

Satellitenempfang Teil 4

Die Beschreibung des MPEG-Prozesses wird fortgesetzt. Lauflängen- und Huffman-Codierung zielen auf die bitsparende Datenpräsentation ab. Wie dem Auge, enthält das MPEG-Verfahren auch dem Ohr vor, was es nicht benötigt, um eine Information störungsfrei aufnehmen zu können. Das MUSICAM-Verfahren wird in seinen Grundgedanken beschrieben. Wenn Audio und Video als komprimierte Datenströme bereitstehen, werden sie zusammengeführt (Multiplex) und mit einem Fehlerschutz (FEC) versehen, der an die Eigenschaften des Übertragungskanal angepasst ist (Kanalcodierung). Den Abschluss bildet die Erklärung der QAM als digitales Modulationsverfahren mit einer Charakterisierung der Signalqualität (BER, MER) und einer Betrachtung möglicher Modulationsfehler.

Effiziente Codierung

Lauflängencodierung

Der Lauflängencodierung (RLC: Run Length Coding) liegt eine ganz einfache Idee zugrunde. Bei der Übertragung einer Folge von Zeichen, in der ein großer Abschnitt identischer Zeichen vorliegt, genügt es, das sich wiederholende Zeichen und seine Anzahl (Lauflänge) bis zum nächsten abweichenden Zeichen zu übertragen. Das ist besonders effizient bei langen Lauflängen von Nullfolgen, wie sie die DCT erzeugt.

Ein Beispiel: Die Hexadezimalzeichenfolge AAAAAFFFFFFF222299999999000000000000, bestehend aus 5 x A, 9 x F, 4 x 2, 8 x 9 und 14 x 0 wird mit RLC dargestellt als „5(A), 9(F), 4(2), 8(9), E(0)“ mit $E_{Hex}=14_{Dez}$. In Klammern steht der übertragene Wert, vor der Klammer seine Anzahl im Lauf. Es sind also mit RLC nur 10 Zeichen zu übermitteln, anstelle von 40 bei der „sturen“ sequenziellen Übertragung.

Ebenso können in der Ausgangszeichenfolge sich wiederholende, aneinander gereihete Teilfolgen vorliegen, z. B. kann ACHACHACHACHACH als 5(ACH) mit 4 Zeichen anstelle von 15 Zeichen laulängencodiert werden. Das Kompressionsverhältnis beträgt 15/4. RLC ist umso effizienter, je länger der Lauf eines Zeichens ist. Erst bei Zeichenfolgen mit einer Lauf-

länge von mindestens 3 Zeichen bringt die RLC Einsparungen.

Die Folge der Spektralkoeffizienten aus dem Beispiel in Abbildung 25 (s. Teil 3, „ELVjournal“ 1/05) ohne Gleichanteil „1, 8, 5, -1, -1, 1, -1, 0, 2, 1, -1, -1, 0, 0, 0, 0, ...“ lautet laulängencodiert „1(1), 1(8), 1(5), 2(-1), 1(1), 1(-1), 1(0), 1(2), 1(1), 2(-1), 51(0)“. Wenn jeder Koeffizient und seine Anzahl in Folge durch je ein Byte repräsentiert wird, hat sich die Zahl der zu übertragenden Bytes von 63 auf 22 verringert.

Treten in einer Folge viele Null-Teilfolgen auf, kann es günstiger sein, jeden Wert ungleich null ohne Berücksichtigung von Wiederholungen mit Angabe der Länge einer vorangegangenen Null-Teilfolge zu codieren. Z. B. würde „AB00 00C0 D000 000E“ damit als „(0,A), (0,B), (4,C), (1,D), (6,E)“ codiert. Im Beispiel aus Abbildung 25 wäre nach der Lauflängencodierung mit dieser Vereinbarung „(0,1), (0,8), (0,5), (0,-1), (0,-1), (0,1), (1,2), (0,1), (0,-1), (0,-1), (0,0)“ zu übertragen. Das Zeichen (0,0) kann bei dieser Art der Codierung nicht auftreten. Ihm wurde deshalb die Bedeutung „ENDE des Blocks“ zugewiesen.

Huffman-Codierung

Eine weitere Einsparung an erforderlicher Übertragungskapazität ergibt sich durch ein Codiervorgang nach David Huffman (amerikanischer Computerpionier, 1924–1999).

Huffmans Grundidee besteht darin, die Länge des einem Zeichen zugeordneten Codeworts mit der Wahrscheinlichkeit des Auftretens dieses Zeichens in einem bestimmten Nachrichtentyp (Texte, Fotos etc.) zu verbinden. Dazu werden repräsentative Beispielnachrichten statistisch analysiert und die Häufigkeit der darin enthaltenen Zeichen ermittelt. Den am häufigsten auftretenden Zeichen werden kurze Codewörter, den selteneren Zeichen längere Codewörter zugeordnet.

Die Idee der Huffman-Codierung findet sich schon im Morsealphabet, welches kurze Punkt-Strich-Folgen für häufig in der englischen Sprache auftretende Buchstaben zuordnet (z. B. E = Punkt, Y = Strich Punkt Strich Strich).

RLC und Huffman-Codierung beruhen auf einer günstigen Repräsentation der Nachrichten und sind verlustfrei. Man kann also aus der komprimierten Form der Nachricht das Original restlos wiederherstellen.

Ivar Balslev von der University of Southern Denmark hat in einer Vortragsfolie zum Thema Image Compression alles Wesentliche zusammengefasst (Abbildung 26). Das Bild (George Washington auf der amerikanischen Ein-Dollar-Note) wird abgetastet und in 8 x 8 Pixel große Bereiche zerlegt. Jeder dieser Bereiche liefert 64 Grauwerte. Im Beispiel wird ein Bereich oben rechts am ovalen Bildrahmen der DCT unterworfen und als Transformationsmatrix quanti-

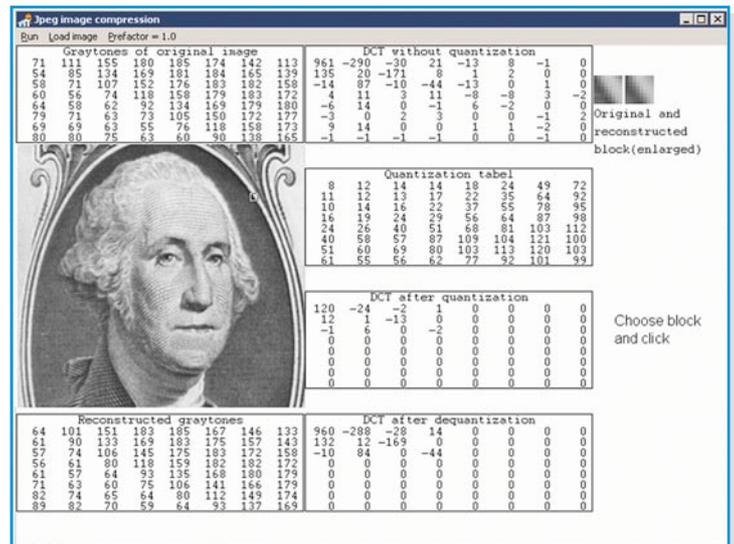
siert. Die quantisierte Matrix weist bereits nach dem 18. Wert der durch Zick-Zack-Auslesen gewonnenen Folge ausschließlich Nullen auf, die durch Lauflängencodierung nicht übertragen werden müssen. Wird die Matrix dequantisiert, d. h. jedes Element der quantisierten Matrix wieder mit dem entsprechenden Element der Quantisierungstabelle multipliziert, ergibt sich die Matrix, aus der die Inverse Diskrete Cosinus-Transformation (iDCT) wieder eine Helligkeitsverteilung in einem 8x8-Pixelbereich erzeugt. Der elementweise Vergleich der Helligkeitsverteilung im 8x8-Pixel-Ausgangsbildbereich oberhalb von George Washington und der im komprimierten Bereich unterhalb von George Washington zeigt nur erstaunlich geringe Helligkeitsfehler. Trotz starker Kompression sind die visuellen Auswirkungen gering.

