Entscheidung ergeben sich wieder die Inphase- und Quadratur-Werte d_{In} und d_{Qn} . Je ein solches Wertepaar kann wieder einem Symbol und damit einer Bitfolge zugeordnet werden. Es ergeben sich pro Symbol wieder die m Bit-Werte, die zu diesem Zeitpunkt gesendet wurden und nun seriell auf einen Bitstrom gelegt werden können.

Mit dem folgenden, aus Formelsammlungen bekanntem trigonometrischen Zusammenhang

$$a \sin(x) + b \cos(x) = \sqrt{a^2 + b^2} \sin\left(x + \arctan\left(\frac{b}{a}\right)\right)$$

lässt sich $\tilde{s}(t)$ abschnittsweise in die Form eines Sinusoid bringen (Beweis: [3]). Für den speziellen Fall des 4-QAM, in dem $a, b \in \{-1, 1\}$ gilt, können somit die folgenden Fälle auftreten:

$$\begin{aligned}&\pm \cos(2\pi f_0 t) \pm \sin(2\pi f_0 t) \\ &= \pm \sqrt{2} \sin\left(2\pi f_0 t \pm \frac{\pi}{4}\right)\end{aligned}$$

Hierbei wurde der Zusammenhang $\arctan(\pm 1) = \pm \frac{\pi}{4}$ benutzt. Man sieht in der resultierenden Form, dass sich die Frequenz durch die Addition der beiden Sinus- und Kosinusfunktionen nicht verändert. Die Amplitude wird gegenüber den beiden Teilfunktionen jedoch um den Faktor $\sqrt{2}$ gestreckt. Durch die beiden \pm -Variationen, sowohl in der ursprünglichen als auch der Sinusoid-Form, ergeben sich 4 Möglichkeiten. Bei genauerer Betrachtung sieht man, dass dies die Phasenverschiebung je nach kodiertem Symbol um 45° , 135° , 225° oder 315° darstellt. Dies entspricht dem vorher vorgestellten Symbolraum, und deckt sich damit exakt mit der Analogie zum gestreckten und phasenverschobenen 4-PSK.

Im Folgenden wird beschrieben, wie sich mathematisch zeigen lässt, dass sich sowohl der Inphase- als auch der Quadratur-Anteil getrennt von einander rekonstruieren lassen. Das mit dem Kosinus demodulierte Signal ergibt zusammen mit den beiden folgenden trigonometrischen Zusammenhängen

$$\sin(x) \cos(x) = \frac{1}{2} \sin(2x) \quad (7)$$

$$\cos^2(x) = \frac{1}{2} (1 + \cos(2x)) \quad (8)$$

die folgende Formel:

$$\begin{aligned}\hat{s}_1(t) &= 2 \cos(2\pi f_0 t) \tilde{s}(t) \\ &= 2 \cos(2\pi f_0 t) \left[A \cos(2\pi f_0 t) - B \sin(2\pi f_0 t) \right] \\ &= 2A \cos^2(2\pi f_0 t) - 2B \cos(2\pi f_0 t) \sin(2\pi f_0 t) \\ &= A + A \cos(4\pi f_0 t) - B \sin(4\pi f_0 t)\end{aligned}$$

Damit wird das Signal immer um die Konstante A in der Ordinate versetzt. In dieser Konstante steckt damit die Information des Inphase-Anteils des Symbolwerts. Analog gilt dies für das demodulierte Signal des Quadratur-Anteils.

Dass das Inphase Signal sich nicht mit dem Quadratur Signal überschneidet, und sich damit gegenseitig beeinflusst, ist der Tatsache zu verdanken, dass die beiden Trägersignale Kosinus und Minus-Sinus orthogonal zu einander sind. Was so eben durch die Berechnung gezeigt wurde, verdeutlicht Abbildung 12 graphisch: Die Minima und Maxima der beiden Funktionen, dort wo die Information über die Amplitude steckt, liegen jeweils über den Nulldurchgängen der anderen Funktion. Damit besitzt die Funktion nach dem Aufsummieren an diesen Stellen immer noch genau diese Werte. Damit interferieren sie nicht, und ermöglichen damit erst die Quadratur-Amplituden-Modulation.

