

Digitales Fernsehen

DVB

Das Digitale Fernsehen, eine Entwicklung unter wesentlicher deutscher Beteiligung, die sich hierzulande aber im Gegensatz zu anderen Ländern der westlichen und östlichen Hemisphäre seit 1999 nur sehr mühsam zu etablieren beginnt, heißt im internationalen Sprachgebrauch DVB (Digital Video Broadcasting).

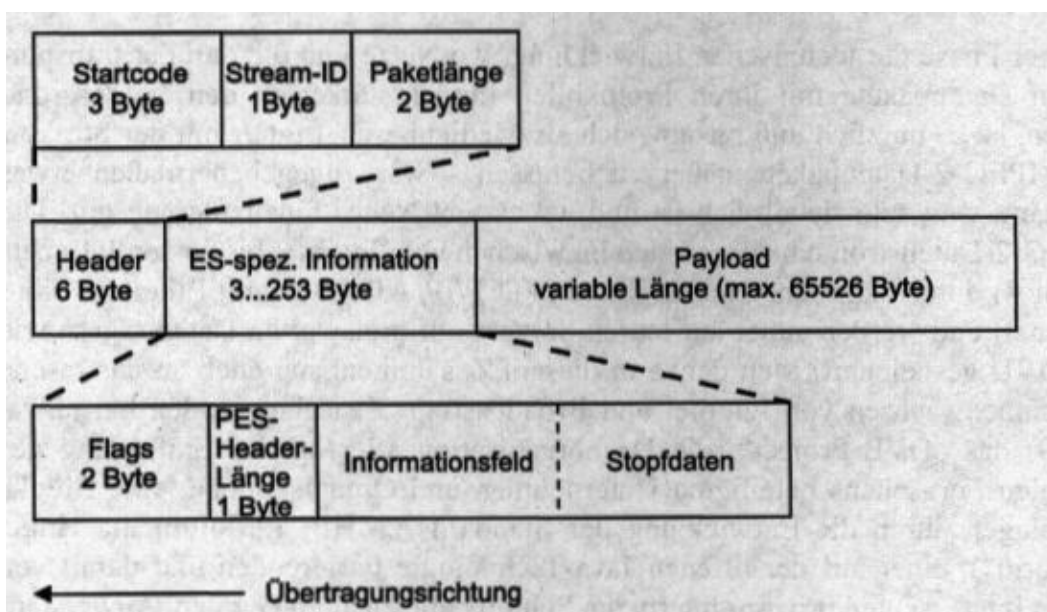
Den Kern von DVB bilden MPEG-2-Datenströme der Spezifikation „MP@ML“ (s. den Abschnitt zur Videodatenkompression) und in der Form des „Transportstrom-Multiplexes“, wie er in den MPEG-2-Standards definiert wurde. Der DVB-Standard selbst schreibt nun vor, wie diese Datenströme an die unterschiedlichen Übertragungskanäle wie Satellit, Kabel und terrestrische Netze anzupassen sind. Solche Anpassungen nennt man „Kanalcodierungen“. Auch die zu verwendenden (digitalen) Modulationsverfahren und eventuellen Rückkanäle sind hier spezifiziert.

In einer Phase der technischen Entwicklung, wo Netze und die darüber transportierten Datenpakete mit ihren Protokollen immer stärker in den Vordergrund rücken, ist es nützlich und ratsam, sich als Medienbeschäftigte/r mit der Struktur der MPEG-2-Datenpakete näher zu befassen was zugegebenermaßen etwas mühsam, weil sehr detailreich ist und wo es viel Neues hinzuzulernen gilt. Die MPEG-2-Datenströme bewegen sich inzwischen vom Internet bis zu den Intranets (Studios) durch sämtliche Netzstrukturen (TCP/IP, ATM, Gigabit Ethernet, Fibre Channel) und werden außer auf teuren Servern auf preiswerten Datenträgern wie der DVD gespeichert. Man denke in diesem Zusammenhang auch an das rasche Zusammenwachsen von Internet und Broadcasting. Zwischen beiden hat jüngst (1999) das „DVB-Project“, die Dachorganisation aller an der Einführung des digitalen Fernsehens beteiligten Unternehmen und Organisationen, eine Brücke geschlagen durch die Entwicklung des Standards „MHP“ („Multimedia Home Platform“), einer auf der offenen Java-Technologie basierenden und damit von jedem Interessenten programimierbaren Schnittstelle zu allen Geräten, Anwendungen und Inhalten von Internet und digitalem Fernsehen. Mittlerweile (1999) gibt es auch die ersten Prototypen *mobiler* Fernsehgeräte für *terrestrisches* Digital-TV (DVB-T), in denen Fernseh-, Computer- und Mobilfunktechnik miteinander verknüpft sind und die es gestatten, über das GSM-Netz einen digitalen Rückkanal zum Internet zu schalten, um Web-Seiten oder Online-Dienste anzufordern und E-Mail-Verkehr abzuwickeln. Es gibt also Gründe genug, sich intensiv mit den dem Digital-TV zugrundeliegenden Technologien auseinanderzusetzen.

Im Folgenden wird nach der Darstellung des MPEG-2-Datenmultiplex auf die ebenfalls international gefragte Spitzentechnologie bei der Kanalcodierung bzw. den Übertragungsverfahren über Satellit, Kabel und terrestrische Strecken eingegangen. Dabei muss DVB-T(errestrisch) notwendigerweise detaillierter betrachtet werden, da es viele „ungewohnte“ Technologien beinhaltet und deshalb einiges mehr an modernstem Hintergrundwissen bereitzustellen ist.

MPEG-2-Datenstrom

Ein MPEG-2-Elementarstrom ES („Elementary Stream“) enthält nur die Daten *eines* Quellencoders, also Video- oder Audio- oder sonstige Daten. Der jeweilige Bitstrom wird in (relativ lange) „Pakete“ — man spricht auch von „Rahmen“ (engl. „Frames“) — aufgeteilt (paketierte) und heißt dann PES („Packetized Elementary Stream“). Der jedem Paket vorangestellte Paketkopf („Header“) beginnt mit dem immer gleichen „Startcode“, dem zur Identifizierung der folgenden ES-Nutzinformation (Audio, Video oder irgendein anderer „erlaubter“ Bitstrom) die so genannte Stream ID („Stream Identification“) folgt. Die letzten beiden Bytes des Headers signalisieren die Länge des gesamten Pakets inklusive Header (in Byte). Sie kann wegen 2 Byte = 16 bit maximal 65535 Byte betragen. Bestehen allerdings die beiden letzten Bytes des Headers nur aus Nullen, so wird damit ein Videostream unbestimmter Länge bezeichnet. Weitere Pakete werden dann nur anhand ihres Startcodes identifiziert.



Struktur eines PES -Pakets

Der Header wird durch eine elementarstromspezifische Steuerinformation erweitert, dann folgt die eigentliche Nutzinformation, die „Payload“. Die unabdingbaren ersten drei Bytes der Header-Erweiterung teilen sich auf in 2 Byte für Signalisierungsbits („Flags“, s. gleich) und 1 Byte für die Mitteilung der gesamten Headerlänge (inkl. Erweiterung) vor der Payload.

Die Payload selbst besteht aus einer oder mehreren direkt aufeinanderfolgenden PUs („Presentation Units“). Im Falle von Video und Audio sind das entweder Video- oder Audioframes. Ein Audioframe stellt dabei die Information eines codierten Tonabschnitts mit einer Länge zwischen 16 und 72 ms dar, je nachdem welche Codierung konkret verwendet wurde.

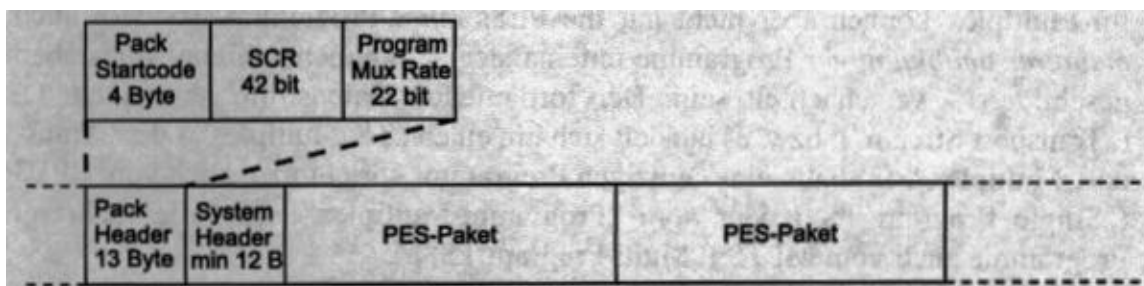
Die wichtigsten beiden Flags im PES-Header mit je 1 bit Länge sind die PTS/ DTS-Flags. Wenn sie „gesetzt“ sind (d. h., wenn sie im Fall Bit = „1“ = „Ja“ auf das Folgende als zutreffend verweisen), heißt das, dass im nachfolgenden Steuerinformations-Datenfeld (kurz Informationsfeld) *relative* Zeitmarken („Time Stamps“) enthalten sind. Relativ bedeutet, dass der Empfänger-Decoder relative zeitliche Zusammenhänge beachten

muss, um z. B. eine lippensynchrone Darstellung von Bild und Ton zu erreichen. Da nämlich die völlig unterschiedlichen Bitraten von Video und Audio unterschiedlich große Decoder-Zwischenspeicher im Empfänger bedingen, muss dem Empfänger anhand der relativen Zeitmarken mitgeteilt werden, wann er z. B. relativ zum gerade zur Decodierung anstehenden Tonabschnitt mit der Decodierung der zugehörigen Bilder zu beginnen hat(te) und wann er beides, dann synchron, auszugeben hat. Die einzelnen Elementarströme *eines* Programms sind also miteinander über ihre jeweiligen Zeitmarken verkoppelt. Selbstverständlich muss auch noch an anderer Stelle im Datenstrom (s. u.) eine *absolute* Zeitbasis übertragen werden, auf die sich dann die Time Stamps beziehen können.

Die PTS („Presentation Time Stamp“) ist eine solche relative Zeitmarke für Decodierung und zeitlich richtige Präsentation eines Elementarstromes. Die DTS („Decoding Time Stamp“) wird zusätzlich für die Herstellung der richtigen Reihenfolge von Bildern benötigt, da nun bei MPEG-2 die Übertragungs- und Decodierungs-Reihenfolge der B-Pictures aufgrund ihrer Ableitung aus 1- und P-Pictures nicht der zeitlich richtigen Reihenfolge entspricht (vgl. den Abschnitt zur Videodatenkompression). Die notwendige Umordnung wird mithilfe der DTS in einem speziellen Zwischenspeicher vorgenommen und dabei die Synchronität zum Ton wiederum sichergestellt.

Weitere „Ja/Nein“-Flags weisen hin auf Informationen wie Verschlüsselungskontrolle („Scrambling Control“), zyklische Redundanzkontrolle für die Fehlerdetektion (CRC, „Cyclic Redundancy Check“, Copyright u. a. m.

Mehrere bis viele unterschiedlich lange PES-Pakete *eines* Programms können zu einem längeren Paket („Pack“) zusammengefügt werden, dem dann jeweils ein „Pack Header“ und ein „System Header“ vorangestellt werden.



Struktur eines Packs im Program Stream

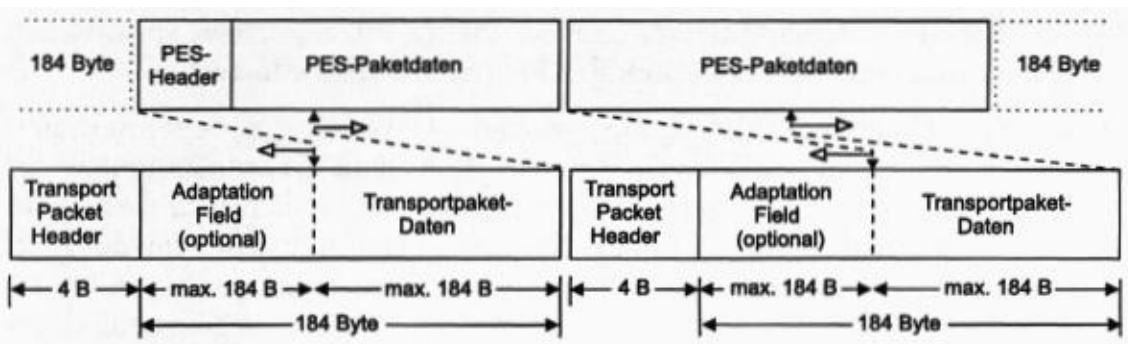
Der Pack Header teilt nach dem üblichen Startcode dem Empfänger die *absolute* Zeitbasis oder Programm-Basiszeit oder System-Zeitreferenz SCR mit („System Clock Reference“). Die entsprechende System-Uhrzeit STC („System Time Clock“) wird in 27-MHz-„Ticks“ angegeben; d. h., jeder einzelne, 37 ns dauernde Takt einer sehr exakten 27-MHz-Oszillatorschwingung kann im 24-Stunden-Raster als 42-bit-Wort dargestellt werden, und jedem Pack Header wird dann entsprechend seines zeitlichen Auftretens die jeweils gültige SCR „aufgeprägt“ wie eine Art „Zeitstempel“ der Sendeseite. Auf der Empfängerseite dient die SCR zur Synchronisation des Datenstroms und zur Rückgewinnung des Systemtaktes. Die hohe Präzision bzw. Zeitauflösung der SCR ist auch zur Wiedergewinnung der PAL-Farbträgerreferenz im Falle einer D/A-Wandlung erforderlich. Ein reiner MPEG-2-Datenstrom muss wenigstens alle 100 ms einen solchen 27-MHz-Tick enthalten, ein DVB-Datenstrom wenigstens alle 40 ms. Nach der SCR signalisiert der Packet Header noch die Multiplex-Rate des Programm-Multiplexes aus

einzelnen Elementarströmen.

Der System Header enthält systemspezifische Informationen, z. B. zur Datenrate. Der Strom von aufeinanderfolgenden Packs ist der (MPEG-2-) *Programmstrom* PS („Program Stream“). Er wird nur in relativ störungsfreien Umgebungen eingesetzt, z. B. in Studios und Speichermedien wie Platten- oder Magnetbandspeichern, auch weil mit zunehmenden Pack-Längen die Resynchronisation aufgrund der großen zeitlichen Abstände zwischen den Ticks schwieriger wird. Für DVB wird der (MPEG-2-) *Transportstrom* („Transport Stream“) verwendet.

MPEG-2 im DVB-Datenstrom

Die relativ störanfälligen Strecken für Satelliten-, Kabel- oder terrestrische Übertragung bedingen eine sicherere Art der „Verpackung“ von Daten. Die Lösung liegt in der „Zerhackung“ der PES-Pakete in lauter aufeinanderfolgende kurze Pakete fester Länge, die zu dem zeitlich ineinander verschachtelt werden (Zeitmultiplex) und zwar so, dass sich die Häufigkeit des Auftretens der zu den verschiedenen PESs *eines* Programms gehörenden Pakete im Multiplex verhält wie die Bitraten der einzelnen PESs. Außerdem sollen sie gleichmäßig im Datenstrom verteilt sein, um die jeweiligen Decoder-Buffer gleichmäßig auszulasten (s. u.). Im Multiplex können aber nicht nur die PESs *eines* Programms, sondern auch *mehrerer unabhängiger* Programme miteinander im gleichen Sinne wie soeben geschildert verschachtelt sein. Der fortlaufende Datenstrom heißt jetzt TS („Transport Stream“), bzw. es handelt sich um einen „TS-Multiplex“ oder „Transport-Multiplex“. Im Falle eines einzigen Programms spricht man auch vom SPTS („Single Program TS“) oder vom „Programm-Multiplex“, im Falle mehrerer Programme auch vom MPTS („Multi Program TS“).