So erfreulich die enorme Verringerung der Datenrate bei vertretbarer Minderung der Bildqualität ist, so hat sie doch einen Nachteil. Durch den Entzug von Redundanz und Irrelevanz wird das Signal anfälliger gegenüber Störungen. Während bei einem unkomprimierten Video-Signal ein Bitfehler sich meist nur in der Veränderung eines Pixels niederschlagen würde, kann bei einem komprimierten Signal davon ein ganzer Makroblock (bei der 4:2:0-Abtastung sind dies vier 8x8-Luminanz-Pixelblöcke und zwei 8x8-Chrominanz-Pixelblöcke) oder ein Verschiebungsvektor betroffen sein. Deshalb sind Fehler-schutzmechanismen zur Korrektur einer gewissen Anzahl von Bitfehlern bei der Übertragung erforderlich.

Audiokompression

Bei der Digitalisierung der elektrischen Spannungsschwankungen, die ein Mikrofon aus Schallwellen erzeugt, entstehen bei weitem nicht so große Datenmengen wie bei den Videobildern. Mit einer Abtastrate von 48 kHz und 16 Bit Wortlänge

Bild 26:
Alle JPEG-Bearbeitungsschritte auf einen Blick



entsteht ein Datenstrom von 768 kBit/s, bei Stereo sind es schon etwa 1,5 MBit/s und bei den modernen Raumklangverfahren wie Dolby Digital und DTS (Digital Theatre System) ein Vielfaches. Es lohnt sich also auch hier, Bits zu sparen. Die grundsätzlichen Methoden und Verfahren dafür sind die gleichen wie bei der Bildcodierung.

Unter Ausnutzung des psychoakustischen Modells des Ohres lässt sich bereits an der Quelle die Datenrate beträchtlich senken. Die Audiokompression nach MPEG (genauer MPEG-1 Layer 3) verwendet eine dynamische Bitzuweisung derart, dass das Quantisierungsrauschen immer unter der Wahrnehmungsschwelle bleibt. Der Strom der Abtastwerte bzw. der entsprechende Bitstrom wird in Frames mit einer definierten Anzahl von Bits pro Frame aufgeteilt. Die Frames werden in den Frequenzbereich transformiert, woraus man einen Satz von Werten erhält, die angeben, in welchem Maß welche Frequenzkomponente am Ausgangssignal beteiligt ist. Dieser Wertesatz wird quantisiert und anschließend codiert. Dazu unterteilt man den Frequenzraum in 32 Subbänder (subbands) und tastet in jedem Subband die Spektralkomponenten ab.

Deren Analyse steuert nun die erwähnte dynamische Bitzuweisung für die Feinheit der Quantisierung und infolgedessen das damit verbundene Rauschen so, dass es gerade unter der Wahrnehmungsschwelle bleibt. Die Unterteilung in Subbänder ermöglicht jetzt die Ausnutzung des Verdeckungseffekts (oblique effect), eine für den Datenreduktionsprozess wichtige psychoakustische Eigenheit des Ohrs (besser gesagt: Unzulänglichkeit unseres Hörsinns). Seine Wirkung ist in Abbildung 27 dargestellt. Die grüne Fläche kennzeichnet den Schallpegelbereich, in dem der Mensch nichts mehr hört, weil der Schalldruck zu gering ist. Man sagt, er liegt unter der Ruheshwelle. Es ist zu erkennen, dass die Empfindlichkeit des Gehörs zwischen zwei und fünf Kilohertz am höchsten ist und zu den Rändern des Hörbereichs (20 Hz – 20 kHz) stark abnimmt. Wenn nun z. B. bei 1 kHz ein Ton auftritt, dann hat das die Auswirkung, dass benachbarte Töne, falls sie eine gewisse Amplitude nicht überschreiten, nicht wahrgenommen werden. Die Wahrnehmungsschwelle wird um den 1-kHz-Ton herum lautstärkeabhängig angehoben. Er „maskiert“ die in der frequenzmäßigen Umgebung liegenden akustischen Ereignisse, wenn sie unter der Mithörschwelle liegen. Dieser Effekt ist auch im Alltag zu beobachten. Wenn z. B. eine Trompete einen lauten Ton spielt, ist von einer Geige, die den gleichen oder einen ähnlichen Ton leiser spielt, nichts zu hören. Die Trompete überdeckt die Geige, sie spielt die Rolle des Maskers.

Auf dem Prinzip der um einen Masker herum angehobenen Mithörschwelle werden nun in den einzelnen Subbändern nur die Frequenzen codiert, die über der vom stärksten Ton vorgegebenen Mithörschwelle liegen. Das Motto lautet: „Don't code what you don't hear.“ Das Blockschaltbild eines solchen nach dem MUSICAM-Verfahren (Masking pattern adapted Universal Subband Integrated Coding And Multi-

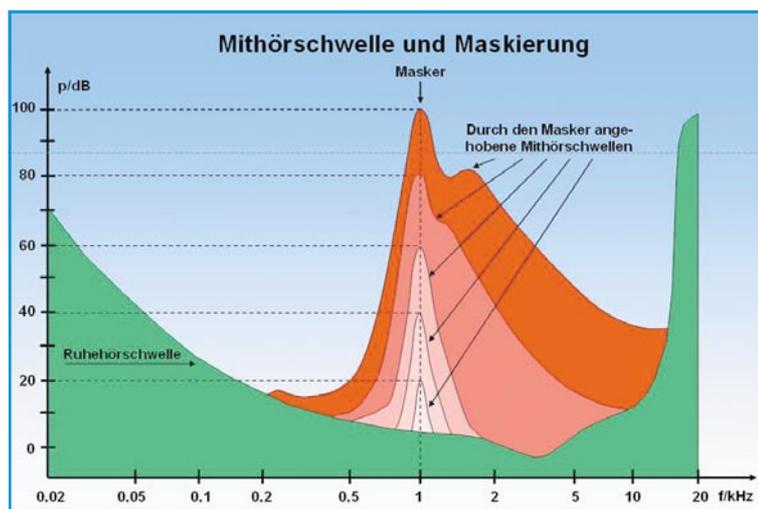


Bild 27:
Frequenzmäßig benachbarte Töne werden durch einen lauten Ton (Masker) überdeckt (maskiert). Je kräftiger der Masker, umso stärker der Überdeckungseffekt.

