



## Satellitenempfang Teil 3

**Die Spektren eines Satelliten sind quasi seine Fingerabdrücke im allgegenwärtigen Wellengewusel. Sie sagen viel über die Art und Qualität der übertragenen Signale aus. Nach einer kurzen Beschreibung der aussterbenden Analogübertragung geht es ausführlich in die Digitaltechnik. Deren Grundlagen und die Anwendungen im MPEG-Verfahren zur bitsparenden Codierung des Quellensignals bilden den Schwerpunkt dieses Teils.**

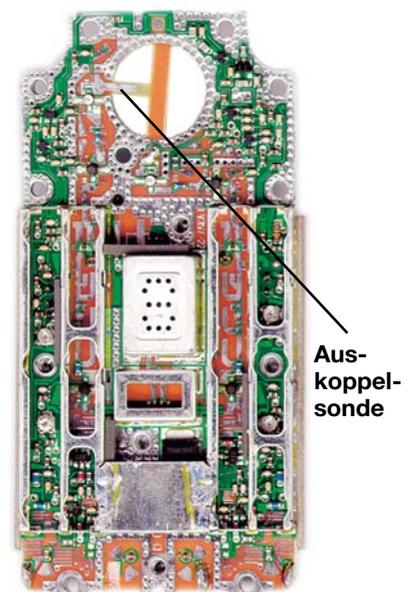
### LNC-Exoten

Der Empfang zweier Satelliten mit einer Parabolantenne ist mit gewissen Einschränkungen bei nicht allzu großem Orbitalabstand der Satelliten möglich. Für das Satellitenpaar Astra-Eutelsat ( $19,2^\circ$  O- $13^\circ$  O) mit  $6,2^\circ$  Abstand gibt es so genannte Monoblock-LNCs. Darunter versteht man zwei



mechanisch miteinander verbundene LNCs (Abbildung 1), die zusammen mit der Reflektorschüssel eine „schieflende“ Empfangsanordnung bilden. Wir werden uns später eingehend mit einer solchen Lösung beschäftigen. Das Innenleben eines älteren LNCs für ein Frequenzband und eine Polarisationssebene zeigt Abbildung 2. Die Auskoppelsonde ist ein Kupferbahnabschnitt auf der Leiterplatte, der sofort auf die Basis

**Bild 1: Bei einem Monoblock-LNB sind zwei LNBs elektrisch und mechanisch in einem gemeinsamen Gehäuse integriert. Durch einen leichten Versatz der Feedachsen „schauen“ die LNBs in unterschiedliche Richtungen. Die meisten Monoblock-LNBs sind für den Empfang von zwei Satelliten mit ca.  $6^\circ$  Abstand im GEO ausgelegt, d. h. in Mitteleuropa bevorzugt für den Empfang von Astra ( $19,2^\circ$  Ost) und Eutelsat ( $13^\circ$  Ost).**