Struktur der TS-Pakete

Jedes Paket ist 188 Byte lang und beginnt mit einem 4 Byte langen Header, dem „Transport Packet Header“ (kurz „TS-Header“). Der Payload-Bereich von 184 Byte wurde auch dahingehend bemessen, dass sich darin auch eine ganze Zahl von ATM-Zellen unterbringen lässt.

Ein Bit im TS-Header signalisiert, ob in diesem Paket ein PES-Header übertragen wird oder nicht (ein PES-Paket erstreckt sich ja über mehrere bis viele TS-Pakete). Ein(e) PID („Packet Identification“ oder „Packet Identifier“) mit 13 bit Länge im TS-Header bezeichnet den Elementarstrom innerhalb des Multiplexes, dem das jeweilige Transportpaket zuzuordnen ist. Für bestimmte Typen von Transportpaketen sind bestimmte PIDs reserviert. Die zeitlich richtige Abfolge der Transportpakete eines PES wird für den

Empfänger-Decoder durch den 4 bit langen Kontinuitäts-Zähler („Continuity Counter“) am Ende des Headers sichergestellt. Die übrigen Bits im TS-Header seien hier nicht betrachtet.

Das optionale Datenfeld nach dem TS-Header heißt AF („Adaptation Field“) und kann, wenn es zwischendurch im Multiplex übertragen wird, bis zu 184 Byte lang sein. Davon ist das erste Byte für die Längenangabe des Feldes und das zweite für acht verschiedene Flags bestimmt, die auf das Vorhandensein (oder nicht) ganz bestimmter Steuerinformationen im anschließenden Datenfeld des AF verweisen. Das Adaptation Field kann, sofern es nicht ganz ausgenutzt wird, mit so genannten Stopfdaten aufgefüllt werden. Es wird z. B. immer dann zwischen den Transportpaket-Header und die eigentlichen Transportpaket-Daten eines PES eingefügt, wenn „wieder einmal“ eine Zeitmarke (PCR, s. gleich) für diesen PES zu übertragen ist (auf deren Existenz dann mit dem zuständigen Flag im zweiten Byte des Adaptation Fields verwiesen werden muss).

Die im Adaptation Field von Zeit zu Zeit, also nur in manchen TS-Paketen eines Programms übertragene PCR („Program Clock Reference“) ist die *absolute* Zeitbasis oder Programm-Zeitreferenz, auf die sich der Empfänger mit seinen verschiedenen Decodierungsaufgaben bezieht. Sie ist genau so definiert wie die SCR, hat die gleichen Aufgaben und ist in den gleichen Zeitabständen zu übertragen, heißt aber *PCR*, um anzudeuten, dass sie immer nur für die Elementarströme *eines Programms* innerhalb des TS-Multiplexes gültig ist, es sich also um die spezifische Programm-Basiszeit (Zeitreferenz dieses einen Programms unter mehreren) handelt. Das bedeutet, dass jedes Programm innerhalb eines TS seine *eigene* PCR mit sich führt, die immer *einer* PID, also *einem* spezifischen *Elementarstrom* innerhalb des jeweiligen Programms zugeordnet ist.

Da sich im Verlauf einer Übertragung sowohl der Übertragungsweg selbst (Satellit/Kabel usw. mit unterschiedlichen Bitraten) als auch die Zusammenstellung der Programme ändern kann (neue Multiplexbildungen), ändert sich auch die relative zeitliche Lage der PCRs im Multiplex. Deshalb ist eine Aktualisierung der Zeitmarken („Restamping“) bei jedem Wechsel von einem Transportstrom-Übertragungsabschnitt zum nächsten zwingend erforderlich, z. B. regelmäßig beim Übergang von einer Satellitenempfangs- auf eine Kabel-Kopfstation. Das Restamping geschieht in den TS-Multiplexern der Zwischenstationen, wo die einzelnen PESs zurückgewonnen werden müssen („Demultiplexing“), bevor sie wieder in einen neuen Multiplex verschachtelt werden können („Remultiplexing“). Bei einer solchen Neukonfigurierung des Datenstroms spricht man auch von einem „*Transmultiplex*“, der in einem „Trans-Multiplexer“ oder kurz „Transmux“ erzeugt wird.

Bei N Programmen eines Transportstromes bezieht sich der PCR auf das Programm mit der Nr. i. Der gerade als erste eintreffende PCR wird nun am Eingang des TS-Multiplexers herausgefiltert und startet eine 27-MHz-Systemuhr, die auf dieselbe Systemzeit wie die ankommenden Daten von Programm Nr. i justiert werden. Die PESs vom Programm Nr. i werden abschnittsweise in Zwischenspeicher eingelesen und gemäß der Struktur des neu zu erstellenden Multiplexes in neuer Verschachtelung (i. a. zusammen mit anderen Programmen) wieder ausgelesen. Derweil ist die Systemuhr für Programm Nr. i weitergelaufen, und wenn nun das betreffende PES-Paket den Multiplexer verlässt, bekommt es in seinem AF („Adaption Field“) gewissermaßen den neuen Stempel, jetzt gültige Programm-Zeitreferenz“ in Form der aktualisierten PCR „aufgedrückt“. Ein entsprechendes Restamping spielt sich auch bei den PCRs der übrigen Programme des

neu konfigurierten Multiplexes ab.

Beim Wechsel von einer niedrigeren zu einer höheren Rate des Datenstroms in einer Zwischenstation (z. B. von Satellit auf eine Kabel-Kopfstation) müssen die einzelnen TS-Pakete zeitlich komprimiert werden. Dabei entstehende zeitliche Lücken im TS werden dann regelmäßig durch „Nullpakete“ aufgefüllt.

Beim Durchlaufen mehrerer Zwischenstationen mit jedesmal notwendigem Restamping ist ein gewisser „Jitter“, d. h. eine Schwankung der PCR-Werte um den Idealwert nicht zu vermeiden. Von der MPEG-Expertengruppe ist die zulässige Schwankungsbreite auf 500 ns festgelegt worden; damit müssen die Empfänger gerade noch fehlerfrei arbeiten können.

Bevor der Empfänger die einzelnen Bestandteile eines ausgewählten Programms (Audio, Video, Daten) decodieren kann, muss er zunächst über die Zeitbasis zur Rekonstruktion der Systemzeit, über die Zahl der Programme eines TS, die Art der jeweiligen Elementarströme und ihre zeitlichen Beziehungen zueinander informiert werden, um eine Sortierung vornehmen zu können. Über solche Informationen muss auch der Remultiplexer in jeder Zwischenstation auf dem Übertragungsweg verfügen, um evtl. neue Transportströme zusammenstellen zu können. Diese programmspezifische Information PSI („Program Specific Information“) wird einem Transmux oder Remultiplexer bzw. dem PSI-Decoder des Empfängers in Tabellenform mitgeteilt. Solche Tabellen sind wiederum in einzelne, unabhängig voneinander aktualisierbare Segmente („Sections“) unterteilt, deren Vorhandensein vom Payload Unit Start Indicator Flag im Transport Packet Header angezeigt wird und die maximal je 1024 Byte lang sein (sich also auf entsprechend viele TSPakete verteilen) dürfen. Jede Section ist mit einem Header versehen, der ihre Tabellen-Identifikationsnummer („Table ID“) und die Längeninformaton enthält und mit einem CRC-Wort abgesichert.

Zunächst findet der PSI-Decoder unter der für diesen Zweck sinnvollerweise reservierten PID-Nummer 00hex alle Transportpakete, die zusammen eine Tabelle PAT („Program Association Table“) bilden. In dieser PAT sind unter fortlaufenden Programm-Kennzeichnungsnummern („Service IDs“) nacheinander die PIDs aller PMTs („Program Map Tables“) aufgelistet, die nähere Auskunft über jedes einzelne Programm im TS geben.

Mit den Informationen in der PAT und den PMTs kann der PSI-Decoder die verschiedenen Elemente des TS auseinandersortieren und schließlich, über die zwischengeschalteten Buffer, den einzelnen Decodern für Video, Audio und PSIDaten die richtigen Daten zuführen, die nicht zur aktuellen Decodierung benötigten TS-Anteile verwerfen oder sonstige Begleit- oder Zusatzdaten der dafür bestimmten Verwendung zuführen. Die PAT und die PMTs enthalten jeweils an ihrem Ende ein Prüfwort (CRC), das auf einen evtl. Übertragungsfehler innerhalb einer Tabelle hinweist. Die (Mindest-) Wiederholraten der PAT und der PMTs sind vom DVB-Standard vorgeschrieben.

Der Eintrag in der PAT, der auf die PID mit der reservierten Programmnummer 01hex hinweist, führt zur CAT („Conditional Access Table“). Sie enthält die Codetabellen zur einheitlichen generellen Entschlüsselung verschlüsselter Programme im TS sowie die dafür geltenden Zugriffsberechtigungen CA („Conditional Access“ = bedingter Zugang). Ohne eine CA kann — das ist entscheidend — eine Entschlüsselung nicht gestartet

werden. Die *generelle* Verschlüsselung eines Programmstroms geschieht i. a. durch Verwürfelung („Scrambling“) einer 8-Byte-Sequenz nach der anderen (weshalb auch die Payload eines TS-Pakets mit ihrer Länge von 184 Byte so bemessen ist, dass eine ganze Zahl von 8-Byte-Sequenzen hineinpasst). Auch für die CATs schreibt der DVB-Standard Wiederholraten vor.

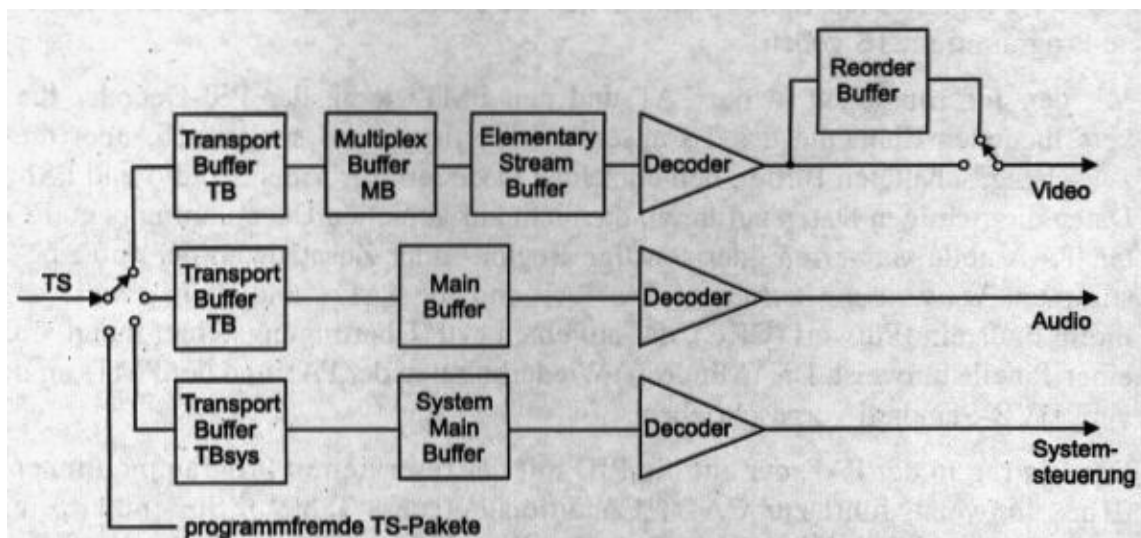
Ein Anwender darf auch „private Daten“ im MPEG-2-TS transportieren, sofern er Tabellen nach dem Muster erlaubter Sections generiert und speziell dafür reservierte Table IDs verwendet. Private Bitströme („Private Streams“) sind aufgrund ihrer speziellen Stream ID hinter dem Startcode im PES-Header identifizierbar.

Demultiplexing und Decodierung eines Transportstrom-Multiplexes

Die STB („Set Top Box“) ist das universelle Empfangsgerät für einen TS-Multiplex, das auf das Fernsehgerät als Endgerät (Terminal, Display) „oben aufgesetzt“ bzw. ihm vorgeschaltet wird. Es vereinigt Demodulator, Demultiplexer (evtl. Remultiplexer) und die diversen Decoder (für Bild, Ton, PSI, ...) in sich. Entsprechend der Funktionsweise kann man auch von einem IRD („Integrated Receiver Decoder“) sprechen.

Der STD („System Target Decoder“) ist ein in MPEG-2 „Systems“ beschriebener hypothetischer Decoder, der die Anforderungen an einen realen Decoder beschreibt.

Beim Demultiplexen werden die TS-Pakete desjenigen Programms, das vom Benutzer (durch Befehl per Fernbedienung in Richtung STB) ausgewählt wurde, laufend auf ihre jeweiligen Decoder-„Zweige“ aufgeteilt. Bei entsprechender Ausstattung kann parallel dazu ein zweites Programm z. B. für eine Aufzeichnung demultiplext und decodiert werden.



Prinzipieller Aufbau des System Target Decoders STD

Aus den sporadischen AFs der ankommenden TS-Pakete werden zunächst die PCR-Daten des ausgewählten Programms ausgelesen, womit die Systemuhr des Empfängers auf diese Programm-Referenzzeit abgebildet und laufend nachjustiert wird. Die in jeden einzelnen Decoder-Zweig einlaufenden TS-Pakete eines ES werden, solange sie eintreffen, mit ihrer hohen Eingangsdatenrate von üblicherweise 40 Mbit/s zunächst in

einen Puffer (Zwischenspeicher), hier speziell den „Transport Buffer“ (TB) eingelesen und dabei von dem dort nicht mehr benötigten TS-Header und dem evtl. angefügten AF befreit. Der so „entlastete“ TB muss nicht mehr als 2 Transportpakete zwischenspeichern können, da diese — z. B. Audiopakete — einerseits wegen ihrer gleichmäßigen Verschachtelung im Gesamtstrom nicht laufend eintreffen und der TB andererseits prinzipiell wieder laufend mit der Original-Datenrate des jeweiligen Elementarstromes entleert werden muss, um nicht die Decodierung zu „verpassen“.

Die weiterhin benötigten PSI-Daten im Systemzweig werden mit 1 Mbit/s aus dem TB in den 12 kbit großen System-Hauptpuffer („System Main Buffer“) geschrieben und von dort mit 80 kbit/s dem Decoder der Systemsteuerung zugeführt. Die Systemsteuerung ermöglicht z. B. die evtl. erforderliche Entschlüsselung, die Kommentar-Auswahl bei mehrsprachigen Sendungen usw.

Im Audio- und Videozweig spielen die PTS und — bei Video zusätzlich — die DTS, die in den Quellencodern generiert wurden, eine entscheidende Rolle. Die mit 33 bit ausreichend genau aufgelöste, relative Zeitangabe in der PTS stellt den Zeitvorlauf dar, der relativ zur Wiedergabezeit (Presentation Time) des jeweiligen Bildes oder Audioframes für die Decodierungsarbeit berücksichtigt werden muss. Die PTS muss in jedem ES wenigstens alle 700 ms auftreten und darf im Moment ihres Empfangs nicht mehr als 1 s Differenz zur dann vorhandenen PCR aufweisen, um noch eine zeitrichtige Decodierung zu gewährleisten. Die DTS, die ebenfalls mit 33 bit aufgelöst ist, berücksichtigt zusätzlich die Zeit zur Umordnung decodierter B-Bilder innerhalb einer GOP („Group of Pictures“, s. den Abschnitt zur Videodatenkompression) im „Recorder Buffer“. Dadurch wird insgesamt sichergestellt, dass Bild und Ton jederzeit synchron wiedergegeben werden.