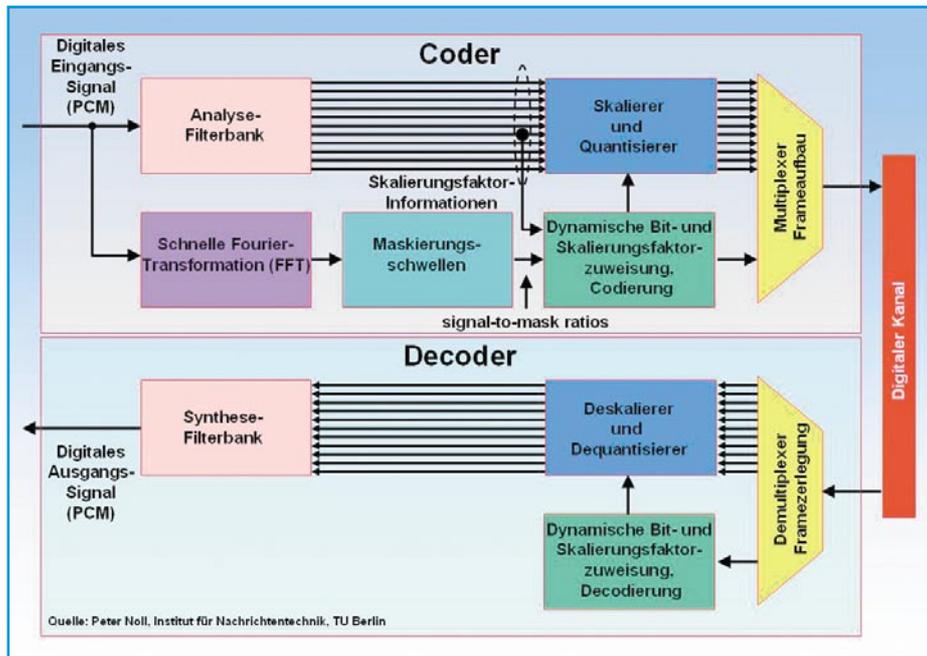


Bild 28: Die bitsparende Audiokompressionskette nach MPEG-1 Layer 3

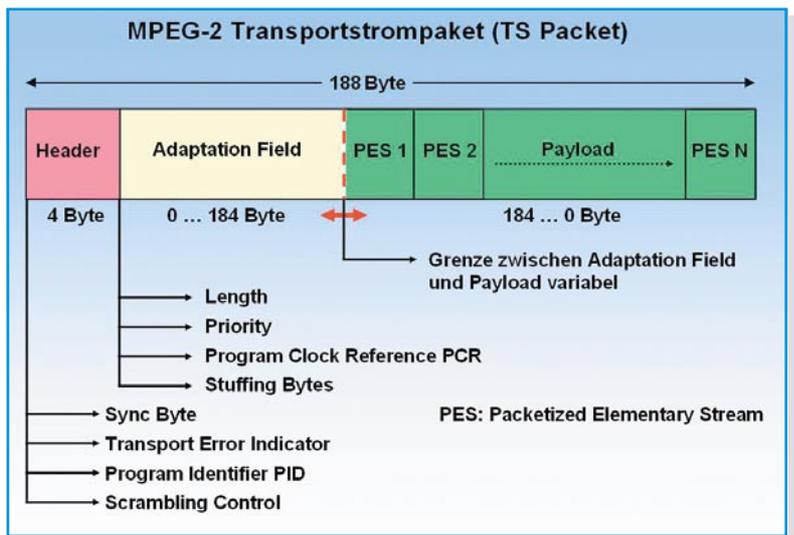
plexing) zeigt Abbildung 28. Mit der Audiocodierung nach MPEG-1 Layer 3 (oft auch kurz MP3 genannt) ist eine Datenreduktion von 1:10 bis 1:12 möglich, was mit einer Bitrate von 128 ... 112 kBit/s für ein Stereosignal korrespondiert.

Jede Menge Datenströme: ES, PES, PS und TS

Bis jetzt haben wir uns mit den roten Funktionsblöcken in Abbildung 29, dem Digitalisieren und Komprimieren eines Programms beschäftigt. Die dabei entstehenden Datenströme (Elementary Stream, ES) werden in bis zu 64 kByte umfassende „Datenpakete“ von einem Paketizer zusammengestellt. Der Strom der Datenpakete PES (Packetized Elementary Stream) wird mit anderen PES in einem Multiplexer zu einem Transportstrom (TS) umgepackt (wiederum in Packetizern), mit Hilfe eines Multiplexers zusammengefasst, durch

programmspezifische Informationen ergänzt, eventuell zum Schutz gegen uner-

Bild 30: Der Aufbau eines MPEG-2-Transportstrompakets mit 188 Byte Länge



laubtes Sehen verwürfelt (scrambling, Verschlüsselung) und als Transportstrom (TS)

zum Beispiel zur Bodenstation des Satellitenbetreibers geleitet. Hier wird der Übertragungskanal-spezifische Fehlerschutz FEC (Forward Error Correction) hinzugefügt und das Signal auf den Uplinkträger moduliert.

Der Aufbau eines MPEG-2-Transportstroms ist sehr komplex (Abbildung 30). Er besteht aus einer Aneinanderreihung von TS-Paketen mit 188 Byte Länge, ergänzt durch weitere System- und Dateninformationen, auch Service-Informationen (SI) genannt. Darin enthalten sind Informationen wie der Presentation Time Stamp (PTS), der für den richtigen zeitlichen Ablauf der Bilder sorgt. Wir erinnern uns, dass die B-Frames auf dem vorangegangenen I-Frame und den folgenden P-Frames beruhen. Also müssen diese bereits vorliegen, wenn der Decoder mit dem Aufbau der B-Frames beginnen will. Der PTS sorgt nun dafür, dass die Präsentation der Frames wieder in der richtigen Reihenfolge erfolgt. Auch die Daten, die der decoderinterne elektronische Programmführer EPG (Electronic Program Guide) benötigt, sind

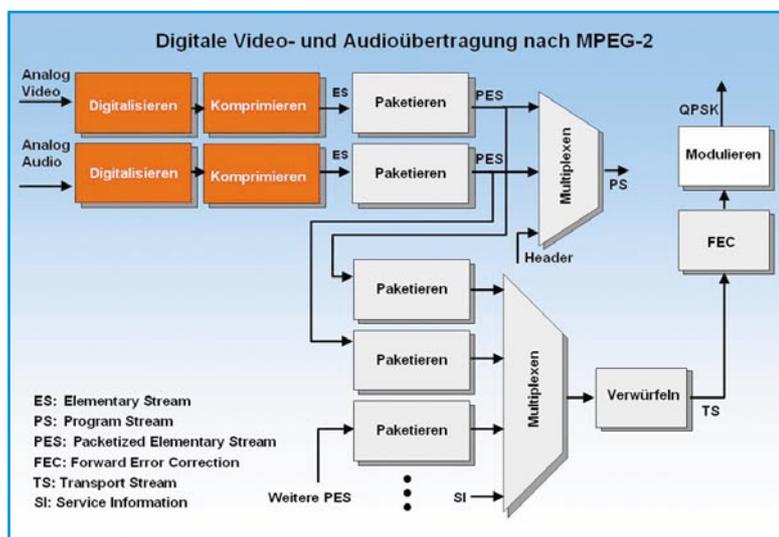


Bild 29: Vom analogen Quellsignal bis zum Satelliten-Uplink. Die wichtigsten Bearbeitungsschritte nach MPEG-2.

Teil der SI. Darüber hinaus enthalten die SI-Daten Angaben über Frequenz, Symbolrate, Bandbreite und andere Systemdaten über das Satellitensystem oder das Kabelnetz.

Werden die paketierten Elementarströme für Bild und Ton eines Programms mit Headerinformationen durch einen Multiplexer zusammengefasst, ist das Ergebnis der so genannte Programmstrom (PS). Er ist gut geeignet zur Speicherung auf Festplatten und anderen Medien und setzt störungsarme Umgebungen voraus.

Fehlerschutz

Die Satellitenübertragung unterliegt vielfältigen Störeinflüssen. Darauf wurde bereits mit der Wahl des robusten Modulationsverfahrens QPSK Rücksicht genommen. Aber es bleiben noch viele Bedro-

hungen durch Übertragungsfehler. Ein beschädigter ES-Header führt zum Verlust von Frames, durch Bitfehler im PES-Header gehen ganze Elementarströme verloren, PCR-Fehler führen zum zeitweisen Totalausfall des Empfangs usw. Am Ende eines Vortrags von HP über die Grundlagen von MPEG-2 brachte es der Referent mit den Worten „There’s no margin for error, the TS needs protection!“ auf den Punkt.