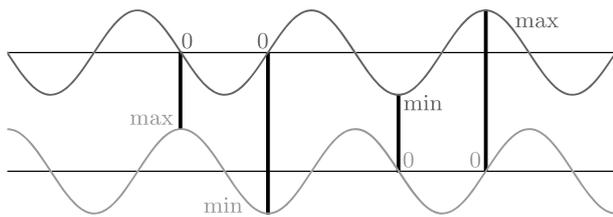


Abbildung 12: Orthogonalität der Sinus und Kosinus Funktionen

Das Grundprinzip der QAM, das gerade anhand der 4-QAM gezeigt wurde, kann mit der Tatsache, dass sowohl im Inphase als auch im Quadraturanteil mehr als nur ein Amplitudenwert benutzt werden kann, verbunden werden. Damit können sogar noch mehr Bit pro Symbol auf der Trägerfrequenz untergebracht werden. In der Spezifikation des DVB-C2 wird sogar eine 4096-QAM vorgeschlagen, die 2^{12} Symbole besitzt [7]. Sie kann 12 Bit pro Symbol und damit ganze 3 Byte mit nur zwei Symbolen übertragen.

4. FREQUENZMULTIPLEXING

Als Multiplexing, oder Multiple Access, bezeichnet man die Technik, mehrere separate Datenströme auf einem Medium zu transportieren. Dies ist insbesondere für die drei folgenden Anwendungsfälle interessant. Zum einen, wenn mehrere Benutzer ohne sich gegenseitig zu stören, über ein Medium miteinander kommunizieren wollen. Zum anderen ist es oft erwünscht, ein Medium für mehrere separate Datentransferprotokolle zu nutzen. Dies ist beispielsweise bei der Funkübertragung der Fall, bei der Mobilfunk, terrestrisches Fernsehen, Radio und viele Andere parallel senden und empfangen können ohne sich dabei gegenseitig zu stören. Es wird jedoch auch eingesetzt um die Datenrate für eine einzige Verbindung zu erhöhen, in dem ein Datenstrom in mehrere Teilströme aufgeteilt wird, diese über den Kanal gesendet werden, um dann beim Empfänger wieder in einen Strom zusammengefasst zu werden.

Die naheliegendste Form ist das Multiplexing über die Zeit, auch TDMA (Time Division Multiple Access) genannt, bei der jeder Sender zeitlich nacheinander auf dem Medium sendet. Es gibt diverse Techniken, wie dieses implementiert werden kann und wie Kollisionen erkannt oder vermieden

werden können. Auf diese soll hier nicht näher eingegangen werden. Diese wird, neben anderen Techniken, oft für den Anwendungsfall eingesetzt, bei dem mehrere Benutzer verschiedene Verbindungen über ein Medium benutzen wollen.

Um jedoch zeitgleich mehrere Übertragungsströme auf einem einzigen Medium zu realisieren, ist TDMA wenig geeignet. Die verschiedenen Datenströme müssten eine gemeinsame TDMA Technik implementieren, was alleine schon dem Gedanken widerspricht, verschiedene Protokolle einsetzen zu können. Für diesen Zweck wird eine andere Technik eingesetzt, die durch die Modulation erst möglich gemacht wird: FDMA (Frequency Division Multiple Access). Dabei wird der Umstand ausgenutzt, dass das Nutzsignal durch die Modulation auf eine fast beliebige Frequenz gebracht werden kann. Weiterhin belegt das Signal idealerweise ein möglichst kleines Frequenzband, was durch die vorher vorgestellten Raised-Cosine-, Gauß- oder andere Filter sichergestellt werden kann. Durch diese Voraussetzungen können nun mehrere solcher modulierter Datenströme parallel auf ein Medium gelegt werden, wenn sie auf verschiedene Frequenzen moduliert wurden, und ihre Frequenzbänder sich nicht überschneiden. Auf Empfängerseite können ein oder mehrere Frequenzbänder von Interesse durch einen Bandpass wieder herausgeschnitten und die enthaltenen Signale demoduliert werden. Dadurch entsteht, im Gegensatz zu anderen Multiplexing-Techniken, kein höherer Aufwand auf Sender- oder Empfängerseite: Der Sender muss zum Beispiel keine Strategien zur Kollisionsvermeidung einsetzen. Der Empfänger muss nicht den ganzen Datenverkehr mithören und Anhand diesem entscheiden, ob Daten an ihn adressiert ist.