Mit der PTS und DTS hat man also die Zeitpunkte, zu denen der Videodecoder jeweils mit der neuerlichen Decodierung von Bildern beginnen darf. Dann müssen auch die entsprechenden Daten aus einem Pufferspeicher ausgelesen sein. Er heißt in diesem Fall „Elementary Stream Buffer“. Seine Größe, die höchstens 1,8 Mbit beträgt, wird vom Coder je nach Anwendungsfall vorausbestimmt und im Video-Datenstrom signalisiert. Zwischen den TB und diesen Puffer ist noch ein „Multiplex Buffer“ geschaltet, der zunächst einmal den Video-Elementarstrom (ohne PES-Header) mit 18 Mbit/s aus dem TB ausliest. In den Video-Datenstrom sind, ebenfalls vom Coder, weitere Informationen eingefügt, die dem Decoder signalisieren, wann und mit welcher Rate die Daten aus diesem minimal 80 kbit großen Multiplex Buffer in den Elementary Stream Buffer ausgelesen werden sollen, um immer die richtigen Decodier-„Einheiten“ im Elementary Stream Buffer „zusammenstellen“ und anhand von PTS und DTS zeitrichtig mit der Decodierung und später der Umordnung beginnen zu können.

Multiplex Buffer und Elementary Stream Buffer bilden zusammen den Haupt-Zwischenspeicher („Main Buffer“) des Videozweiges.

Im Falle des Audiozweiges ist der (nicht nochmals unterteilte) Main Buffer 28 kbit groß. Er empfängt die Audiodaten aus dem TB mit 2 Mbit/s und gibt sie normalerweise mit 64 kbit/s (Mono, Layer III) bis 384 kbit/s (Stereo, Layer II), maximal mit 1 Mbit/s in Richtung Audio-Decoder aus. Die zugehörige, vom Coder signalisierte PTS bestimmt den Zeitpunkt, wann Audioframe für Audioframe aus dem Main Buffer ausgelesen und der Decodierung zugeführt wird, um eine zeitrichtige Wiedergabe des Tons synchron zum Bild zu erreichen.

Durch die diversen Header, AFs, PSI-Tabellen etc. (s. auch gleich bei SI) ergibt sich ein notwendiger Datenüberhang („Overhead“) in einem TS im Vergleich zur reinen Payload. Obwohl der Overhead „nur“ einige Prozent des Gesamt-Datenstromes beträgt, liegt er doch in der Größenordnung von wenigstens einem Audio-ES.

Service Information und weitere Begriffe

Während die von MPEG-2 definierte, PSI Aufbau und Inhalt eines TS zum Zweck der *Decodierung* eines vom Benutzer gewünschten Programms signalisiert, dient die zusätzlich im TS standardisierte, MPEG-2-konforme SI („Service Information“) dem „Dienst am Kunden“, der damit ein Mittel zur bequemeren *Navigation* in einem sonst unüberschaubaren Angebot an die Hand (Fernbedienung) bekommt. Die in der SI mögliche Signalisierung von Steuerinformationen kann dem Benutzer auch diverse lästige Einstell- oder Umschaltvorgänge abnehmen bzw. den IRD konfigurieren oder beispielsweise einen reinen Daten-Übertragungsdienst („Data Broadcast“) besorgen. Eine ST wird also einerseits zu jedem Programm-Multiplex und andererseits zu jedem Transport-Multiplex hinzugefügt.

Die ST wird wie die PSI in Tabellen übertragen, die ebenfalls in (durch CRCs abgesicherte) Sections unterteilt sind und als Elementarströme mit unverwechselbaren PIDs in die TS-Pakete eingefügt werden. Die SI-Tabellen bzw. ihre Sections werden, von Ausnahmen abgesehen, zyklisch ausgestrahlt und aktualisiert, wobei bestimmte Mindest-Wiederholraten einzuhalten sind.

Mithilfe der ST lässt sich z. B. auch ein „Lesezeichen“ realisieren, d. h. ein fest in die STB einprogrammiertes Stichwort oder grafisches Symbol zum Aufspüren von Beiträgen zu einem ganz bestimmten Thema, oder ein aktueller Hinweis des Programm-Veranstalters, unter dem weitere Informationen zum Thema auffindbar sind. Insbesondere kann mit der SI ein Elektronischer Programmführer EPG („Electronic Program Guide“) realisiert werden, also eine komfortable Benutzungsoberfläche, die im Heimempfänger zur Unterstützung der gezielten Suche nach Beiträgen implementiert wird. Hierfür und für andere Zwecke sind Software-Downloads innerhalb der SI-Übertragung möglich. Grundsätzlich sollte dabei die „Applikation“ (die Anwendungs-Software, die z. B. die Benutzerführung in Form einer bestimmten grafischen Darstellungsweise grundsätzlich realisiert) strikt von den „Daten“ getrennt sein (mit denen dann das „Gerippe“ der grafischen Oberfläche aktuell „gefüllt“ wird), um kompatible Endgerätelösungen zu ermöglichen.

Aus solchen Aufgaben der SI lässt sich schließen, dass die entsprechenden Tabellen beim Demultiplexen im Empfangsgerät in der Regel als erstes aussortiert und einem offenbar weiteren notwendigen Decoder, nämlich dem SI-Decoder zur Auswertung zugeführt werden, weil eine Programmauswahl normalerweise erst danach getroffen wird.

Das „European DVB Project“, das den DVB-Standard entwickelt hat und noch weiter entwickelt (s. z. B. MHP in der Einleitung), hat verschiedene Begriffe zu dem Umfeld definiert, in dem DVB-Datenströme auftreten.

So ist ein „Network“ ein spezielles Übertragungssystem mit charakteristischen Eigenschaften zur Verteilung von digitalen Daten, also Satellit, Kabel, terrestrisches oder Telekommunikations-Netzwerk. Ein „(Daten-) Container“ transportiert sämtliche Daten eines „Delivery Systems“, d. h. eines physikalischen Übertragungskanal (bei Satelliten eines Transponders), der die Daten „ausliefert“. Die „Kapazität“ eines

Containers liegt im Falle eines Kabelkanals von 8 MHz Bandbreite bei rund 40 Mbit/s und wird wegen der oft erforderlichen Netzübergänge (Satellit/Kabel etc.) auch einem Transponder zugrundegelegt, der eigentlich eine höhere Kapazität erlauben würde. Andererseits lässt sich auch ein Container eines terrestrischen Kanals der Bandbreite 8 MHz und mit einer Kapazität von 24 Mbit/s leicht in einem Kabelkanal unterbringen.

In einem Kanal können mehrere „Services“ angeboten werden, das sind Programmdienste bzw. die einzelnen Angebote des Anbieters/Veranstalters in diesem Kanal. Im Falle eines TV-Programms sind für eine QoS („Quality of Service“) in PAL-Qualität etwa 4 bis maximal 6 Mbit/s Kapazität zu veranschlagen, in ITU-R BT.601- (ehem. CCIR 601-) Studioqualität etwa 9 Mbit/s. Die Services eines Kanals werden in Form eines „Multiplex“ der oben geschilderten Art übertragen. Ein „Program“ ist eine Zusammenstellung von einem oder mehreren „Events“, d. h. von Einzelbeiträgen mit definierten Anfangs- und Endezeiten und dient einem bestimmten Zweck (Nachrichten-Block, Show, Bundesliga, Serie, ...). Diverse Services eines Veranstalters können, auch über verschiedene Delivery Systems hinweg, zu einem „Bouquet“ zusammengefasst werden (z. B. zum Bouquet „ARD.digital“: Das Erste, acht Dritte Programme und BR Alpha, arte, 3sat, Kinderkanal, Phoenix, EinsMuXx, EinsExtra, EinsFestival, EPG, ARD-Online und die zehn Radiowellen B5 aktuell, Deutschland-Radio, Fritz, hr2, mdr info, NJoy Radio, S2 Kultur, SFB4 Multikulti, SWF3, WRD2; oder zum Bouquet „ZDF.vision“: ZDF, arte, 3sat, Kinderkanal, Phoenix, ORF, TWI, ZDF.infobox, ZDF.digitext, EPG und die drei Radiosender Ö1, Deutschland-Radio, Deutschlandfunk). Schließlich werden noch die einzelnen Bestandteile von Komponenten eines Datenstroms, also Video, Audio 1, Audio 2 etc. und/oder Daten wie Videotext oder herunterladbare Anwendungen, als „Components“ bezeichnet.

Informationen über das jeweilige Network, Bouquet, Program, Event etc. sind Bestandteile der Serviceinformationen SI im DVB-Datenstrom, also in Tabellenform eingefügt. Speziell zum Network finden sich allerdings bereits vorab in einer separaten PSI-Tabelle einige wichtige Informationen, z. B. bei Satelliten zur Transponderfrequenz, Orbitalposition, Polarisierung und zu wichtigen Codierparametern.

Kanalcodierung bei DVB

Der TS wird vor seiner Modulation an die Gegebenheiten des spezifischen Übertragungskanal (Satellit, Kabel, terrestrisches Netz) angepasst. Diese „Kanalcodierung“ besteht bei allen DVB-Übertragungssystemen aus 3 Teilen:

- erstens der „Energieverwischung“ oder „Randomisierung“,
- zweitens der FEC („Forward Error Correction“), d. h. der Vorwärts-Fehlerkorrektur, die sich wiederum aus den beiden Teilen „Äußerer“ und „Innerer Fehlerschutz“ zusammensetzt (der Innere Fehlerschutz ist allerdings bei der Kabelübertragung nicht erforderlich, da das Signal-zu-Rausch-Verhältnis gut genug ist) und
- drittens dem „(Convolution) Interleaving“, d. h. der (Faltungs-) Verschachtelung zwischen den beiden Teilen der FEC (bzw. bei Kabelübertragung nach dem Äußeren Fehlerschutz).

Danach ist das „Basisband“ komplett für die Modulation aufbereitet.

Die Sync Bytes (0100 0111) der TS-Pakete werden jeweils bei ihrem Eintreffen an der Basisband-Schnittstelle vor dem Kanalcoder für die senderseitige „Taktung“ des Datenstroms extrahiert.

Die Bits einer Sequenz von jeweils acht TS-Paketen, ausgenommen die Sync Bytes, werden in einer digitalen Schaltung mit einer „Pseudo-Zufallsfolge“ von Bits (PRBS = „Pseudo-Random Binary Sequence“) verknüpft, so dass ihre Zustände ausreichend häufig wechseln (z. B. bei langen Folgen von immer gleichen Bits im Falle von „Stopfvorgängen“, also wenn Leerstellen im Datenstrom aufgefüllt werden müssen). Dadurch wird der Übertragungskanal spektral gleichmäßiger ausgelastet und werden eventuelle gleichmäßige Bitmuster im TS aufgebrochen, die sonst zu Störungen in Nachbarkanälen führen könnten. Man spricht von „Randomisierung“ oder „Energieverwischung“. Damit kann auch die bitgenaue Synchronisation im Empfänger besser sichergestellt werden.

Jeweils nach einer 8-Pakete-Sequenz wird das Sync Byte invertiert, d. h. umgedreht übertragen (Logische 1 wird 0 und 0 wird 1). Man spricht von „Sync-Umkehr“ oder „Sync-Invertierung“. Die Maßnahme dient als Hinweis, die Verwürfelung durch die PRBS jeweils von neuem zu starten. Dies erkennt der Empfänger, der die gleiche PRBS anwendet und kann so den ursprünglichen Datenstrom wiederherstellen.

Die FEC besteht wie erwähnt aus zwei Teilen und zwar dem Äußeren und dem Inneren Fehlerschutz. Für den Äußeren Fehlerschutz werden den 188 Byte eines gerade der Pseudo-Zufallsfolge unterworfenen TS-Pakets noch weitere 16 Byte angefügt, die soviel Redundanz darstellen, dass sich im Empfänger bis zu 8 fehlerhafte Bytes pro Paket (das jetzt 204 Byte lang ist) korrigieren lassen. Bei dem Fehlercode handelt es sich um einen „RS-Code“ („Reed Solomon Code“) oder ausführlicher „RS(204, 188)-Blockcode“. Damit wird selbst bei der aufgrund eines teilweise verrauschten Empfangssignals möglichen, hohen „relativen Bitfehlerhäufigkeit“ von $2 \cdot 10^{-4}$ (dem Verhältnis „fehlerbehaftete zu fehlerfrei empfangene Bits“) am *Eingang* des RS-Decoders die grundsätzlich von einem DVB-Übertragungssystem gerade noch tolerierte relative Fehlerhäufigkeit von maximal $1 \cdot 10^{-11}$ am Decoderausgang (also nach der *gesamten* Fehlerkorrektur) noch nicht überschritten.

Bei der relativen Bitfehlerhäufigkeit spricht man auch kürzer von der „Bitfehlerrate“ bzw. von der BER = „Bit Error Rate“ und entsprechend von der Eingangs-BER am Decodereingang und der Rest-BER am Decoderausgang. Aus dem Zahlenverhältnis wird deutlich, wie effektiv die gesamte Fehlerkorrektur bei DVB arbeitet.

Hinter dem RS-Code verbergen sich sehr schwierige mathematische Verfahren, die hier nicht annähernd dargestellt werden können, und ein entsprechend hoher Aufwand bei Codierung und Decodierung.

Als „Symbol“ bezeichnet man eine Übertragungseinheit von mindestens 1 bit; beim RS-Verfahren besteht ein Symbol aus 8 Bit = 1 Byte. Der RS-Code ist demnach ein „symbolorientierter“ Fehlercode. Die „Coderate“ ist das Verhältnis zwischen der Zahl m der Symbole, die die eigentliche, zu übertragende Information enthalten, und der Gesamtzahl n der tatsächlich übertragenen Symbole, die also die Redundanz-Symbole einschließt. Die SER („Symbol Error Rate“) beschreibt dann die Symbolfehlerrate (relative Symbolfehlerhäufigkeit), d. h. das Verhältnis der fehlerhaft empfangenen zu den

insgesamt empfangenen Symbolen.

Satellitenempfang soll einerseits, wenigstens individuell, mit nicht zu großen Antennendurchmessern möglich sein, andererseits müssen die Leistungsverstärker (Wanderfeldröhren) in Transpondern nahe der Sättigung angesteuert werden, mit dem Nachteil nichtlinearer Verzerrungen, um genügend Leistung zur Erde abzustrahlen. Es geht nun darum zu entscheiden, wie man die Bitübertragung auch unter normalen, z. B. nicht zu extremen Wetterbedingungen sicher genug macht, um eine relative Fehlerhäufigkeit von maximal $2 \cdot 10^{-4}$ am Eingang des RS-Decoders, die gerade noch beherrschbar ist, zu unterschreiten, bzw. wie man eine möglichst fehlerfreie Übertragung auch noch bei möglichst kleinem Verhältnis der HF- oder Trägerleistung C zur Rauschleistung N ($CIN = \text{„Carrier-to-Noise“}$) sicherstellt (es sei darauf hingewiesen, dass der Begriff Trägerleistung hier im Sinne einer „AM mit Trägerunterdrückung“ zu verstehen ist.). Die geeignete Maßnahme, die den zweiten Teil der FEC bildet, heißt „Innerer Fehlerschutz“, der auch bei terrestrischer Übertragung, nicht aber bei Kabelübertragung erforderlich ist (weil Kabelübertragung nicht so stör anfällig ist).

Der „Faltungscodierung“ bildet den zweiten Teil der FEC und dient dem Inneren Fehlerschutz. Anders als bei der symbolorientierten Fehlerkorrektur des RS-Blockcodes ist eine Faltungscodierung immer *einzelbit-orientiert*, d. h. auf die laufende, ohne irgendwelche Verzögerungen durch Blockbildung o. ä. durchzuführende Korrektur von Einzelbitfehlern spezialisiert. Einzelbitfehler kommen zustande, wenn sich die im Decoder realisierte, hochempfindliche „Entscheidungsschaltung“ in einer kritischen Situation, z. B. bei einem momentan starken Rauschbeitrag, für den falschen („gekippten“, invertierten) Bitzustand entscheidet.

Die mathematische Theorie hinter der *Faltungscodierung* (und ihrem „Gegenstück“, der „Viterbi-Decodierung“) ist ähnlich schwierig wie im Falle des RSCodes, so dass eine Darstellung hier ebenfalls unterbleiben muss.