Mit dem Einbringen eines Fehlerschutzes gegen falsch übertragene Bits wurde ein aktiver Korrekturmechanismus implementiert. Er wird als Forward Error Correction (FEC) bezeichnet und beruht darauf, in die Nachricht gezielt redundante Informationen einzubringen, die es erlauben, Einzel- und Burstfehler (Burstfehler sind eine Reihe aufeinander folgender Fehler, Bündelfehler) bis zu einem gewissen Umfang im Empfänger zu korrigieren. Das tiefere Verständnis des Fehlerschutzes erfordert einige mathematische Grundlagen. Wir wollen uns deshalb nur mit der qualitativen Beschreibung der einzelnen Maßnahmen beschäftigen.

Die Aufbereitung des Datenstroms in der Weise, dass er an Robustheit bei der Übertragung gewinnt, nennt man Kanalcodierung (Abbildung 31). Im Empfänger werden die Schritte in umgekehrter Reihenfolge abgearbeitet. Der empfangene Bitstrom durchläuft also den Viterbi-Decoder (Inner Decoder), den De-Interleaver, den Reed-Solomon-Decoder (Outer Decoder) und den De-Randomizer, der die Energieverwischung wieder rückgängig macht.

Energieverwischung (energy dispersal)

Weil die Energieverteilung innerhalb der Bandbreite nicht als gleichmäßig verteilt vorausgesetzt werden kann, werden die Daten mit den Ausgangswerten eines Pseudozufallsgenerators verknüpft. Das Sendespektrum wird durch die spektrale Gleichverteilung jetzt fast rechteckig. Empfängerseitig macht ein inverser, synchron laufender Generator die Verwischung rückgängig.

Reed-Solomon-Coder

Die Reed-Solomon-Codierung (RS-Coder) an der dem Kanal abgewandten Seite des FEC-Prozesses bewirkt den „äußeren Fehlerschutz“. Die dem Kanal zugewandte Viterbi-Codierung ist dementsprechend für den „inneren Fehlerschutz“ zuständig. Ein RS-Coder fügt kBits aus dem Datenstrom (n-k) Paritybits hinzu. Damit sind s Fehlerbits korrigierbar. Die Schreibweise für diese Eigenschaft lautet RS (n, k, s). Übertragen auf die 188 Bytes eines MPEG-2-Transportstrompakets mit einer Korrigier-

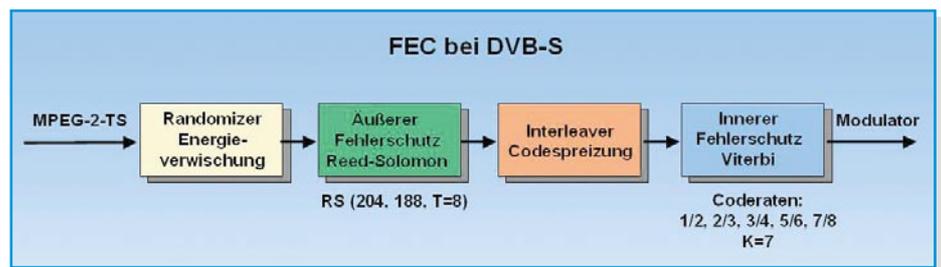


Bild 31: Fehlerschutz für den MPEG-2-Transportstrom. Dadurch wird zwar das Datenvolumen erhöht, aber bis zu einem gewissen Maß lassen sich Übertragungsfehler korrigieren.

barkeit von 8 Bytes im Paket sind heute RS-Coder mit RS (204, 188, T=8) üblich.

Interleaver

Dem RS-Coder folgt ein Interleaver. Seine Aufgabe ist die Verschachtelung der Symbole, damit Burstfehler sich nicht konzentriert auf benachbarte Symbole verteilen (Codespreizung, time diversity), sondern ihre Auswirkungen auf mehrere Datenblöcke verteilen. Damit bleibt oft die Anzahl korrigierbarer Fehler in einem Paket unterschritten.

Viterbi-Coder

Mit einer Faltungscodierung ist die Korrektur von Einzelbitfehlern möglich. Dazu wird ein Bitstrom durch ein Schieberegister geleitet, aus dem zwei Modulo-2-Addierer nach einem bestimmten Muster ihre Eingangswerte abgreifen und entsprechende Ausgangsbitfolgen liefern (Abbildung 32). Mathematisch entspricht dies einer Faltung der Eingangsbitfolge mit zwei Generatorpolynomen, deren Koeffizienten durch die Abgriffe in der Schieberegisterkette definiert sind. Durch die Generierung zweier Bitfolgen wird zwar die Bitrate verdoppelt, in den Ausgangsfolgen der Mod-2-Addierer steckt jedoch so viel Redundanz, dass mit einem Algorithmus nach Viterbi ein falsches Bit errechnet werden kann. Es

ist verständlich, dass nur die Bits im Schieberegister (inkl. Ein- und Ausgang) dem Viterbi-Algorithmus zugänglich sind. Seine Länge kennzeichnet somit die Einflusslänge des Viterbi-Coders (constraint length). Weil die Komplexität der Berechnungen mit jeder Schieberegisterzelle überproportional ansteigt, hat man sich auf 6 Schieberegisterzellen (constraint length K=7) beschränkt. Die so genannte Coderate als Verhältnis von Nutzbits zu Nutzbits plus Fehlerschutzbits beträgt 1/2. Durch gezieltes Weglassen einzelner Bits aus den Folgen beider Codierzweige (Punktieren) kann man die Gesamtbitrate senken und die Nutzbitfolge, allerdings mit etwas geringem Fehlerschutz, wieder rekonstruieren. So sind Viterbi-Coderaten von 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 und 7/8 möglich. Kleine Coderaten (1/2) entsprechen einem starken Fehlerschutz, große Coderaten (7/8) einem schwachen. Zur Zeit sind einheitlich alle TV-Programme auf ASTRA 19,2° Ost mit Coderate 3/4 bei einer Symbolrate von 27,5 MSymbols/s und mit Coderate 5/6 und Symbolrate 22 MSymbols/s codiert.

Digitale Modulation

Die zur Übertragung eines digitalisierten Satellitenprogramms erforderliche Bandbreite wird nicht nur durch Kompress-

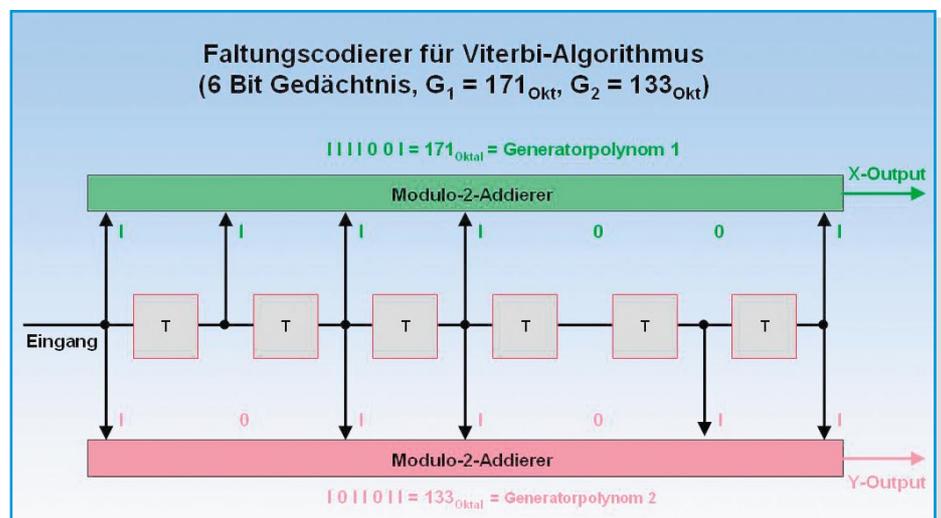


Bild 32: Der Viterbi-Coder fügt dem Sendesignal so viel Redundanz hinzu, dass Bitfehler bei der Übertragung erkannt und korrigiert werden können.