Abbildung 13 zeigt einen Frequenzbereich einer ISDN-Telefonleitung auf der mit ADSL Daten übertragen werden. FDMA macht es hier möglich gleichzeitig über das ISDN Frequenzband zu telefonieren und sich über ADSL ins Internet zu verbinden. Die beiden Frequenzbänder werden im Haushalt über einen ADSL-Splitter mit zwei Bandpässen getrennt und dem ADSL-Modem bzw. der Telefonanlage zugeführt. Das ADSL Band ist wiederum in zwei Zuständigkeitsbereiche für den Up- bzw. Downstream geteilt, um parallel Daten senden und empfangen zu können.

Das elektromagnetische Spektrum, das bei der Übertragung über Funk zur Verfügung steht, ist vielfach von verschiedensten Analogen und Digitalen Übertragungsprotokollen belegt. Lokale Rechnernetze mit WLAN liegen im Band von ca. 5,7-5,9 GHz. GSM Mobilfunk belegt Frequenzen um 900 MHz und 1800 MHz, UMTS für schnellen Internetzugang von Mobiltelefonen den Bereich von etwa 1,9-2,2 GHz. Digitales Satellitenfernsehen wird im Bereich zwischen 10,7 GHz - 12,7 GHz ausgestrahlt [2]. Dies ist jedoch nur eine sehr kleine Auswahl von Protokollen. Ohne FDMA wäre es praktisch nicht denkbar so viele Verfahren gleichzeitig einsetzen zu können.

FDMA kann auch sehr gut für den dritten Anwendungsfall eingesetzt werden: Die Erhöhung der Datenrate durch Multiplexing von mehreren Teilströmen. Diverse Übertragungsprotokolle nutzen diese Technik um ihre Datenrate zu erreichen. Dazu werden mehrere, meist benachbarte Frequenzbänder genutzt und zu einer Übertragung zusammengefasst. Je nach Signal-Rausch-Verhältnis wählen viele mo-

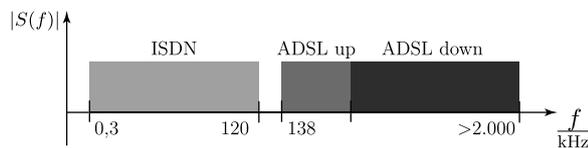


Abbildung 13: Frequenzbereich einer ISDN-Leitung mit ADSL

derne Übertragungsverfahren dazu pro Teilfrequenzband adaptiv die geeignete Symbolanzahl für die Modulation aus. Dies ist im Idealfall die größte noch detektierbare Anzahl für die genutzte Modulationstechnik. Je nach Qualität und Länge der Leitung oder Funkstrecke können bestimmte Frequenzbänder eine unterschiedliche Übertragungsgüte aufweisen. Auf schlechteren Frequenzbändern werden daher nur weniger gültige Werte pro Symbol genutzt, auf besseren entsprechend mehr. Die Summe der Datenraten der einzelnen genutzten Frequenzbänder ergibt dann die Gesamtdatenrate der Verbindung.

Viele Multiplexing-Verfahren lassen sich zusammen mit FDMA bzw. darauf aufsetzend nutzen. So benutzt etwa GSM Mobilfunk ein anderes Multiplexing Verfahren um Kollisionen von Verbindungen mehrerer Nutzer auf dem GSM-Frequenzband zu erkennen und zu vermeiden. Eben dieses Band befindet sich aber wiederum zusammen mit anderen Protokollen über FDMA auf dem selben Übertragungskanal. So entsteht eine Hierarchie, in dem das Übertragungsmedium zwischen den verschiedenen Protokollen, Nutzern, Verbindungen und einzelnen Datenströmen immer weiter unterteilt wird.

5. AUSBLICK

Nachdem nun die wichtigsten digitalen Modulationsverfahren beschrieben wurden, stellt sich die Frage, wie diese in der Praxis eingesetzt werden. Hierzu gibt es für jede Implementierung dieser Techniken viele Parameter, die zu klären sind. Das Frequenzband wird bei kabelgebundener Übertragung meist durch die physikalischen Eigenschaften bestimmt. Je länger das Kabel sein darf, desto mehr leidet hier das Signal-Rausch-Verhältnis und die Bandbreite und damit die erreichbare Datenrate. Bei Funkübertragungen spielt hierbei noch zusätzlich eine Rolle, welche Frequenzbänder frei verfügbar sind und können sich für jedes Land stark unterscheiden.