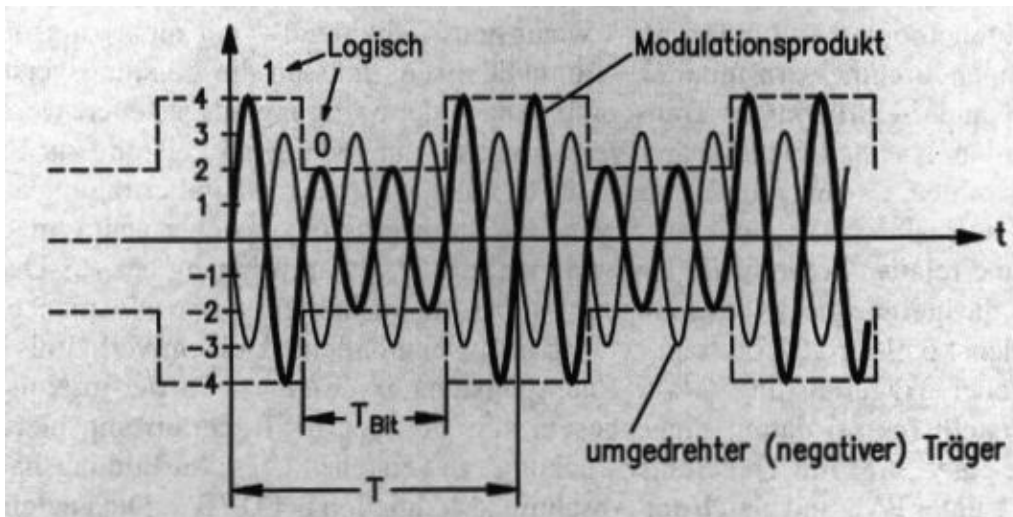
Modulation bei DVB

Vorbemerkung

Die einzelnen Modulationsverfahren für Satelliten-, Kabel- und terrestrische Übertragung sind zwar unterschiedlich (so dass beispielsweise beim Wechsel vom Medium Satellit zum Medium Kabel auch jedesmal ein Wechsel der Modulationsart erforderlich wird), trotzdem basieren sie alle auf einer gemeinsamen Grundlage, der „AM mit Trägerunterdrückung“.

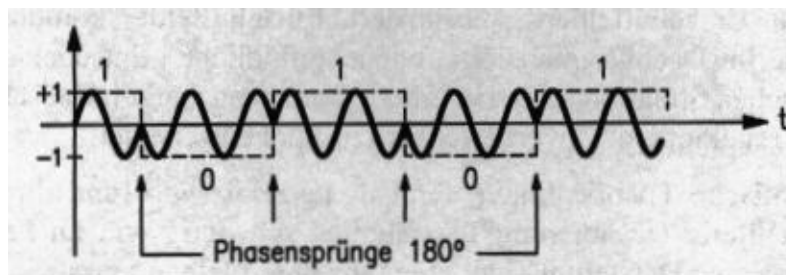
2-PSK und Konstellationsdiagramm

Eine sinusförmige Trägerschwingung sei mit einer regelmäßigen Bitfolge 1-0-1-0-1-0... amplitudenmoduliert (AM). Das Ergebnis — das Modulationsprodukt — zeigt die dicker dargestellte Kurve im folgenden Bild.



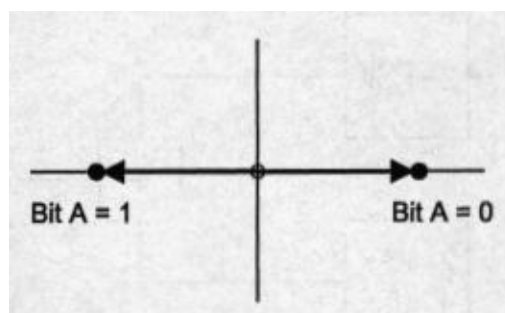
Prinzip der AM (Amplitudenmodulation) mit Trägerunterdrückung

Der unmodulierte Träger hatte die Amplitude „3“. Vom Modulationsergebnis werde nun der negative, „umgedrehte“ Träger (ebenfalls mit der Amplitude „3“) wieder subtrahiert. Er ist in Bild oben als dünner gezeichnete Sinusschwingung dargestellt. Das Ergebnis der Subtraktion der beiden Kurven zeigt das Bild unten. Man spricht von einer „AM mit Trägerunterdrückung“.



Phasensprünge um 180° nach der Trägerunterdrückung

Die 1-Bits werden jetzt durch einen Trägerschwingungszug mit der relativen Phase 0° und die 0-Bits durch einen Schwingungszug mit der relativen Phase 180° „codiert“. Man kann das Ergebnis auch etwas anders ansehen: Jedesmal, wenn das modulierende Signal von + auf - wechselt oder umgekehrt, springt auch die Phase der Trägerschwingung um 180° . Das ist genau dasselbe Ergebnis wie bei PAL, wenn U oder V ihre Polarität wechseln (vgl. weiter vorne). Im Zeigerdiagramm (s. ebendort) lässt sich eine sinusförmige Trägerschwingung der relativen Phase 0° (die hier das 1-Bit repräsentiert) durch einen Zeiger nach rechts und eine Trägerschwingung der relativen Phase 180° (die hier das 0-Bit repräsentiert) durch einen Zeiger nach links darstellen.



2-PSK — Konstellationsdiagramm

Im Bild auf der vorherigen Seite wurde aus Gründen, die später deutlich werden, der umgekehrte Fall dargestellt, nämlich dass jetzt Bit A = 1 einem Zeiger der relativen Phase 180° und Bit B = 0 einem Zeiger der relativen Phase 0° entspricht.

Man spricht bei diesem speziellen Modulationsverfahren von einer „2-PSK“ (engl. „two-Phase-Shift-Keying“), d. h. Zweiphasenumtastung, die wie bereits erwähnt der Ausgangspunkt für die eigentlichen Modulationen bei DVB ist.

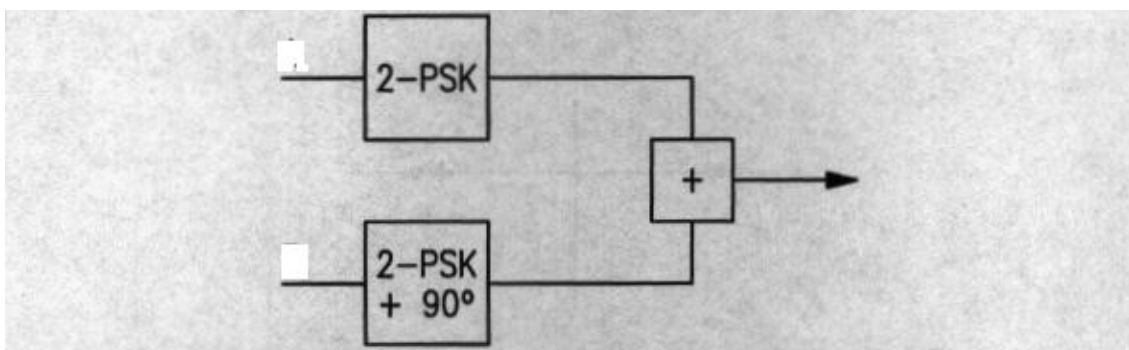
Statt der Pfeile (Zeiger, auch „Vektoren“) kann man auch nur deren Endpunkte im Zeigerdiagramm darstellen, wie es im Bild der letzten Seite durch die dicken Punkte angedeutet wurde. Man spricht bei dieser Art der Darstellung dann von einem „Konstellationsdiagramm“ und bei den Punkten von „Konstellationspunkten“.

Symbol

Aus dem seriellen Bitstrom wird eine Folge von m Bits zu einer parallelen Gruppe zusammengefasst. Man spricht wieder, vgl. den RS-Code, von einem „Symbol“ (der „Länge“ m). Die Symbole stellen bei DVB die modulierenden Signale dar. Ist die am Sendereingang eintreffende Bitrate gleich r_b (in Bits pro s) und will man m Bits pro Symbol, so bekommt man eine „Symbolrate“ von $r_s = r_b/m$. Ihr Wert liegt in der Praxis entsprechend der Bitrate bei Milliarden Symbolen pro Sekunde oder „MSymbols/s“ (eine alternative Bezeichnung aus der Übertragungstechnik wäre „MBaud“, wobei „Baud“ soviel wie „übertragene Zeichen — nicht Bits! — pro Sekunde“ bedeutet). Die „Symbolperiode“ ist der Kehrwert der Symbolrate. In diesem Zusammenhang ist auch wieder die SER („Symbol Error Rate“) von Interesse, mit der wieder analog zur Definition der BER die „relative Symbolfehlerhäufigkeit“ gemeint ist, also das Verhältnis der fehlerhaft empfangenen Symbole zu den fehlerfrei empfangenen Symbolen.

QPSK

Bei der QPSK („Quadrature Phase Shift Keying“ oder „Quadratur-PSK“, „Quadraturphasenumtastung“, „Vierphasenumtastung“, auch „4-PSK“) werden je 2 Bits zu einem Symbol aus den parallelen Bits A und B zusammengefasst; man spricht dann auch von „Dibits“. Man beachte, dass jetzt sowohl Bit A als auch Bit B jeweils die Werte „0“ oder „1“ annehmen können.

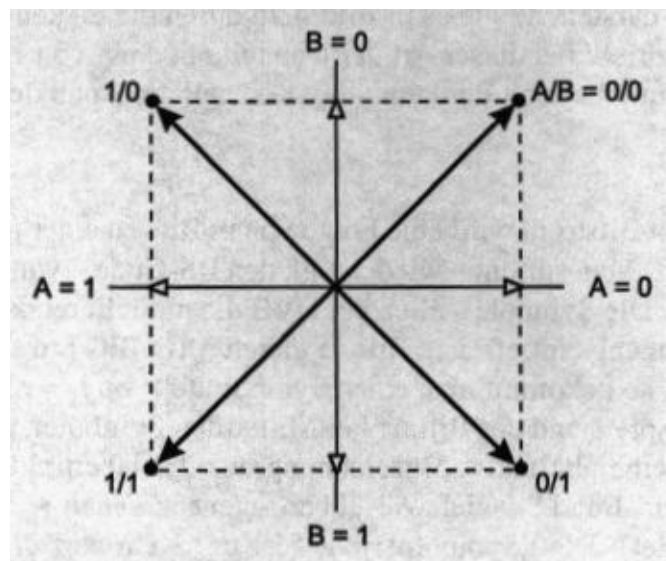


Funktionsprinzip einer QPSK

Bit A wird einer 2-PSK unterworfen, Bit B einer um 90° in der Phase vorverlegten 2-PSK.

Dieser Fall ist wieder direkt vergleichbar mit der Modulation des PALFarbträgers mit einerseits U und andererseits dem um 90° in der Phase vorverlegten V.

Die beiden Modulationsergebnisse werden addiert. Statt der entsprechenden Schwingungsbilder werde wieder das Zeigerdiagramm betrachtet.

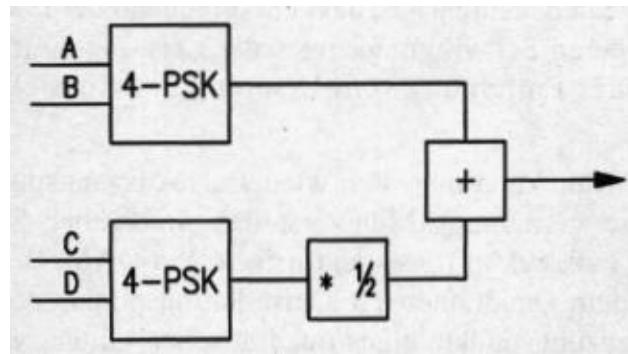


QPSK (4-PSK) — Konstellationsdiagramm

Im Zeiger- oder Konstellationsdiagramm kann man den Fall, wo Bit A = „0“ ist, als Pfeil in der positiven x-Richtung und wo es gleich „1“ ist, als Pfeil in der negativen x-Richtung darstellen, während man Bit B = „0“ wegen der 90° -Vorverlegung als Pfeil in der +y-Richtung und Bit B = „1“ als Pfeil in der -y-Richtung auftragen kann. Alle Pfeile sind dabei gleich lang. Durch ihre vektorielle Addition bekommt man unmittelbar die möglichen 4 Ergebnisse der QPSK: Aus der parallelen Bitkombination A/B = „0“/„0“ am Eingang der Schaltung resultiert ein Pfeil mit der relativen Phase 45° (den man sich im Endeffekt als Träger-Schwingungszug mit dieser relativen Phasenlage vorzustellen hat), aus A/B = „1“/„0“ ein Pfeil mit 135° , aus A/B = „1“/„1“ einer mit 225° und aus A/B = „0“/„1“ einer mit 315° . Das Konstellationsdiagramm weist also 4 gleichlange Pfeile in den 4 exakt diagonalen Richtungen auf oder entsprechende Konstellationspunkte am Ort der Pfeilspitzen.

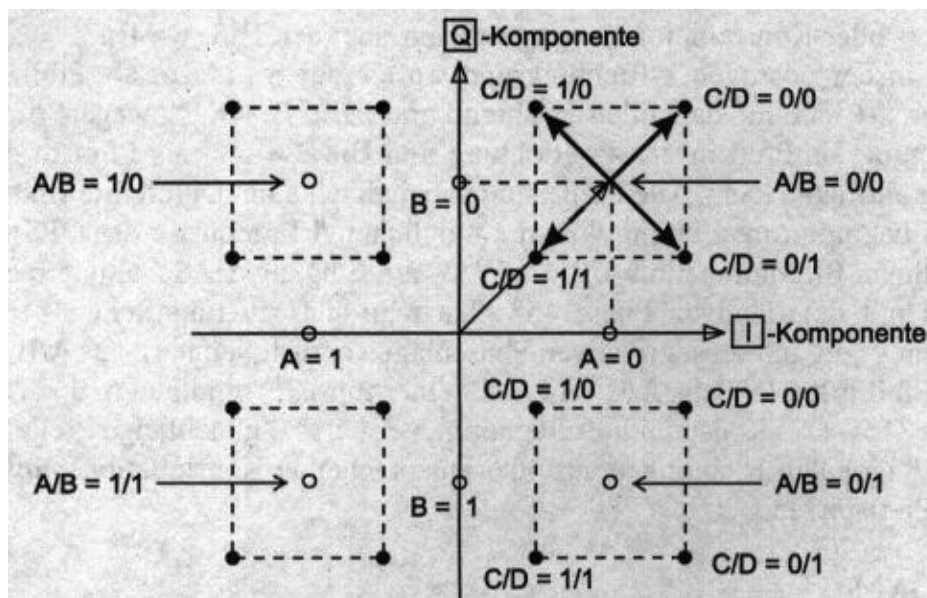
QAM

Bei der QAM („Quadratur-Amplitudenmodulation“) fasst man (zunächst) jeweils 4 aufeinanderfolgende Bits zu einem Symbol aus den parallelen Bits A, B, C und D zusammen. A und B sind die höherwertigen Bits, die einer QPSK (4-PSK) unterworfen werden (Bild auf der nächsten Seite). Sie ergeben zunächst einmal die üblichen 4 Konstellationspunkte einer QPSK, die jetzt inmitten der 4 Quadranten des Konstellationsdiagramms sozusagen 4 „Ausgangspunkte“ für das Endergebnis darstellen, zu dessen Vollständigkeit ja noch das Zwischenergebnis aus dem C/D-Zweig der Schaltung gehört. Bits C und D durchlaufen ebenfalls eine QPSK (4-PSK), die Amplituden werden aber halbiert.