$b_5 b_4 b_3 b_2 b_1 b_0$	$b_5 b_4 = 00$	$b_5 b_4 = 01$	$b_5 b_4 = 10$	$b_5 b_4 = 11$	Zyklische Rotationssymmetrie			
$b_5 b_4 b_3 b_2 b_1 b_0$	$I_{00}>0 Q_{00}>0$	$I_{01}>0 Q_{01}<0$	$I_{10}<0 Q_{10}>0$	$I_{11}<0 Q_{11}<0$				
0 0 0 0 0	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1
0 0 0 1 0	3	1	1	-3	-1	3	-3	-1
0 0 1 0 0	1	3	3	-1	-3	1	-1	-3
0 0 1 1 0	3	3	3	-3	-3	3	-3	-3
0 1 0 0 0	7	1	1	-7	-1	7	-7	-1
0 1 0 1 0	5	1	1	-5	-1	5	-5	-1
0 1 1 0 0	7	3	3	-7	-3	7	-7	-3
0 1 1 1 0	5	3	3	-5	-3	5	-5	-3
1 0 0 0 0	1	7	7	-1	-7	1	-1	-7
1 0 0 1 0	3	7	7	-3	-7	3	-3	-7
1 0 1 0 0	1	5	5	-1	-5	1	-1	-5
1 0 1 1 0	3	5	5	-3	-5	3	-3	-5
1 1 0 0 0	7	7	7	-7	-7	7	-7	-7
1 1 0 1 0	5	7	7	-5	-7	5	-5	-7
1 1 1 0 0	7	5	5	-7	-5	7	-7	-5
1 1 1 1 0	5	5	5	-5	-5	5	-5	-5

Bild 33: Die Mapping-Tabelle einer 64-QAM. Jeder 6-Bit-Kombination wird eine von 64 Symbolkombinationen zugeordnet.

sion des Programminhalts, sondern auch durch eine möglichst effiziente Modulation des digitalen Datenstroms erreicht.

Unter Modulation versteht man das Aufprägen einer Nutzinformation auf eine Trägerschwingung. Dazu gibt es drei Möglichkeiten, die einzeln oder in Kombination eingesetzt werden können: Beeinflussen der Amplitude (AM: Amplitudenmodulation), der Frequenz (FM: Frequenzmodulation) oder der Phase (PM: Phasenmodulation). Für digitale Programme im Kabel (DVB-C: Digital Video Broadcast Cable) wird eine mehrstufige Modulation verwendet, die sowohl Amplitude als auch Phase des Trägers verändert. Man nennt sie Quadratur-Amplitudenmodulation (QAM: Quadrature Amplitude Modulation).

tion (QAM: Quadrature Amplitude Modulation).

Der Natur digitaler Informationen entsprechend, kann der modulierte Träger nur diskrete Zustände ohne Zwischenwerte annehmen. Im einfachsten Fall multipliziert man die Bitfolge des Nutzsignals mit einer Trägerschwingung. Diese Tastung der Amplitude (ASK: Amplitude Shift Keying) wird wegen des hohen Bandbreitenbedarfs in der Praxis kaum eingesetzt.

Effizienter sind so genannte Quadraturmodulationen. Dazu wird einem Träger eine Hälfte der Information aufgeprägt (In-Phase-Komponente), dem gleichen, um 90° phasenverschobenen Träger die zweite Hälfte (Quadratur-Komponente). Allgemein spricht man von einer mehrstufigen Quadratur-Amplitudenmodulation (n-QAM).

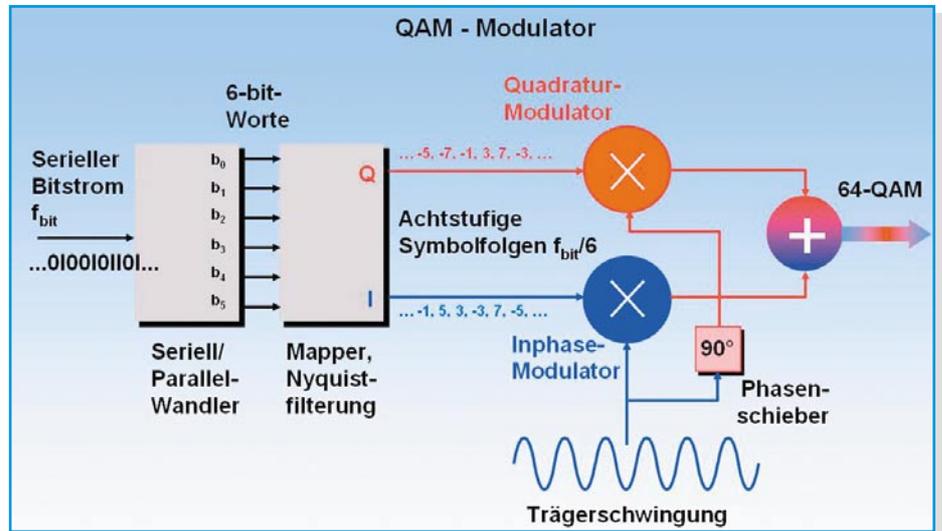


Bild 35: Blockschaltbild eines QAM-Modulators

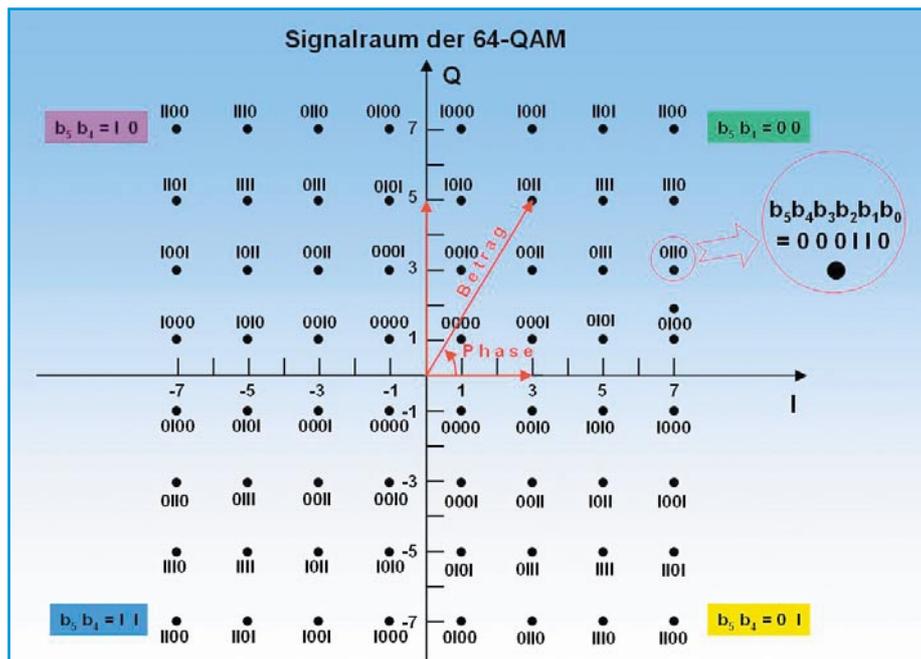


Bild 34: Das IQ-Diagramm stellt die Mapping-Tabelle grafisch dar, hier der Signalraum der 64-QAM.

64-QAM

Die 64-QAM wird in Kabelnetzen eingesetzt, wo nur eine Übertragungsbandbreite von 7–8 MHz/Kanal verfügbar ist. Bei der Satellitenübertragung beträgt die Bandbreite eines Transponders ca. 36 MHz, hier genügt die gegenüber Störungen robustere 4-QAM, die auch als QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) bezeichnet wird. Wir besprechen hier die allgemeine n-QAM, die QPSK ergibt sich daraus für n=4.