Zusätzliche Faktoren sind, welche Modulationsart und Symbolraum eingesetzt wird, wie viele Bit pro Symbol kodiert werden, welche Filter zur Grundimpuls-Generierung verwendet werden, mit welcher Sendeleistung gesendet wird, und viele andere mehr. Jeder dieser Punkte geht mit weiteren Entscheidungen einher, wie zum Beispiel die Auswahl von geeigneten Parametern, mit denen die Grundimpuls-Filter modifiziert werden. Viele Techniken können die Symbolrate, die Anzahl der Bits pro Symbol und die Sendeleistung adaptiv an die Qualität des Mediums anpassen. Wie und wann solche Anpassungen genau geschehen muss ebenfalls durch einen geeigneten Algorithmus festgelegt werden. Mögliche Anforderungen tragen zusätzlich zur Komplexität bei. So kann es etwa für einen ADSL Anbieter wünschenswert sein, die Datenrate eines Kunden bei einem günstigen Vertrag auf

ein bestimmtes Maximum zu drosseln. Solche Fälle müssen im Protokoll vorgesehen werden, und beim Verbindungsaufbau eines ADSL-Modems mit der Gegenstelle ausgehandelt werden.

Man sieht, dass sich eine konkrete Implementierung einer digitalen Datenübertragung weitaus komplexer gestaltet als in der Theorie, die in dieser Arbeit vorgestellt wurde. Hierfür ist viel Entwicklungsarbeit, viele Tests und Erfahrung notwendig. Neben diesen Problemen gibt es ein noch weitaus grundlegenderes: Die informationstheoretische maximale Datenrate, die durch das vorher erwähnte Shannon-Hartley-Gesetz [11, 6] festgelegt wird. Es besagt nichts anderes, als dass die Datenrate, die immer weiter anwächst, durch das Medium grundsätzlich begrenzt ist. Ist diese Grenze erreicht, gibt es, um die Datenrate weiter zu erhöhen, keine andere Möglichkeit als mehrere Leitungen zu bündeln, oder auf eine physikalisch günstigere Leitung zu wechseln. Bei Funkübertragungen etwa besteht dann nur die Möglichkeit, die einzelnen Funkzellen zu verkleinern und damit weniger Benutzer pro Zelle bedienen zu müssen.

6. LITERATUR

- [1] Information technology - Open Systems Interconnection - Basic Reference Model: The Basic Model. *International Standard ISO/IEC 7498-1*, November 1994.
- [2] Frequenznutzungsplan. *Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen*, April 2008.
- [3] G. Cazalais. Linear Combination of Sine and Cosine. Februar 2007.
- [4] J. P. Costas. Synchronous Communications. *Proceedings of the IRE*, pages 1713–1716, Dezember 1956.
- [5] P. Dirac. *Principles of quantum mechanics (4th ed.)*. Oxford at the Clarendon Press, 1958.
- [6] R. V. L. Hartley. *Transmission of Information*. Bell System Technical Journal, 1928.
- [7] P. Hasse, D. Jaeger, and J. Robert. DVB-C2 - A new Transmission system for Hybrid Fibre Coax Networks. *ICT Mobile Summit Conference Proceedings, Santander*, Juni 2009.
- [8] K. Meyberg and P. Vachenauer. *Höhere Mathematik 2: Differentialgleichungen, Funktionentheorie, Fourier-Analyse, Variationsrechnung*. Springer-Lehrbuch Series. Springer, 2001.
- [9] D. O. North. Analysis of the Factors which determine Signal/Noise Discrimination in Radar. *IEEE, RCA Laboratories, Princeton, Technical Report, PTR-6C*, 51, Juni 1963.
- [10] G. Söder and C. Hausl. Vorlesungsskript Nachrichtentechnik 1 Sommersemester 2009. *Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Technische Universität München*.
- [11] C. E. Shannon. *The Mathematical Theory of Communication*. University of Illinois Press, 1949.
- [12] M. Werner. *Nachrichtentechnik - Eine Einführung für alle Studiengänge - 6. Auflage*. Vieweg + Teubner.