Funktionsprinzip einer QAM

Die (vektorielle) Addition der Ergebnisse aus beiden QPSK-Zweigen stellt sich dann so dar:



16-QAM — Konstellationsdiagramm

Um jeden der 4 möglichen Ausgangspunkte aufgrund der Bitkombinationen A/B gruppieren sich die 4 möglichen Konstellationspunkte aufgrund der Bitkombinationen C/D (die ja wegen der halbierten Amplituden an den Spitzen nur halb so langer Pfeile liegen wie die Konstellationspunkte aufgrund der Kombinationen A/B). Insgesamt ergeben sich also 16 Konstellationspunkte (je 4 pro Quadrant) entsprechend den $2^4 = 16$ möglichen Bitkombinationen A/B/C/D. Man spricht deshalb von der „16-QAM“. Bei ihr entscheiden wie gesagt die beiden höherwertigen Bits (A und B) darüber, in welchem Quadranten das jeweilige Symbol zu liegen kommt. Man beachte auch, dass entsprechend der momentanen Amplitude des ausgesendeten Schwingungszuges die Leistungen der einzelnen Symbolzustände mit ihrer Entfernung vom Ursprung des Konstellationsdiagramms wachsen.

QPSKs und 16-QAMen kann man sich wieder als Ausgangspunkt für die Erzeugung von noch höherwertigen QAMen vorstellen. So ergeben sich die 32-, die 64- und schließlich die evtl. zukünftig standardisierte 256-QAM. Beispielsweise weist die 64-QAM in jedem Quadranten 16 Konstellationspunkte auf, die dort gleichmäßig wie die Kreuzungspunkte eines quadratischen Gitters verteilt sind, so als würden alle 16 Punkte der 16-QAM in jeweils einem Quadranten komprimiert. Die Symbollängen sind 5 bit bei der 32-QAM, 6 bit bei der 64-QAM und 8 bit bei der 256-QAM.

I- und Q-Komponenten

Allgemein kann man sich die 16 Punkte in einem 16-QAM-Konstellationsdiagramm auch so entstanden denken: Bit A=0 wird als Zeiger auf der positiven x-Achse aufgetragen. Ist Bit C=0, wird es daran mit der halben Länge angefügt. In den Fällen A=1 und C=1 werden die jeweiligen Größen nach links aufgetragen bzw. angefügt. B=0 und D=0 bzw. B=1 und D=1 werden in entsprechender Weise auf der y-Achse nach oben bzw. unten aufgetragen. Die 16 möglichen Zeigeradditionen ergeben wieder die 16 möglichen Konstellationspunkte.

Anders ausgedrückt: Wenn man mit den möglichen Kombinationen der Bits A und C eine sinusförmige Trägerschwingung und mit denjenigen der Bits B und D eine cosinusförmige (d. h. um 90° versetzte) Trägerschwingung amplitudenmoduliert und wieder eine Trägerunterdrückung durchführt, wechselt die Phase der Gesamtschwingung zwischen 16 möglichen Phasenlagen.

Bits A und C als Teil des Symbols ABCD repräsentieren also, weil sie eine Trägerschwingung „in Phase“ zu einer gedachten Referenzschwingung mit der Phase 0° modulieren, während einer Symbolperiode die „Inphase-Komponente“ I. Bits B und D als der restliche Teil des Symbols ABCD repräsentieren dagegen, weil sie die Trägerschwingung „in Quadratur“ zur Phase 0° , also mit einer Phase senkrecht zur Referenzschwingung modulieren, die „Quadratur-Komponente“ Q.

Diese Betrachtung lässt sich verallgemeinern: Ein Teil der Bits eines Symbols erzeugt immer ein I, die restlichen Bits des Symbols erzeugen das dazugehörige Q. Alle möglichen Kombinationen der Zeiger I (immer auf der x-Achse liegend) und Q (immer auf der y-Achse liegend) ergeben alle möglichen Konstellationspunkte. Und umgekehrt gilt: Die Projektion eines bestimmten Konstellationspunktes auf die *horizontale* Achse des Konstellationsdiagramms ergibt das zugehörige I und seine Projektion auf die *vertikale* Achse ergibt das zugehörige Q dieses I/Q-Paares.

Basisband-Vorfilterung und Entscheiderschwellen

Der Wechsel zwischen zwei Konstellationen vollzieht sich nicht abrupt, vielmehr werden die I- und Q-Komponenten einer Basisband-Vorfilterung (Tiefpassfilterung) unterworfen, so dass der Amplituden/Phasen-Zustand des einen Symbols allmählich in denjenigen des folgenden Symbols übergeht. Für die sichere und im Hinblick auf den Amplituden/Phasen-Zustand fehlerfreie Detektion eines Symbols im Empfänger ist es dann offenbar entscheidend, dass die Abtastung genau in der Mitte der Symbolperiode erfolgt. Man spricht vom „Entscheidungsmoment“, der im richtig synchronisierten Empfänger von einer „Entscheiderschaltung“ festgelegt wird. „Entscheiderschwellen“ sind z. B. bei einer QPSK die Achsen des Konstellationsdiagramms, denn dort liegen offenbar die Grenzen (Mitten) zwischen zwei Symbol-Zuständen.

Wolken, Fehlervektoren und Bitfehler

Rauschen und andere Übertragungsstörungen beeinflussen die Amplituden- und Phasenverhältnisse im Übertragungskanal und verursachen deshalb mehr oder weniger

große Streuungen der einzelnen Konstellationspunkte um ihre Ideallagen. Im statistischen Mittel entstehen so um die Ideallagen herum mehr oder weniger ausgeprägte „Wolken“ von Konstellationspunkten, die meist entsprechend der unterschiedlich großen Amplituden- und Phasenfehler eine elliptische Form haben oder leicht nierenförmig verzerrt sind. Ein „Fehlervektor“ ist dann die Abweichung zwischen der realen und der idealen Lage des Konstellationspunktes. Wenn der Fehlervektor eine gewisse Größe überschreitet, kann er Anlass geben zu einer Fehlinterpretation im Empfänger während eines Entscheidungsmomentes.

Ein „Bitfehler“ bedeutet also in diesem Zusammenhang, wie auch schon früher erwähnt, dass ein empfangenes Bit aufgrund von Rauschbeiträgen des Übertragungskanal oder aufgrund anderer Übertragungsstörungen von der Entscheiderschaltung im Empfänger als invertiertes Bit „gelesen“ wird. Dadurch „verrutscht“ dann scheinbar ein Konstellationspunkt in seine unmittelbare Nachbarschaft oder „kippt“ bei einem gravierenderen Symbolfehler sogar in einen ganz anderen Quadranten. Deshalb sind auch die geschilderten aufwendigen Fehlerschutzverfahren notwendig.

DVB-S (Satellitenübertragung)

Der Standard, der die DVB-Übertragung über Satellit behandelt, wird mit „DVB-S“ bezeichnet. Hier sind insbesondere Kanalcodierung und Modulation spezifiziert, die auf den Transport Stream (TS), der das Basisband darstellt, anzuwenden sind.

Encoderseitige Signalverarbeitung

Nach der Basisband-Schnittstelle mit Sync-Abtrennung und der Energieverwischung mit Sync-Invertierung folgt die FEC. Danach liegen die Symbole aus jeweils zwei parallelen Bits A und B vor, die durch eine Basisband-Filterung geformt werden und nun die Komponenten I und Q für den anschließenden QPSK-Modulator darstellen. QPSK wurde gewählt, weil hierin keine Amplitudenmodulation vorkommt, denn diese würde in den Transpondern aufgrund der Aussteuerung der Wanderfeldröhren im nichtlinearen Kennlinienbereich zu Verzerrungen führen.

Uplink und Downlink

Der Satellit empfängt den gesamten für ihn bestimmten, sehr breitbandigen Datenstrom im sog. „Uplink“ (Aufwärts-Funkverbindung mit einer Trägerfrequenz im GHz-Bereich) von der Bodenstation (über einen großen Parabolspiegel). Im Satelliten wird das breitbandige Signal auf den „Downlink“-Frequenzbereich für die Funkverbindung zur Erde gemischt. Bevor es aber wieder zur Erde abgestrahlt wird, erfolgt die Aufspaltung des Signals in einzelne „Datencontainer“. Jeder Datencontainer, dessen einzelne „Dienste“ (Fernsehprogramm, Datendienste o. ä.) in einem Zeitmultiplex (das ist der TS!) zusammengefasst sind, belegt einen eigenen „Transponder“, d. h. einen Verstärkerzug oder Kanal mit eigener Trägerfrequenz, dessen Bandbreite zwischen 26 und 33 MHz, manchmal auch weit darüber liegt. Im gemeinsamen Downlink bilden alle Dienste einen Frequenzmultiplex. Die typische „Brutto-Datenrate“ liegt knapp unter 40 Mbit/s (entsprechend 6 bis 8 digitalen TV-Kanälen). Die Downlink-Frequenzen von geostationären Satelliten liegen zwischen 10,7 und 12,75 GHz, zukünftig wahrscheinlich

auch zwischen 21,4 und 22 GHz. Eine typische Transponderanzahl auf einem Satelliten ist 18.

Satellitenempfang

Ein Empfangs-Parabolspiegel im Bereich der Ausleuchtzone des Satelliten reflektiert die empfangenen Funkstrahlen auf die eigentliche Antenne in seinem Brennpunkt. Im LNB („Low Noise Block“, engl. „low noise“ = rauscharm) wird das Empfangssignal verstärkt und auf die erste ZF (Zwischenfrequenz) herabgemischt. Da sie zwischen 950 und 2150 MHz liegt, kann das Signal ohne große Verluste über ein handelsübliches Koaxialkabel zum Empfänger („Receiver“) übertragen werden. Bei der Auswahl eines bestimmten Kanals wird die Mischfrequenz im Receiver so eingestellt, dass der gewünschte Datencontainer auf der zweiten ZF bei 479,5 MHz in den Durchlassbereich des nachfolgenden Bandpasses zu liegen kommt und alle weiteren Kanäle unterdrückt werden. Der Datencontainer kann nun demoduliert und danach decodiert werden.

DVB-C (Kanalübertragung)

Der Standard, der die DVB-Übertragung über Kabel behandelt, wird mit „DVB-C“ bezeichnet. Hier sind insbesondere Kanalcodierung und Modulation spezifiziert, die auf den Transportstrom (TS), der das Basisband darstellt, anzuwenden sind.

Encoderseitige Signalverarbeitung

Nach der Basisband-Schnittstelle mit Sync-Abtrennung und der Energieverwischung mit Sync-Invertierung folgt die FEC, wobei aufgrund der größeren Störsicherheit im Gegensatz zur Satelliten- und terrestrischen Übertragung auf einen Inneren Fehlerschutz verzichtet werden kann. Im Falle von DVB-C ist das Modulationsverfahren QAM — wieder wegen der höheren Übertragungssicherheit auf Kabeln — das geeignete Modulationsverfahren. Man kann zwischen der 16-QAM, der 32-QAM, der 64-QAM und später wahrscheinlich noch der 256-QAM wählen.

Zur Erzeugung der I- und Q-Komponenten ist ein „Symbolwortumsetzer“ vonnöten. Zwei Beispiele sollen seine Funktionsweise erläutern:

Bei der 16-QAM wird ein Byte in zweimal 4 bit aufgeteilt, also in 2 Symbolwörter(= Symbole) mit jeweils den Bits A,B,C,D. Die Hälfte davon dient dem QAM-Modulator zur Erzeugung der I-Komponente, die andere Hälfte zur Erzeugung der Q-Komponente.

Bei der 64-QAM dagegen beträgt die Symbolwortlänge 6 bit, „passt“ also nicht in das Byte-Raster 8 bit. Deshalb muss hier zunächst einmal ein „Rahmen“ von 3 Byte = 24 bit gebildet werden, der dann in viermal 6 bit, also in 4 Symbolwörter aufteilbar ist. Die Hälfte der Bits A,B,C,D,E,F eines Symbols dient dann dem QAM-Modulator wieder zur Erzeugung der I-Komponente, die andere Hälfte zur Erzeugung der Q-Komponente. Ein vorheriges „Symbolmapping“ wird im folgenden Abschnitt DVB-T beschrieben.

Die typische „Brutto-Datenrate“ eines 64-QAM-Signals liegt bei etwas über 40 Mbit/s (Symbolrate 6,9 Mbaud entsprechend 6 bis 8 digitalen TV-Kanälen).

DVB-T (Terrestrisch)

Der Standard, der die DVB-Übertragung über terrestrische, drahtlose Strecken behandelt, wird mit „DVB-T“ bezeichnet. Hier sind insbesondere Kanalcodierung und Modulation spezifiziert, die auf den Transportstrom (TS), der das Basisband darstellt, anzuwenden sind.

Terrestrische Ausstrahlung

Als terrestrische Ausstrahlung wird die Signalübertragung mit Hilfe elektromagnetischer Wellen bezeichnet, die sich in der Nähe des Erdbodens ausbreiten.

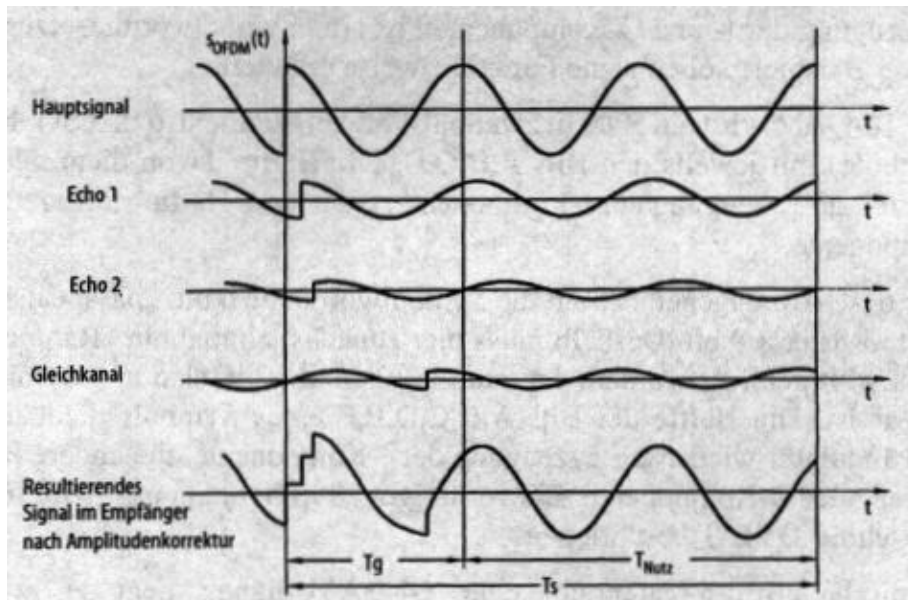
Das Videosignal wird auf eine Trägerfrequenz drauf moduliert. Als Modulationsart für das FBAS-Videosignal (Farb-, Bild-, Austast- Synchronsignal) wird die RSB-AM (Restseitenband-Amplituden-Modulation) eingesetzt.

Vor der Ausstrahlung wird das Signal invertiert, damit ist eine geringere Sendeleistung erforderlich. Positiv gerichtete Störimpulse erscheinen im Empfänger als schwarze Flecken, die weniger störend sind. Die Trägerfrequenz liegt zwischen 170 und 800 MHz im VHF (Very High Frequency) und UHF (Ultra High Frequency).

OFDM

Bei DVB-T wird ein Multiträger-Verfahren angewendet. Es heißt OFDM = Orthogonal Frequency Division Multiplex, ist also eine spezielle Form eines Frequenzmultiplex (engl. „Frequency Division Multiplex“ = FDM; das „0“ in OFDM kann erst später erklärt werden). OFDM hat den großen Vorteil der Frequenzökonomie, weil es den Aufbau von Gleichwellennetzen gestattet. Es ist auch das einzige DVB-Verfahren, das portablen und sogar mobilen Empfang gestattet (getestet bis 300 km/h).