Bei der 64-QAM kann das Modulationsergebnis 64 nach Betrag und Phase unterscheidbare Zustände annehmen. Dazu wird der binäre, serielle Eingangsdatenstrom mit der Bitrate r_{bit} (Bit/s) und 6-Bit-weise auf zwei 8-stufige Symbolfolgen mit der Symbolrate $r_{bit}/6$ (Symbole/s) und den Symbolwerten -7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7 abgebildet (Abbildung 33). Dieser Vorgang heißt Mapping. Man sagt auch, die 6 Bit ($b_5, b_4, b_3, b_2, b_1, b_0$) werden auf $2^6=64$ Symbol-

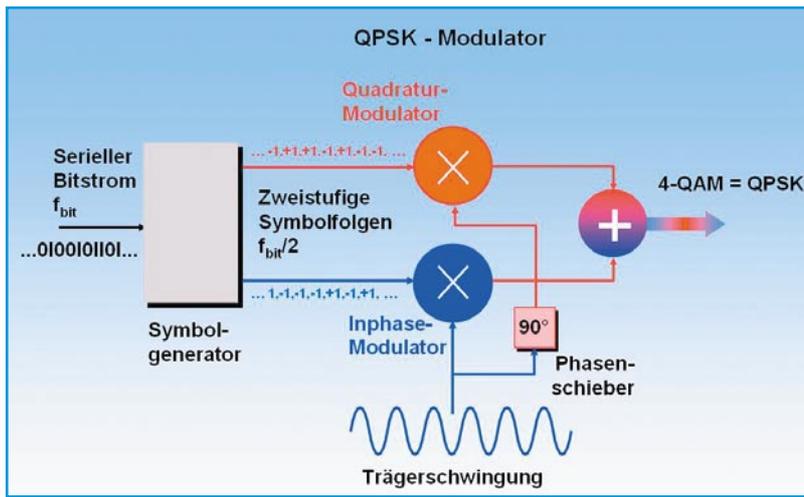


Bild 36: Die QPSK ist ein Sonderfall der QAM.

lange Datenwörter b_5 bis b_0 zerlegt. Diese werden vom Mapper in Symbolfolgen I und Q umgesetzt, die nach einer Nyquistfilterung den In-Phase- und den Quadraturmodulator ansteuern. Das Nyquistfilter mit \cos -förmigem Verlauf (roll-off 0,35) bewirkt, dass Störungen im Kanal und aus Nachbarkanälen minimale Auswirkungen haben (minimale Intersymbolinterferenzen ISI). Durch Addieren der Ausgangssignale beider Modulatoren entsteht die QAM-modulierte Trägerschwingung. Weil der Mapper jeweils für I und Q bei jedem Symbol einen von acht Amplitudenwerten ausgibt, sind $8 \times 8 = 64$ nach Betrag und Phase unterscheidbare Trägerzustände möglich. Jeder dieser Trägerzustände repräsentiert eine Folge von 6 Bits.

QPSK

Der Übergang zur QPSK ist nach den Betrachtungen über die 64-QAM einfach.

kombinationen „gemappt“. Die grafische Darstellung der Mapping-Tabelle zeigt Abbildung 34 als so genannten Signalraum der 64-QAM, auch Phasenzustandsdiagramm oder IQ-Diagramm genannt. Man erkennt, dass die höchstwertigen Bits b_5 und b_4 das Vorzeichen von I und Q bestimmen und damit den Quadranten, b_3 bis b_0 sind für die Lage innerhalb des Quadranten zuständig. Dabei wird innerhalb eines Quadranten eine Gray-Codierung verwendet. Das hat zur Folge, dass der Übergang von einem I- oder Q-Wert zum benachbarten (z. B. 3->5 oder 3->1) sich nur in der Änderung eines einzigen Bits von $b_3b_2b_1b_0$ niederschlägt. Umgekehrt führt ein falsches Bit zum geringstmöglichen Fehler, indem statt des Sollvektors ein ähnlichster Nachbar verwendet wird. Die zyklische Rotationssymmetrie der Zeiger vereinfacht den Decodieralgorithmus.

Betrag und Phase des resultierenden Trägers sollen am Beispiel des Datenwortes 001011 berechnet werden (vergl. Abbildung 33). Die beiden höchstwertigen Bits b_5 und b_4 bewirken einen positiven Phasenwinkel (1. Quadrant). Der Daten-

wortrest $b_3b_2b_1b_0$ entspricht $I=3$ und $Q=5$. Daraus berechnet sich das Betragquadrat nach Pythagoras zu $5^2+3^2=34$, die Wurzel aus 34 ist der Betrag zu 5,83. Der Phasenwinkel beträgt $\arctan 5/3=59^\circ$.

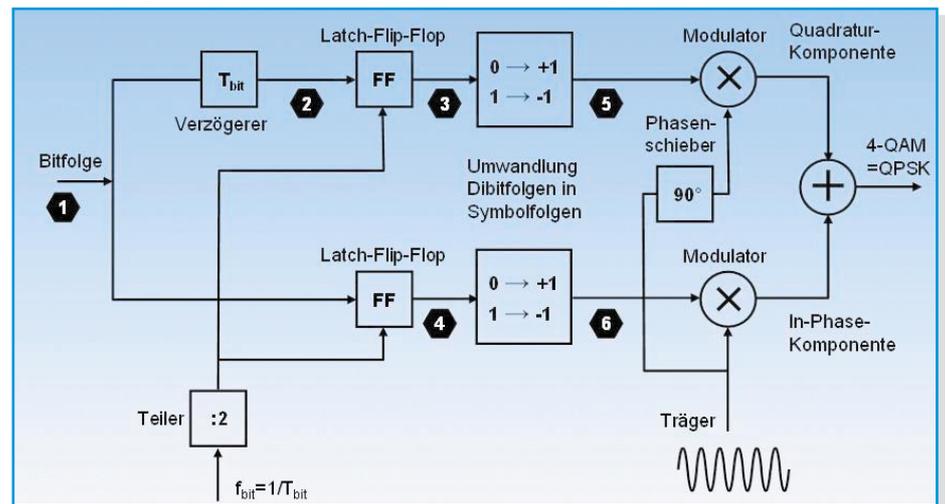


Bild 38: Der QPSK-Modulator etwas detaillierter

Abbildung 35 zeigt das Blockschaltbild eines QAM-Modulators. Der Bitstrom wird von einem Seriell-Parallel-Wandler in 6 Bit

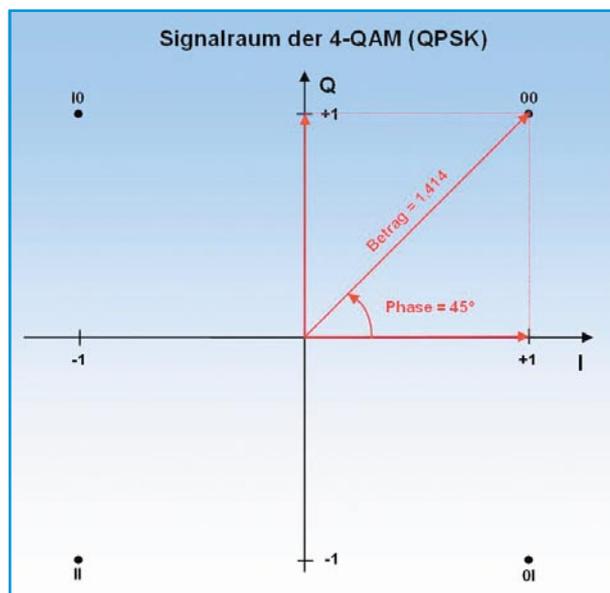


Bild 37: Die Phasenlage des Trägers kann 4 verschiedene Werte annehmen, in denen die Bitkombinationen 00 bis 11 codiert sind.