Man könnte daran denken, ein QAM- (oder ein QPSK-) Symbol nach dem anderen in rascher Folge einem (z. B. UHF- oder VHF-) Trägersignal genügend breitbandig aufzumodulieren. Ein solches Verfahren würde zu entsprechend kurzen „Zeitfenstern“ für den Empfang jedes einzelnen Symbols führen. Während jedes dieser kurzen Zeitfenster würden aber außer dem jeweiligen Symbol selbst auch Symbole eintreffen, die von Mehrwegeausbreitungen wie Reflektionen an großen Gebäuden, von Gleichkanalsendern etc., also von vorherigen Symbolperioden stammen (Bild nächste Seite; die dort dargestellten sinus- bzw. cosinusförmigen Wellen entsprechen der tatsächlichen Übertragungsform der einzelnen Symbole, s. später). Durch die Überlagerungen („Intersymbol-Interferenzen“ = „ISI“) würde das jeweilige eigentliche Symbol nicht mehr „lesbar“.



Zur Notwendigkeit der Einhaltung eines Schutzintervalls (Guardintervalls)

Aus diesem Grund hat man sich (bereits fast weltweit) für das Multiträgerverfahren OFDM entschieden. Bei ihm werden während eines relativ „breiten“ Zeitfensters N Symbole gleichzeitig auf N dicht nebeneinanderliegenden Trägern übertragen, wobei N einige Tausend. Beim Empfänger kommen zwar auch weiterhin Reflektionen oder Symbole von Gleichkanalsendern an und es entstehen bei jeder neuerlichen Symbolausstrahlung Einschaltstöße, aber man wartet einfach zu Beginn jedes Zeitfensters einen kurzen Moment ab. Während dieses „Schutzintervalls“ oder „Guardintervalls“ T_g (von engl. „guard interval“) stellt sich ein eingeschwungener Zustand ein; d. h., die Einschaltstöße sind abgeklungen, die Reflektionen und die Trägerschwingungen der Gleichkanalsender (mit geringeren Amplituden) können jetzt aufgrund ihrer Laufzeiten nur noch aus derselben Symbolperiode stammen und haben sich alle den gleichfrequenten Trägerschwingungen des „richtigen“ Empfangssignals überlagert, so dass ein allenfalls in der Phase verschobenes (und in diesem Fall korrigierbares) Gesamtsignal entsteht, das nun ohne Fehlinterpretationen demoduliert werden kann. An das Schutzintervall fügt sich also für den Rest des Zeitfensters das eigentliche „Nutzintervall“ T_{Nutz} an, und die gesamte Übertragungsdauer für einen „Satz“ von N parallel ausgestrahlten Symbolen, d. h. die „Symboldauer“ T_s beträgt jetzt $T_s = T_g + T_{\text{Nutz}}$

Die Modulation der N parallelen Träger mit den einzelnen Symbolen wird auf Umwegen erreicht. Dieser „Griff in die Trickkiste“ bei OFDM wird im Folgenden stark vereinfacht dargestellt, da diese Technik — ähnlich wie die Datenkompression — auf ziemlich komplexer Höherer Mathematik basiert, die auf speziellen ICs (Integrierten Schaltkreisen) „eingebrennt“ ist. Es kann hier also nur um Plausibilitätsbetrachtungen gehen.

DFT (diskreter Fouriertransformation) und IDFT (inverser diskreter Fouriertransformation)

Bekanntlich lässt sich jede beliebige kontinuierliche und dabei *periodische* Funktion in eine Reihe diskreter Frequenzbestandteile, so genannte Frequenzkomponenten zerlegen. Das Mittel dazu ist eine „Frequenzanalyse“, die man messtechnisch durch einen Spektrumsanalysator und rechnerisch durch eine mathematische „Transformation“

realisiert. Man denke als Beispiel an einen harmonischen Klang der Größe A in der Musik, der aus lauter diskreten Sinustönen zusammengesetzt ist, und zwar aus einem „Grundton“, also aus einer Basis-Sinusfrequenz der Frequenz f_0 und mit bestimmter Amplitude und aus weiteren „Harmonischen“, d. h. ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz mit mehr oder weniger ausgeprägten Amplituden. Die Frequenzkomponenten haben offenbar die allgemeine Form

$A_m \cdot \sin(\omega_m \cdot t)$ und detaillierter gilt hier $1/N \cdot A_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot m \cdot f_0 \cdot t)$.

Hierbei bedeutet $A_m = 1/N \cdot A_m$ die „endgültige“ Amplitude der Frequenzkomponente Nummer m mit der „Teilamplitude“ A_m (die Aufteilung in zwei Faktoren wird sofort erklärt); f_0 ist die Grundfrequenz, m kann die Werte $m = 1, 2, 3, \dots, N$ annehmen und N stellt die Gesamtzahl der Frequenzkomponenten dar. Der Faktor $1/N$ vor jedem A_m leuchtet ein, wenn man überschlägig annimmt, dass alle N Teilamplituden A_m im Mittel die gleiche Amplitude A haben, denn dann ergibt sich N -mal derselbe Wert $1/N \cdot A$ für die „endgültigen“ Amplituden, also in der Summe A , und A ist ja das Gesamtsignal (im Beispiel der Klang) als Summe aller beteiligten Harmonischen (deshalb also die formale Aufteilung von in zwei Faktoren).

Im allgemeinsten Fall einer solchen Zerlegung, die übrigens nach ihrem Begründer, dem Mathematiker Fourier (um ca. 1830), „Fouriertransformation“ benannt wird, ist für m auch der Wert $m = 0$ zulässig; man spricht dann bei A_0 (bei dem jetzt statt einer Sinusfunktion der Faktor 1 steht) vom „Gleichanteil“ bei den Frequenzkomponenten, weil er die „Frequenz Null“ besitzt. Man kann bekanntlich alle solche diskreten Frequenzbestandteile, die sich aus einer Frequenzanalyse ergeben, als separate „Spektrallinien“ auf einer Frequenzachse anordnen; der Gleichanteil ist dann eine Spektrallinie bei der Frequenz Null usw.

In der Digitaltechnik hat man es nicht mit *kontinuierlichen* Funktionen, sondern mit Folgen von *diskreten* Abtastwerten („Samples“) zu tun. Trotzdem kann man auch hier eine besondere Fouriertransformation durchführen; d. h., man kann eine Abtastwertefolge, z. B. eine solche während eines Zeitfensters bestimmter Dauer, ebenfalls in diskrete Frequenzkomponenten zerlegen, wenn man (und sei es nur gedanklich) unterstellt, dass diese Wertefolge sich periodisch außerhalb des Zeitfensters fortsetzt. Genauer gesagt, lassen sich hierbei N Abtastwerte durch ebenso viele, also N Frequenzkomponenten repräsentieren (ein anschauliches Beispiel folgt gleich). Noch genauer heißt das: Wenn die N Abtastwerte während der Dauer T des Zeitfensters in gleichmäßigen Zeitabständen $\Delta t = T/N$ aufeinander folgen, dann lassen sie sich in N Frequenzbestandteile zerlegen, die auf der Frequenzachse nacheinander bei der Frequenz Null, bei einer Grundfrequenz der Größe $f_0 = 1/T$ und $(N-2)$ ganzzahligen Vielfachen von f_0 mit i . Allg. unterschiedlich großen Amplituden angeordnet sind. Die allgemeine Form einer solchen Frequenzkomponente lautet dann offenbar ganz ähnlich wie oben

$1/N \cdot A_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot m \cdot f_0 \cdot t_k)$,

wobei A_m die Teilamplitude bei der m -ten Frequenz bedeutet, m die N Werte von 0 bis $(N-1)$ annimmt und der Index k bei der Zeit t darauf hinweist, dass hier nur die N diskreten Abtastzeitpunkte in Frage kommen, dass also auch k die N Werte von 0 bis $(N-1)$ annimmt. A_0 soll als Gleichwert wieder den Faktor 1 besitzen, und der Vorfaktor $1/N$ taucht aus demselben Grund wie oben auf. Eine solche Zerlegung einer Folge von N

Abtastwerten in N Frequenzkomponenten heißt „Diskrete Fouriertransformation“ bzw. „DFT“.

Für DVB-T benötigt man nun aber nicht die *Zerlegung*, sondern die *umgekehrte* Rechnung: Aus den Frequenzkomponenten lassen sich die *Abtastwerte zurückrechnen*. Das geht so, dass sich der erste Abtastwert aus der Summe des eventuellen Gleichanteils und aller o. a. Sinusfunktionen (Frequenzbestandteile) zum Zeitpunkt t_0 ergibt, der zweite aus denselben Funktionen, jetzt aber zum Zeitpunkt t_1 usw. (Auch bei dem eingangs besprochenen Beispiel eines harmonischen Klangs konnte man einen bestimmten Momentanwert der kontinuierlichen Zeitfunktion — des Klangs selbst — zu einem bestimmten Zeitpunkt t zurückerhalten, indem man die Momentanwerte aller am Aufbau des Klangs beteiligten Frequenzkomponenten zu diesem Zeitpunkt t betrachtete und aufaddierte — man *hört* ja auch nur die Summe, während man die Einzeltöne allenfalls *heraus hört*, weil das Ohr eine Frequenzanalyse durchführen kann. Diese umgekehrte („inverse“) Rechnung heißt jetzt hier „Inverse Diskrete Fouriertransformation“ bzw. „IDFF“. Wie und warum wird sie beim OFDM-Verfahren eingesetzt? Dazu ein konkretes, einfaches Beispiel (nächste Seite):

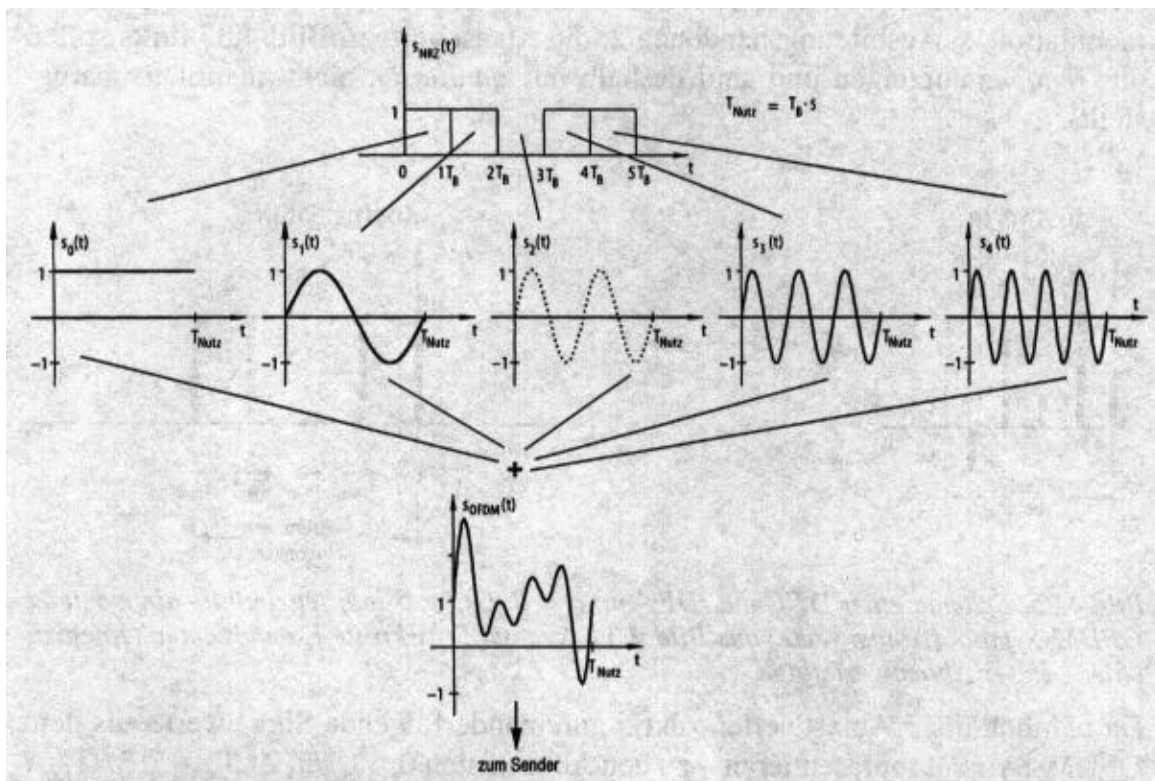


Bild 4.34: Erzeugung eines OFDM-Symbols

Es seien 5 Symbole betrachtet ($N = 5$, $m = 0, \dots, 4$). Jedes Symbol bestehe lediglich aus *einem* Bit. Symbole 1 und 2 haben den Wert $S_m(t) = 1$, Symbol 3 den Wert 0 und Symbole 4 und 5 wieder den Wert $S_m(t) = 1$, und alle seien NRZcodiert. Die Bitdauer betrage T_B . Die 5 Symbole werden nun während 5 Bitperioden „aufgesammelt“, bis sie zeitlich parallel liegen (im Bild nicht dargestellt). Während der Symboldauer $T_{\text{Nutz}} = 5 \cdot T_B$ (das Guardintervall soll hier noch außer Acht gelassen werden) moduliert Symbol 1 eine „Trägerfrequenz Null“, bleibt also unverändert. Symbol 2 moduliert gleichzeitig eine Trägerfrequenz der Größe $1/T_{\text{Nutz}}$, Symbol 3 eine solche der Größe $2/T_{\text{Nutz}}$ (wobei Null herauskommt, weil das modulierende Bit den Wert Null hat). Symbol 4 moduliert eine

Trägerfrequenz der Größe $31/T_N$ und Symbol 5 eine solche der Größe $4 \cdot 1/T_{\text{Nutz}}$ (Bild oben, Mitte) Diese 5 separaten Modulationsergebnisse, die alle bis auf das dritte die Amplitude $A_m = 1$, also dieselbe Größe wie die zugrundeliegenden Bits (Symbole) besitzen, werden miteinander addiert. Das Summensignal ist das übertragene, analoge (!) „OFDM-Symbol“ (Bild oben, unterer Teil).

Mit dieser besonderen „Konstruktion“ eines analogen OFDM-Symbols ist seine Frequenzanalyse (sein mittels einer „Transformation“ errechnetes Spektrum) eigentlich schon vorweggenommen: Die Frequenzkomponenten seines Spektrums liegen bei Null (Gleichanteil, durch das erste Bit erzeugt) und den 4 eben benutzten Trägerfrequenzen, und ihre Amplituden A_m ($m = 0, \dots, 4$) sind alle gleich 1 bis auf die dritte, die Null ist.

Das bleibt auch so, wenn man das analoge OFDM-Symbol während des Zeitfensters T_{Nutz} fünfmal mit der Abtastfrequenz $1/T_{\text{Nutz}}$ abtastet (PAM = Pulsamplitudenmodulation, die Abtastwerte in Bild unten links sollen die *Tendenz* aufzeigen und sind deshalb nur qualitativ, nicht quantitativ dargestellt).

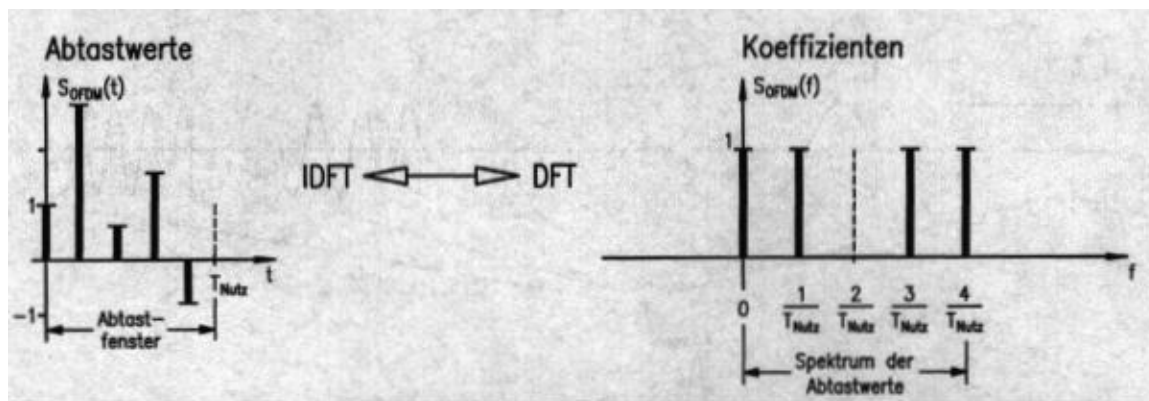


Bild : Schema einer DFT und IDFT mit $N = 5$. Links: 5-mal regelmäßig abgetastetes OFDM-Symbol (Abtastwerte) aus Bildoben. Rechts: 5 spektrale Komponenten (Koeffizienten) dieser Abtastwertefolge.

Da nämlich die 5 Abtastwerte exakt 5 aufeinanderfolgende Signalwerte aus dem OFDM-Symbol repräsentieren — zu den Abtastzeiten $0, T_{\text{Nutz}}/5, 2 \cdot T_{\text{Nutz}}/5, 3 \cdot T_{\text{Nutz}}/5, 4 \cdot T_{\text{Nutz}}/5$ —, wird ihr Spektrum ebenfalls nur 5 Frequenzkomponenten an den Orten der o. a. Frequenzen aufweisen (Bild oben, rechts). Das Spektrum erhält man rechnerisch mit der DFT — mit der o. a. einschränkenden Annahme, dass die Folge der Abtastwerte periodisch fortgesetzt werden kann. Die 5 Frequenzkomponenten sind dann 5 „scharfe“ Spektrallinien (das ist vergleichbar mit dem eingangs erwähnten periodischen Klang aus N harmonischen Sinustönen = N Frequenzkomponenten, die ja auch „scharfe“, d. h. diskrete, von ihren jeweiligen Nachbarn „getrennte“ Spektrallinien ergeben). Und diese Spektrallinien haben dieselben Bitamplituden, die zur Modulation gedient hatten. Das ist leicht nachzuvollziehen, denn mit diesem Ziel war ja das OFDM-Symbol (das danach lediglich abgetastet wurde) „konstruiert“ worden. Die spektralen Amplituden heißen „Koeffizienten“. Und damit ist das Ziel fast erreicht:

Man „vergisst“, wie man das obige OFDM-Signal konstruiert hat. Stattdessen sieht man die Amplituden A_m der einzelnen Bits (Symbole) von vornherein als *Koeffizienten* an, die bei den Frequenzen $0, 1/T_{\text{Nutz}}, \dots, 4/T_{\text{Nutz}}$ liegen und mit ihren zugehörigen Sinusfunktionen die Form $A_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot m \cdot 1/T_{\text{Nutz}} \cdot T_k)$ haben — mit $m = 0, \dots, 4$, mit $k = 0, \dots, 4$ bzw. $t_0 = 0, t_1 = T_{\text{Nutz}}/5, t_2 = 2 \cdot T_{\text{Nutz}}/5, t_3 = 3 \cdot T_{\text{Nutz}}/5, t_4 = 4 \cdot T_{\text{Nutz}}/5$ und wobei A_0 als

Gleichanteil wieder ohne Sinusfunktion, sondern mit dem Faktor 1 da stehe. Mit diesen Größen führt man dann eine IDFT durch. Aus ihr folgen 5 Abtastwerte, die natürlich dieselben sein müssen, die schon vorweg konstruiert worden waren (Bild oben links): Abtastwert 1 wird aus der Summe des Gleichanteils und der vier Sinusfunktionen zum ersten (relativen) Abtastzeitpunkt $t_0 = 0$ errechnet, Abtastwert 2 aus denselben Funktionen, aber zum zweiten Abtastzeitpunkt $t_1 = T_{\text{Nutz}} / 5$ usw.

Mit einem geeigneten „Rekonstruktionsfilter“, bei dem man an die Erzeugung „richtig“ interpolierter Zwischenwerte und eine anschließende zeitliche „Verschleifung“ oder auch ganz einfach an eine D/A-Wandlung denken kann, bekommt man letztendlich genau das *analoge* OFDM-Symbol, das eingangs konstruiert worden war. Es kann gesendet werden. Und der Empfänger? Er tastet dieses *analoge* OFDM-Symbol mit derselben Abtastfrequenz ab, erzeugt also die Folge der Abtastwerte wie in Bild oben links und führt damit eine DFT durch, aus der die Koeffizienten wie in Bild oben rechts resultieren. Die Koeffizienten sind aber die ursprünglichen Symbole (Bits) — fertig!

Ganz generell kann man also *von vornherein* mit einer Anzahl von N parallelisierten Symbolen (die man als Koeffizienten ansieht) eine IDFT durchführen, um eine entsprechende Zahl von N modulierten Trägerschwingungen zu erzeugen, die in ihrer Summe das verlangte OFDM-Symbol darstellen — zunächst aber nur in *abgetasteter* Form, das Rekonstruktionsfilter folgt ja noch! Die Bedingung ist dabei, dass der Kehrwert von T_{Nutz} gleich sein muss dem Abstand Δf der Träger untereinander, also $\Delta f = 1 / T_{\text{Nutz}}$, denn nur dann kann man eine IDFT durchführen. Diese Bedingung heißt „Orthogonalität“, und damit ist auch das „O“ in OFDM erklärt.

Jetzt erhebt sich die naheliegende Frage: Warum geht man denn überhaupt den Umweg über die IDFT und moduliert nicht gleich N einzelne Träger mit N parallelisierten Symbolen? Die kurze Antwort: Dies wäre schaltungstechnisch viel zu aufwendig und teuer (Tausende von sehr exakt aufeinander abzustimmenden Modulatoren!). Auf der anderen Seite kann man die IDFT sogar besonders schnell rechnen (auf ICs!), wenn man N als eine Potenz von 2 wählt, z. B. $N = 2^{11} = 2048$ oder $N = 2^{13} = 8192$. Da $2048 = 2 \cdot 1024$ und 1024 auch gleich ein kbit oder kurz gleich „1k“ ist, spricht man bei einer IDFT mit 2048 Abtastungen (bzw. Trägern) auch von der „2k-Variante“ und bei 8192 Abtastungen (Trägern) von der „8k-Variante“.

Es ist noch hinzuzufügen, dass man das durch so viele Koeffizienten „breite“ OFDM-Symbol natürlich noch entsprechend breitbandig auf eine Sendefrequenz — bei DVB vorerst nur im UHF-Bereich — aufmodulieren muss. Des weiteren muss man im gesendeten OFDM-Signal offenbar noch so etwas wie eine „Zeitmarke des Senders“ mittransportieren, anhand derer der Empfänger in die Lage versetzt wird, einen Bezug zu den ursprünglichen Abtastzeitpunkten herzustellen. Im Empfänger ist damit — nach der Demodulation, d. h. Rückversetzung des UHF-Signals in die Basislage, in der ja nur noch das OFDM-Symbol vorliegt — zunächst eine zeitrichtige N -malige Abtastung im Rahmen einer DFT möglich. Aus der DFT folgen dann nach dem oben Gesagten N einzelne Koeffizienten, die offenbar direkt die N einzelnen (z. B. 64-QAM-) Symbole sind, welche nun decodiert werden können.

In manchen Veröffentlichungen zu DVB-T taucht folgende Darstellung auf (Bild unten):

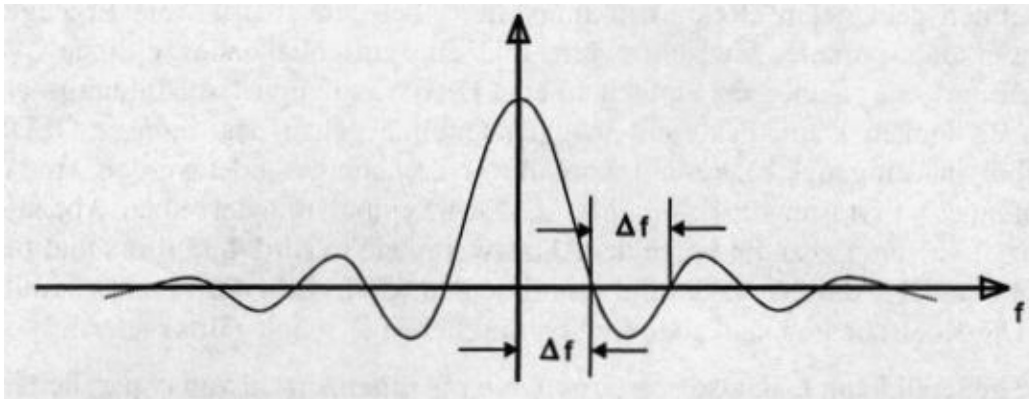


Bild : Spektrum einer durch ein rechteckförmiges Zeitfenster begrenzten Sinusschwingung („Si-Funktion“)

Hier wird das Spektrum einer der N einzelnen Modulationsergebnisse innerhalb eines OFDM-Symbols dargestellt, eine so genannte Si-Funktion. Bei der Modulation eines Einzenträgers oder, wie wir jetzt sagen wollen, eines der N „Subträger“ handelt es sich ja nach Bild um die Modulation einer sinusförmigen Schwingung mit einem Einzelsymbol oder jetzt „Subsymbol“ (einem von N parallelisierten QAM- oder QPSK-Symbolen), das die Form eines Rechtecks besitzt; m. a. W., das einzelne Modulationsergebnis ist eine durch ein rechteckförmiges Zeitfenster der Breite T_{Nutz} beschnittene Sinusfunktion. Eine „ewig“ andauernde Sinusfunktion würde auf der Frequenzachse durch eine „scharfe“ Spektrallinie am entsprechenden Frequenzort dargestellt (dies ergäbe auch eine entsprechende Rechnung mit einer Fouriertransformation). Eine wie jetzt *zeitlich beschnittene* Sinusfunktion ergibt aber (rechnerisch und tatsächlich, physikalisch!) eine aufgeweitete, über die ganze Frequenzachse „verschmierte“ Spektraldarstellung, die sich umso mehr in die Breite zieht, je schmaler das Zeitfenster T_{Nutz} wird, und eine solche Si-Funktion ist im vorherigen Bild dargestellt. Dort bedeutet die Mitte des Achsenkreuzes den Frequenzort des Sinus und Mist gleich $1/T_{\text{Nutz}}$, was ja auch der Frequenzabstand zwischen den Subträgern ist. Bei dieser Gelegenheit lässt sich auch gleich die Frage beantworten, ob die Subsymbole denn ebenfalls rechteckförmig begrenzte Sinusfunktionen erzeugen. Als Beispiel soll die 64-QAM dienen: Aus einer Gruppe von 6 Bits bildet eine Kombination (Summe) von 3 Bits die 1-Komponente, das ist aber eine konstante Größe, die während eines Zeitfensters eine Trägerschwingung moduliert und damit ebenfalls zu einer rechteckförmig begrenzten Sinusfunktion führt. Entsprechendes ergibt sich für die Q-Komponente. Die Unterscheidung zwischen beiden Modulationsergebnissen liegt darin, dass die aus einer positiven 1-Komponente resultierende Sinusschwingung im Zeitfenster mit der Phase Null und die aus einer positiven Q-Komponente mit der Phase 90° beginnt (im negativen Fall mit den Phasen 180° bzw. 270°) ganz so, wie es ja auch dem Phasenunterschied im Konstellationsdiagramm entspricht.

In fast allen Veröffentlichungen zu DVB-T begegnet man folgender Darstellung:

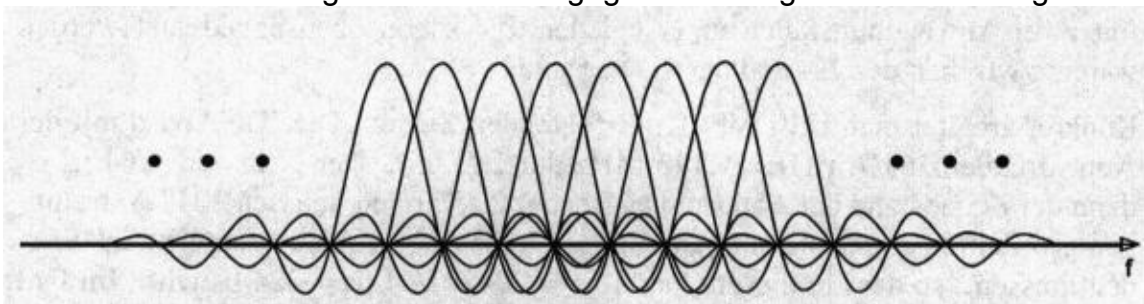


Bild : Ausschnitt aus einem OFDM-Spektrum aus N benachbarten Si-Funktionen

Dies versteht man jetzt auf Anhieb: Ein OFDM-Spektrum besteht aus N Si-Funktionen. Die Orte der Hauptmaxima sind die Orte der Subträgerfrequenzen, die im Abstand $\Delta f = 1/T_{\text{Nutz}}$ aufeinander folgen. Und diese N relativ schmalbandigen Einzelspektren — schmalbandig, wenn man nur die entscheidenden Hauptmaxima sieht — „füllen“ in ihrer Summe den 8 MHz breiten UHF-Kanal.

Das OFDM-Spektrum des obigen konkreten Beispiels mit 5 Trägern lässt sich jetzt sofort qualitativ darstellen:

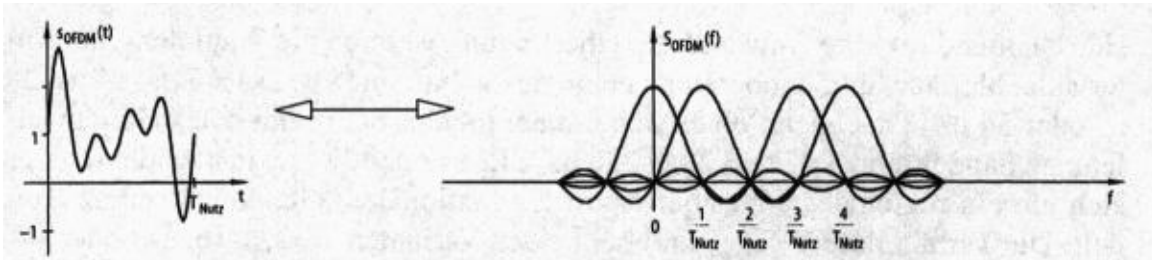


Bild: Analoges OFDM-Symbol (links) und OFDM-Spektrum (rechts) im Fall des Beispiels mit 5 Bits als Subsymbolen

Der mittlere Si-Funktion muss fehlen, da Bit 2 bzw. Subsymbol 2 = 0 war. Man beachte die Ähnlichkeiten zum Bild auf der vorherigen Seite ganz oben: Dort handelte es sich lediglich um 5 „ausgesuchte“ Werte aus den jeweiligen analogen Wertebereichen des jetzigen Bildes.

Einige Übertragungsparameter

Zunächst eine überschlägige Vorbetrachtung: Für regionale bis nationale Gleichwellennetze muss ein langes Schutzintervall (Guardintervall) von z. B. $T_g = 200 \mu\text{s}$ eingehalten (abgewartet) werden, weil die reflektierten und/oder die Gleichkanal-Subsymbole aus vorangegangenen Perioden längere Distanzen zurücklegen, also später am Empfänger ankommen und dort stören. Das Nutzintervall muss erfahrungsgemäß bis zu viermal so lang sein, also wird $T_{\text{Nutz}} = 800 \mu\text{s}$ und $T_s = 1 \text{ ms}$. Dann sind 6000 Subträger erforderlich, um bei Verwendung einer 64-QAM auf eine Datenrate von $6000 * 6 \text{ bit} / 1 \text{ ms} = 36 \text{ Mbit/s}$ zu kommen. Für lokale bis regionale Gleichwellennetze genügt z. B. $T_g = 50 \mu\text{s}$ und damit $T_{\text{Nutz}} = 200 \mu\text{s}$ bzw. $T_s = 250 \mu\text{s}$. Dann genügen auch nur 1500 Subträger, um auf dieselbe Datenrate von $1500 * 6 \text{ bit} / 250 \mu\text{s} = 36 \text{ Mbit/s}$ zu kommen. Bei DVB-T wird zwischen diesen beiden unterschiedlichen Größenordnungen der Subträger-Anzahl und damit zwei Anwendungsfällen unterschieden, die schon oben angedeutet worden waren: zwischen der 2k- und der 8k-Variante.