Lässt man bei der QAM für die I- und Q-Werte nur -1 und +1 zu, resultieren daraus 4 Träger unterschiedlicher Phasenlage, aber mit gleicher Amplitude. Wir haben es jetzt mit einer reinen Phasenmodulation zu tun (Abbildung 36).

Die In-Phase- bzw. Quadraturkomponenten können jeweils Phasenwinkel von 0° und 180° bzw. 90° und 270° annehmen. Aus der Überlagerung resultieren Trägerphasen von 45° , 135° , 225° und 315° , die den Eingangsbitfolgenabschnitten 00, 01, 11 und 10 entsprechen. Das Phasenzustandsdiagramm Abbildung 37 zeigt dies.

Wer sich etwas genauer für die Arbeitsweise des Modulators interessiert, findet die notwendigen Erklärungen in Abbildung 38 und Abbildung 39.

Störempfindlichkeit und Fehler-raten

Eine n-QAM ermöglicht eine umso höhere Bandbreitenausnutzung, je größer n

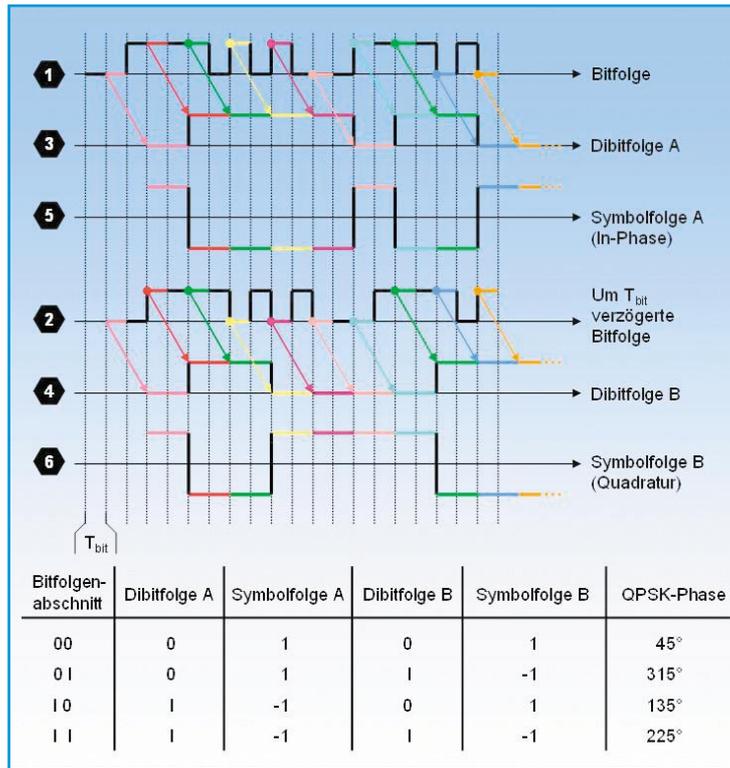


Bild 39: Die Signale im QPSK-Modulator aus Abbildung 38

hat sich die Bit Error Rate (BER) des Signals als geeignet erwiesen (Abbildung 40). Sie ergibt sich aus der Anzahl der falsch erkannten zur Gesamtzahl der übertragenen Bits innerhalb eines definierten Zeitabschnitts, z. B. 1 s. Bitfehlerraten $< 2 \cdot 10^{-5}$ führen bei 64-QAM wegen der MPEG-Fehlerkorrekturmechanismen zu keinen Auswirkungen im Bild. Darüber hinaus kommt es zu MPEG-spezifischen Aussetzern, der Klötzchenbildung (brick-wall effect) (Abbildung 41), und unmittelbar darauf bricht der Empfang rapide ab (fall off the cliff).

Eine andere Art der Bewertung der Signalqualität ist das Modulation Error Ratio (MER). MER gibt das logarithmierte Verhältnis in dB der totalen Signalleistung im idealen Konstellationsdiagramm zur Leistung aller realen Fehlervektoren innerhalb eines Messintervalls an:

$$MER = 10 \log \left(\frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\Delta I_j^2 + \Delta Q_j^2)} \right) \text{ dB}$$

Für den Fall, dass die Fehlervektoren ausschließlich auf Rauschen beruhen, ist das MER identisch mit dem Signal-Rausch-Verhältnis S/N (Signal to Noise).

ist. Allerdings steigt damit auch die Störsensitivität, weil der Abstand zwischen zwei benachbarten Symbolstufen kleiner wird. Bei der 64-QAM steht ein Sechzehntel des genutzten Bereichs eines Quadranten für die Verfälschung des Idealvektors durch überlagerte Störgrößen zur Verfügung. Erst wenn der überlagerte Störvektor den resultierenden Nutzvektor aus dem jeweiligen Entscheidungsbereich hinausführt, kommt es zur falschen Entscheidung. Bei der QPSK steht der gesamte Nutzbereich eines Quadranten zur Erkennung eines der vier möglichen Symbole zur Verfügung. Dementsprechend größer dürfen die Störüberlagerungen sein, ehe es zu einer falschen Symbolzuordnung kommt. Deshalb hat sich die QPSK für die

stärkeren Störeinflüssen unterliegende Satellitenübertragung durchgesetzt. In den gut geschirmten und deshalb störärmeren Kabelnetzen wird eine 64-QAM verwendet.

Für die Beschreibung der Signalqualität



Bild 41: Klötzchenbildung an der (scharfen) Grenze zum Totalausfall der Übertragung

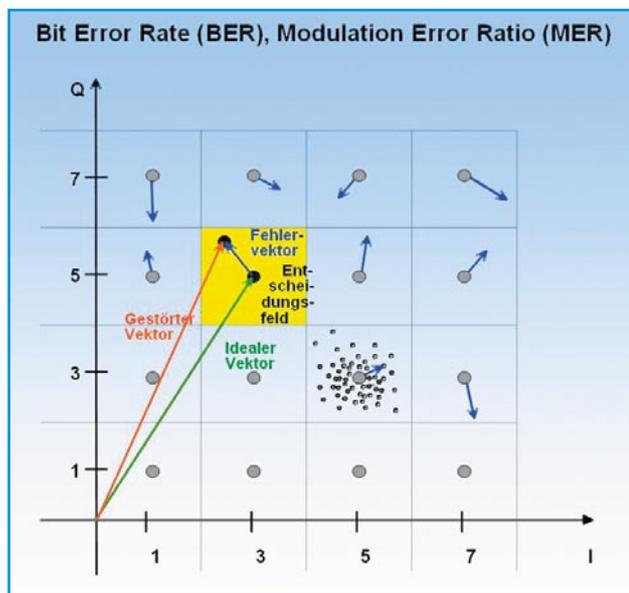


Bild 40: Zur Erklärung der Bitfehlerrate und der Modulationsfehler-rate

Wissen durch Messen

Jeder Fehler in der Übertragungskette schlägt sich in einer Verschlechterung der Bitfehlerrate nieder. Das Tückische: Solange die Bitfehler noch auskorrigiert werden können, sind Bild und Ton perfekt und geben keinerlei Hinweise darauf, dass kaum noch System- oder Schlechtwetterreserven vorhanden sind und der berüchtigte „Fall off the cliff“ (Systemzusammenbruch) nahe bevorsteht. Zur qualifi-

zierten Errichtung von digitaltauglichen Antennenanlagen und der Fehlersuche darin ist deshalb ein guter Messempfänger zur Analyse des MPEG-Datenstroms und Darstellung der wichtigsten digitalen Qualitätskriterien unerlässlich. Ein gutes Beispiel zeigt Abbildung 42 mit dem Messempfänger AMA 300 der KWS-Electronic (www.kws-electronic.de). Er ist für analoges Fernsehen und DVB in allen Varianten (Satellit, Kabel, terrestrisch) ausgelegt. Auf dem hochauflösenden TFT-Farbdisplay lassen sich die Programme, Spektren (Abbildung 43), Phasenzustandsdiagramme (IQ-Diagramme) (Abbildung 44, 45) und bestimmte Fernsehbildprüfzeilen darstellen. Das Display gibt Auskunft über