Konkret arbeitet man bei DVB-T mit folgenden Zahlen: Die IDFT wird mit der Abtastfrequenz $64/7 \text{ MHz} = 9,143 \text{ MHz}$ durchgeführt. Der Kehrwert $7/64 \mu\text{s}$ ist dann der Zeitabstand der Abtastpulse. Bei der 2k-Variante müssen 2048 Abtastungen pro Zeitfenster erfolgen (währenddessen die Subsymbole „vorgehalten“ werden müssen), so dass in diesem Fall $T_{\text{NUTZ}} = 2048 * 7/64 \mu\text{s} = 224 \mu\text{s}$ wird. Im Fall der 8k-Variante ergibt sich $T_{\text{Nutz}} = 8192 * 7/64 \mu\text{s} = 896 \mu\text{s}$.

Die Kehrwerte $1/T_{\text{NUTZ}} = \Delta f$ sind dann die Grundfrequenzen und damit auch die

Subträgerabstände: $\Delta f(2k) = 1/(224 \mu s) = 4,4643 \text{ kHz}$ bzw. $\Delta f(8k) = 1/(896 \mu s) = 1,116 \text{ kHz}$. Mit diesen Werten würde bei voller Subträgerzahl von 2048 bzw. 8192 die Bandbreite eines 8-MHz-Kanals überschritten. Deshalb entschied man sich bei der 2k-Variante für nur 1705 Subträger (mit den Nummern 0 bis 1704) und bei der 8k-Variante für nur 6817 Subträger (mit den Nummern 0 bis 6816). Als „Kanalbandbreiten“ ergeben sich dann $\Delta f_{\text{Band}}(2k) = 1705 \cdot \Delta f(2k) = 7,612 \text{ MHz}$ und $\Delta f_{\text{Band}}(8k) = 6817 \cdot \Delta f(8k) = 7,609 \text{ MHz}$, so dass an den 8-MHz-Bandgrenzen noch genügend „Rasen“ (Sicherheitsabstand) verbleibt.

Entscheidend für eine einwandfreie Übertragung ist noch die Wahl der Guardintervalle, hier nur für die momentan benutzte 2k-Variante: $T_g(2k) = 7 \mu s, 14 \mu s, 28 \mu s$ oder $56 \mu s$ je nachdem, ob es sich um ein lokales oder regionales Gleichwellennetz handelt und $T_g(2k) = 28 \mu s, 56 \mu s, 112 \mu s$ oder $224 \mu s$ je nachdem, ob es sich um ein regionales oder überregionales (nationales) Gleichwellennetz handelt. Die Verhältnisse T_g/T_{Nutz} sind bei beiden Varianten $1/32, 1/16, 1/8$ oder $1/4$, und die gesamte Symboldauer T_s ist wieder die Summe aus den beiden Anteilen T_g und T_{Nutz} .

Aus der Subträgerzahl, einer bestimmten T_s (bzw. einem bestimmten Verhältnis von T_g zu T_{Nutz}) und der gewählten Modulationsart (z. B. 64-QAM) lässt sich dann die „Brutto-Datenrate“ berechnen, die typischerweise bei etwa 36 Mbit/s liegt (das entspricht 6 bis 8 digitalen TV-Kanälen).

Für die bereits vorgesehene zukünftige Anwendung der beschriebenen OFDM-Technologie auch auf 7-MHz-Kanäle (VHF) müsste man lediglich die Abtastfrequenz auf $64/8 \text{ MHz} = 8 \text{ MHz}$ ändern, um ohne Änderung der jeweiligen Subträgerzahl und ohne Austausch der IDFT-Einheit auch solche Kanäle ausnutzen zu können.

Piloten

Die 1705 modulierten Subträger im Falle der 2k-Variante bzw. 6817 im Falle der 8k-Variante sollen jetzt während einer Symboldauer T_s jeweils ein (Super-) „Symbol“ genannt werden. Jeder Träger hat durch seine Laufendnummer seine definierte relative Frequenz-„Position“ in einem so definierten Symbol. 68 solcher aufeinanderfolgender Symbole (mit den Nummern 0 bis 67) bilden dann einen „Übertragungsrahmen“ und 4 aufeinanderfolgende Übertragungsrahmen einen „Überrahmen“ (mit den Nummern 1 bis 4).

Eine Reihe von Subträgern muss der Übertragung von Synchron- und zusätzlichen Signalisierungsinformationen vorbehalten bleiben. Sie heißen „Piloten“ und stellen u. a. die notwendigen „Zeitmarken“ dar, die schon oben gefordert worden waren. Man unterscheidet drei Arten von Piloten:

Die „Continual Pilots“ („Ständigen Piloten“) haben eine im Vergleich zu den Nutz-Trägern um den Faktor $4/3$ erhöhte Amplitude und treten in jedem (neu definierten Super-) Symbol an denselben Positionen auf, und zwar im 2k-Fall an 17 und im 8k-Fall an 68, zur Vermeidung von Periodizitäten ungleichmäßig verteilter Positionen. Sie dienen zur Grobeinstellung der Frequenz des Lokaloszillators im Empfänger.

Die zahlreicheren „Scattered Pilots“ („Verstreuten Piloten“) — ebenfalls mit erhöhter Amplitude — treten in einem (Super-) Symbol regelmäßig nach je 11 Nutzpositionen auf, rücken aber mit jedem folgenden Symbol jeweils um 3 Positionen weiter. Durch diese Streuung fallen ihre Positionen öfter mit denen von Continual Pilots zusammen. Die

Scattered Pilots dienen zur Feinabstimmung der Empfängersynchronisation, tragen aber auch zur Erkennung der einzelnen Übertragungsrahmen bei und können zur Analyse der Kanaleigenschaften eingesetzt werden.

Die Ständigen und die Verstreuten Piloten sind zur Erzeugung der für die Synchronisation des Empfängers notwendigen Bezugs-Phase nur mit *einer* absolut gleich großen, positiven oder negativen 1- (In-Phase-) Komponente moduliert (Amplitude = $\frac{4}{3}$ der Nutzamplituden). Die Modulation mit einer *positiven* 1-Komponente führt offenbar zur relativen Phase Null der entsprechenden Sinusschwingung am Beginn des entsprechenden Zeitfensters (s. die bereits oben angestellte Überlegung zur Modulation mit der 1- oder Q-Komponente). Ob die relative Phase bei einem betrachteten Piloten gerade positiv oder negativ ist, wird durch Bit 0 oder Bit 1 einer Pseudozufallsfolge festgelegt. Damit handelt es sich bei dem Modulationsverfahren um eine 2-PSK, die ebenfalls schon früher erläutert wurde.

Der dritte Typ von Piloten sind die „TPS-Pilots“ bzw. „Transmission Parameters Signalling Pilots“, also die Piloten, welche die Übertragungsparameter signalisieren. Im 2k-Fall sitzen sie an 17, im 8k-Fall an 68 festen Positionen in jedem Symbol und werden mit der mittleren Amplitude der Nutzinformation übertragen. Das „TPS-Wort“ ist 68 bit lang. Mit den Bits werden das verwendete Modulationsverfahren (QPSK, 16-QAM oder 64-QAM), die Dauer des Guardintervalls, die OFDM-Variante (2k oder 8k) und weitere Nutzsignal-Spezifikationen signalisiert.

Alle Piloten zusammen belegen etwa 13 % aller Trägerpositionen.

Encoderseitige Signalverarbeitung

Die ersten Stufen der encoderseitigen Signalverarbeitung entsprechen denjenigen bei DVB-S: Basisband-Schnittstelle mit Sync-Abtrennung, Sync-Invertierung und Energieverwischung, FEC.

Es folgt nun ein „Innerer Interleaver“ (engl. „interleaving“ = Verschachtelung). Sein Sinn ist es, zeitlich aufeinanderfolgende Nutzbits auf weit auseinander liegende Träger zu verstreuen, so dass selbst bei einer Störung mehrerer nebeneinander liegender Träger oder einer länger andauernden Störung einzelner Träger der Innere Fehlerschutz eine vollständige Korrektur ermöglicht.

Im Anschluss an den Inneren Interleaver wird die Zuordnung der einzelnen Bits zur 1- oder zur Q-Achse durchgeführt. Dabei wird auch dafür gesorgt, dass sich zwei unmittelbar benachbarte Konstellationspunkte im I/Q-Diagramm jeweils nur in einer einzigen Bitstelle voneinander unterscheiden, so dass beim Überschreiten der Entscheidungsschwelle (mitten zwischen den beiden Konstellationspunkten) aufgrund eines Fehlervektors bzw. einer Fehlinterpretation immer nur maximal ein Bit korrigiert zu werden braucht. Diese Symbol-Zuordnung nennt man nach ihrem Urheber „Gray-Mapping“ oder auch allgemein „Symbol-Mapping“. Eine solche Methode wird übrigens auch in ähnlichem Sinn auf die Symbole bei DVBC angewendet, wo ja auch QAM eingesetzt wird (bei der QPSK im Falle von DVB-S macht das keinen Sinn, da sich hier ja die Symbole von Konstellationspunkt zu Konstellationspunkt ohnehin nur um ein Bit unterscheiden).

Danach werden die Modulationsbits für die Piloten inklusive der TPS-Daten in die

vorgesehenen zeitlichen Lücken eingefügt und schließlich das OFDM-Verfahren durchgeführt. Nach der Einfügung des Guardintervalls und nach der D/A-Wandlung zur Erzeugung des zeitkontinuierlichen, sendefähigen OFDM-Signals folgen als letzte Signalverarbeitungs-Stufen der terrestrische UHF (Ultra High Frequency) -Sender und die Sendeantenne.

Hierarchische Modulation

Die „Hierarchische Modulation“ ist eine Option für DVB-T. Sie berücksichtigt die oftmals sehr kritischen Empfangsbedingungen bei portalem und besonders mobilem Empfang durch zeitliche Störungen wie starke Niederschläge, sich bewegende Objekte (Hindernisse) oder Überreichweiten von Nachbar-Sendern, aber auch durch die um mehr als 10 dB geringere Empfindlichkeit und die geringere Betriebshöhe der verwendeten Stabantennen gegenüber den Dachantennen bei stationärem Empfang.

Bei der Hierarchischen Modulation werden deshalb zwei Datenströme aus derselben Quelle erzeugt: ein sehr „robuster“ QPSK-modulierter Datenstrom mit geringer Coderate (hoher Redundanz) des Inneren Fehlerschutzes, der auch noch bei relativ schlechten Störabständen von portablen bzw. mobilen Geräten verarbeitet werden kann, und ein QAM-modulierter Datenstrom mit größerer Coderate des Inneren Fehlerschutzes für bessere Empfangsbedingungen und höhere Qualität. Typische Datenraten liegen, abhängig vom gewählten Modulationsverfahren, im robusten Fall bei etwa 6 Mbit/s und im weniger robusten Fall bei etwa 18 Mbit/s.

Jeder für die Übertragung der Nutzinformation bestimmte Subträger überträgt dann während jeder Symbolperiode T_s gleichzeitig einen „Splitter“ des robusten und einen des weniger robusten Datenstromes. Man spricht von einem „Modulationsmultiplex“ in Form einer MR-QAM („Multi-Resolution-QAM“), d. h. einer QAM mit (vielfachen, hier zwei) unterschiedlichen Auflösungen.

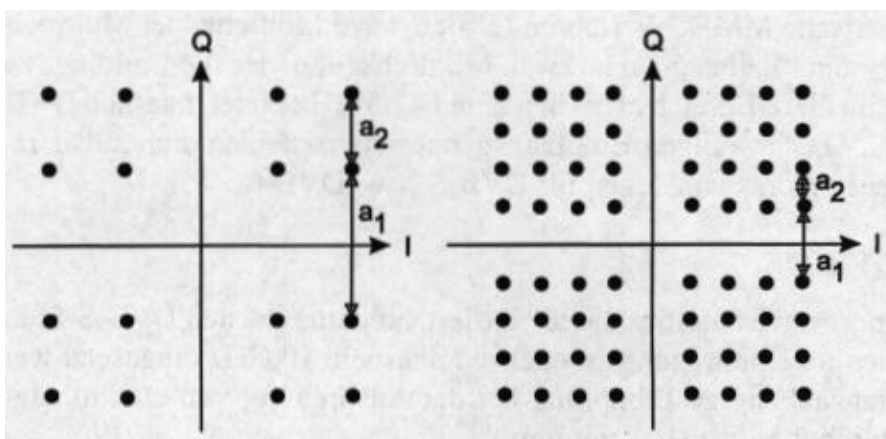


Bild: 16-MR-QAM (links) und 64-MR-QAM (rechts) mit $a = a_2/a_1 = 2$; a darf die Werte 1 (keine MR), 2 und 4 annehmen.

Den robusten Datenstrom-Anteil hoher Priorität in einem QAM-Symbol repräsentieren jeweils die beiden hoch geschützten MSBs, die auch den jeweiligen Quadranten bestimmen, während der Rest des Symbols den weniger geschützten Datenstrom-Anteil bildet.

Eine MR-QAM zeichnet sich gegenüber einer normalen QAM mit gleichförmig verteilten Konstellationspunkten i. Allg. dadurch aus, dass bei 16- bzw. 64-QAM-Modulation die „Wolken“ von vier bzw. acht Konstellationspunkten pro Quadrant deutlich auseinander rücken. Der robuste QPSK-Empfänger „sieht“ nur vier Wolken, die relativ „verschwommen“ (groß) sein und trotzdem noch sauber auseinander gehalten werden können.

Als „Abstandsmaß“ a bezeichnet man das Verhältnis a_1/a_2 des Abstands zwischen den Wolken einerseits und zwischen zwei Konstellationspunkten innerhalb der Wolken andererseits. Bei Erhöhung der mittleren Sendeleistung vergrößern sich die Abstände a_1 zwischen den Wolken und wird das QPSK-Signal noch sicherer detektierbar, dafür werden aber die Abstände a_2 innerhalb der QAM-Wolken in Relation zur Sendeleistung geringer, so dass ein besserer Störabstand für die sichere Detektion des QAM-Signals benötigt wird. Im konkreten Fall ist also ein geeigneter Kompromiss zwischen den Einzelanforderungen zu wählen.

- Nach dem Konzept der MR-QAM ließe sich für zukünftige Anwendungen auch an eine „Hierarchische Quellencodierung“ denken: Ein Datencontainer könnte z. B. einen Grund-Datenanteil für die Übertragung der Normqualität enthalten und einen Zusatzdatenanteil, der als Ergänzung zum Grund-Datenanteil die Darstellung von HDTV („High Definition Television“, also hochauflösendes Fernsehen) ermöglicht.

MMDS

Zur lokalen Versorgung von Gebieten innerhalb eines Radius unter 50 km mit Sichtverbindung der Empfangsantennen zum erhöht angebrachten Sender kann das terrestrische MMDS-Verfahren („Microwave Multichannel Multipoint Distribution System“) dienen, das zwei Möglichkeiten der Verbreitung von DVB-Signalen im GHz-Bereich zwischen 2 und 42,5 GHz bietet, nämlich DVB-MS und DVB-MC. Die jeweiligen Empfangsgeräte unterscheiden sich außer in Antenne und Tuner in nichts von denen für DVB-S bzw. DVB-C.

DVB-MS

„DVB-Microwave Satellite Based“ basiert auf dem robusten DVB-S-Standard und kann daher bei Übertragungsfrequenzen oberhalb 10 GHz eingesetzt werden, wo die frequenzabhängige Dämpfung bei der Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen durch die Luft stark zunimmt.

DVB-MC

„DVB-Microwave Cable Based“ basiert auf dem weniger anfälligen DVB-C Standard und kann daher bei Übertragungsfrequenzen *unterhalb* 10 GHz eingesetzt werden.