Pegel, Signal-Rausch-Abstand, Bitfehlerraten vor und nach dem Fehlerschutz für QPSK und QAM. Auch die Auswertung der im MPEG-Transportstrom eingebetteten Network Information Table (NIT) mit Informationen über alle Spezifikationen der Programme und Transponder eines Satelliten ist möglich. Nicht zuletzt können zwei CI-Schnittstellen (Common Interface) zwei CA-Module (Conditional Access) zur Entschlüsselung nicht frei empfangbarer Digitalprogramme aufnehmen. Ein Drucker für die Ausgabe von Messwerten und grafischen Darstellungen und eine serielle PC-Schnittstelle



Bild 42: Universeller Messempfänger AMA 300 der KWS-Electronic

erlauben die saubere Dokumentation aller Messaufgaben.

Wie sich die wichtigsten digitalen Übertragungsfehler im IQ-Diagramm niederschlagen, geben die Abbildungen 46 bis 51 wieder. **ELV**

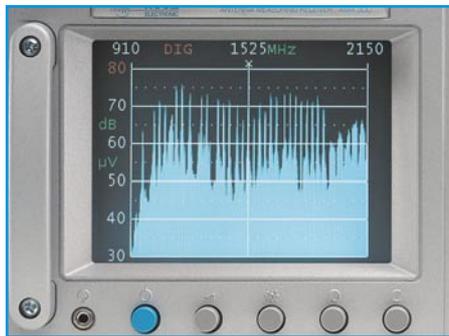


Bild 43: Screenshot: Satellitenspektrum zwischen 910 und 2150 MHz

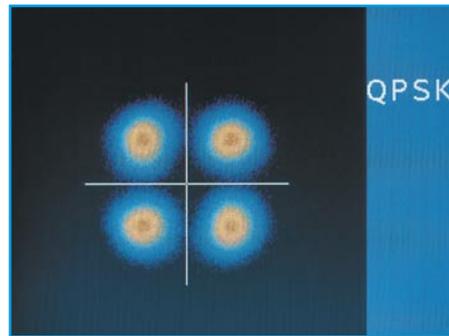


Bild 44: Screenshot: verraushtes QPSK-Signal

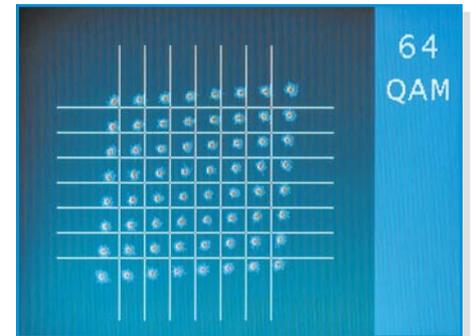


Bild 45: Screenshot: 64-QAM-Q-Phasenfehler

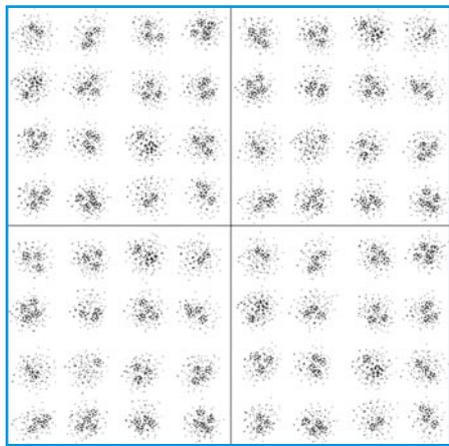


Bild 46: Übertragungsfehler im IQ-Diagramm: Amplitudenrauschen

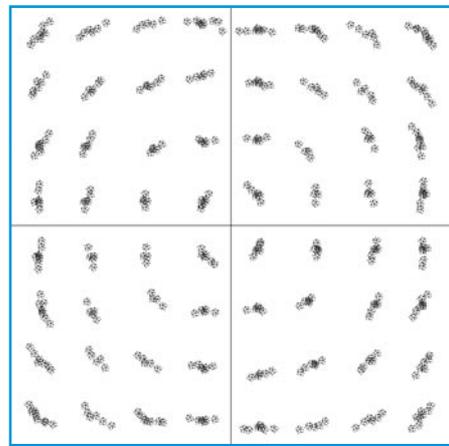


Bild 47: Phasenrauschen

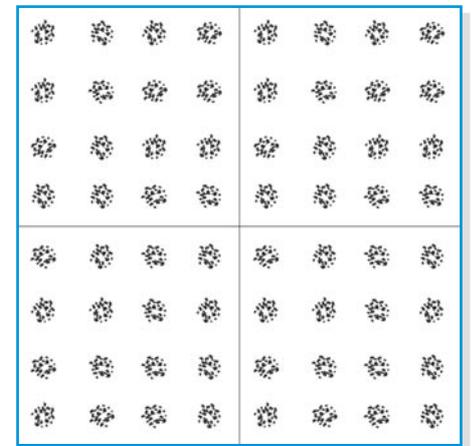


Bild 48: Dauerstörer

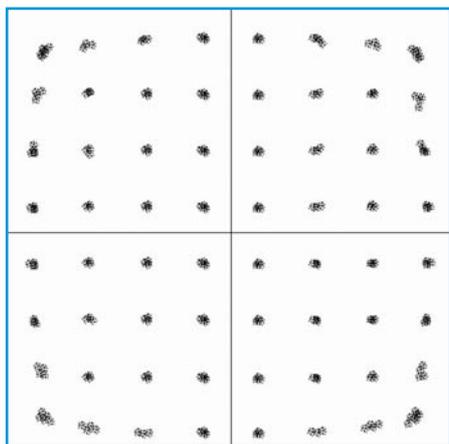


Bild 49: Kompression

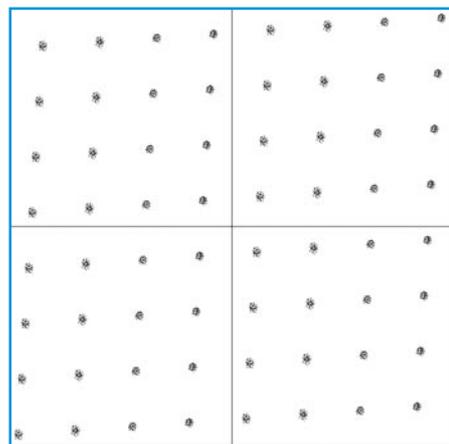


Bild 50: Q-Phasenfehler

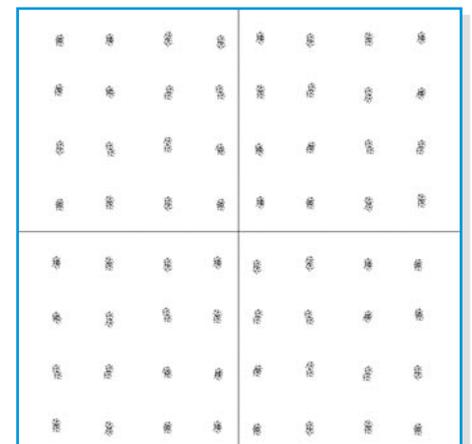


Bild 51: IQ-Verstärkungsfehler