**Bild 2: Miniaturisierte Höchstfrequenztechnik in einem LNC. Das Auskoppellement ist ein Stück Leiterbahn.**

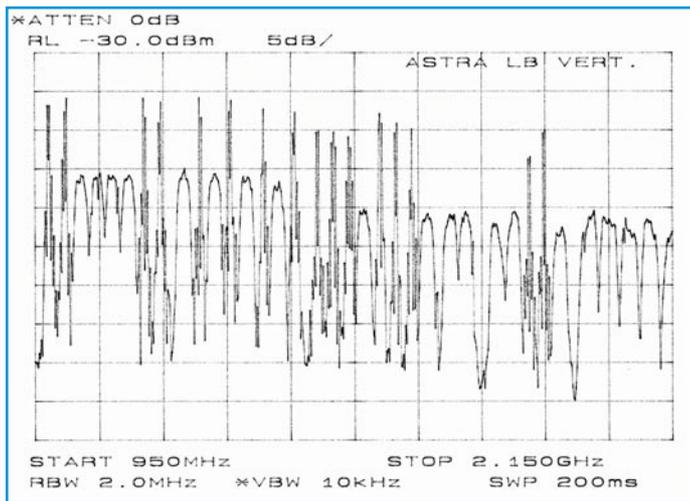


Bild 3: Astra-Spektrum 19,2° Ost: Low-Band-Vertikal

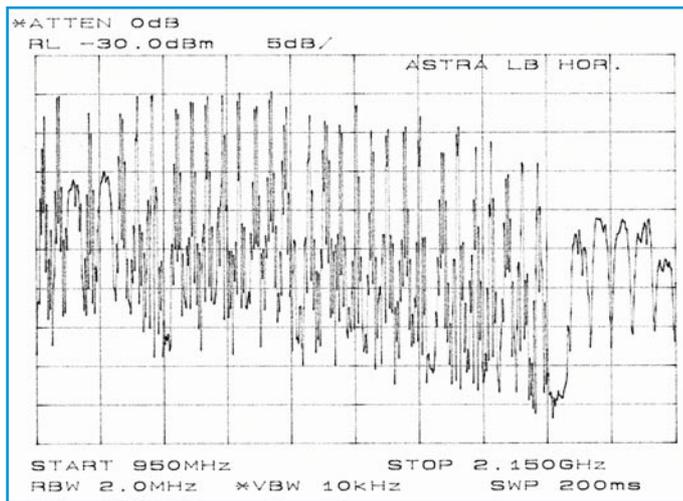


Bild 4: Astra-Spektrum 19,2° Ost: Low-Band-Horizontal

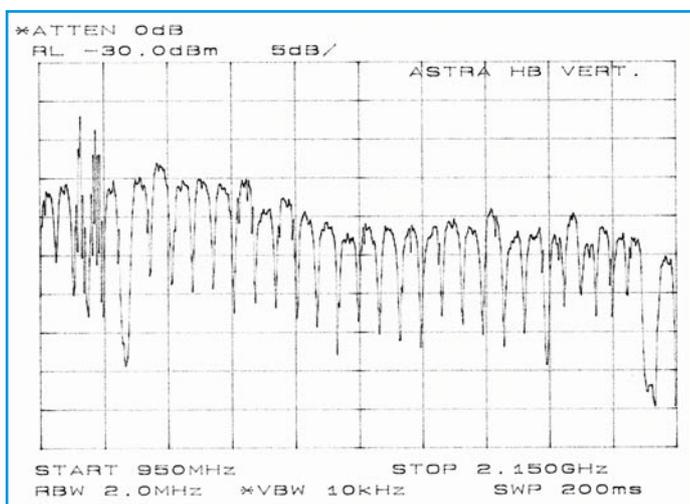


Bild 5: Astra-Spektrum 19,2° Ost: High-Band-Vertikal

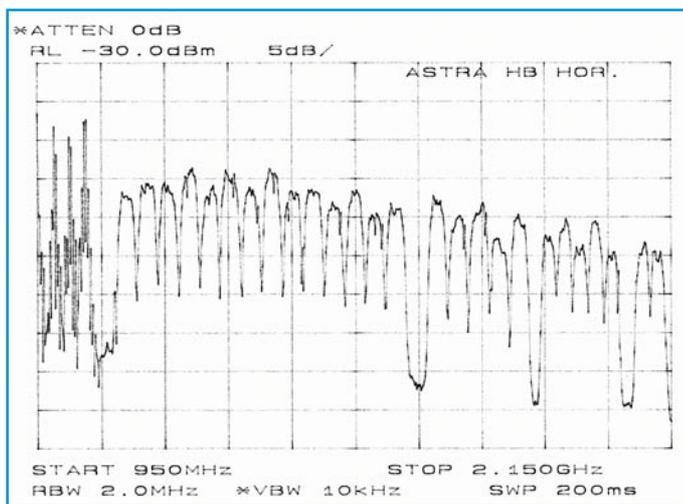


Bild 6: Astra-Spektrum 19,2° Ost: High-Band-Horizontal

des ersten HEMT-Transistors führt. In der Mitte ist der 10-GHz-LO (Local Oscillator) zu sehen.

### LNC-Ausgangsspektren

Die Darstellung elektrischer Signale kann als Spannungsverlauf über der Zeit oder der Frequenz erfolgen – so auch die Ausgangssignale eines LNCs. Die erste Darstellungsform im so genannten Zeitbereich ist als wilde Spannungsschwankung wenig aussagekräftig. Dagegen ist die Darstellung im Frequenzbereich, also die Ausgangsamplitude als Funktion der Frequenz – auch Spektrum genannt – sehr informativ. Sie soll anhand aktueller Aufzeichnungen der vier Frequenzbänder von Astra auf der Orbitposition 19,2° zwischen 0,95 und 2,15 GHz – Low-Band-Vertikal (LBV), Low-Band-Horizontal (LBH), High-Band-Vertikal (HBV) und High-Band-Horizontal (HBH) – erläutert werden (Abbildungen 3 bis 6).

### An ihrem Spektrum sollt ihr sie erkennen ...

Es fällt auf, dass es zwei unterschiedli-

che, im Low-Band in wechselnder Folge wiederkehrende Bereiche des Spektrums gibt. Abbildung 7 verdeutlicht das an einem ASTRA-High-Band-Spektrum von 1998 über den Frequenzbereich 950 bis 1280 MHz. Weil das High-Band mit einer LOF von 10,6 GHz abgemischt wurde, entspricht dies einem Downlink-Frequenzbereich von 11,55 bis 11,88 GHz. Es ist also das obere Ende des Low-Bands und

das untere Ende des High-Bands zu sehen. Damals herrschte auf ASTRA noch Ordnung! Im Low-Band waren ausschließlich analoge Programme untergebracht, im High-Band nur digitale.

Für die analogen Transponderspektren ist die spitze Form typisch. Zwischen den Spitzen „lugen“ die Spektren der jeweils anderen Polarisationsebene hervor. Diese kreuzpolaren Störungen rühren von der

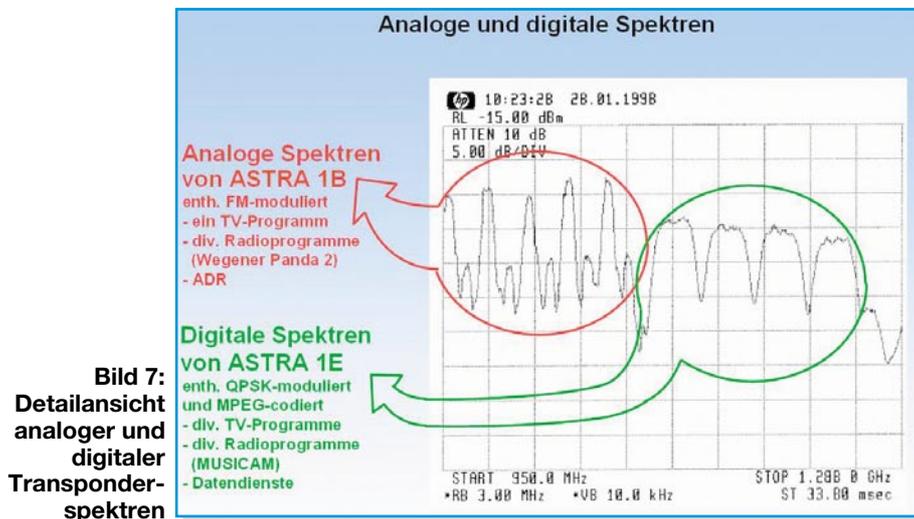
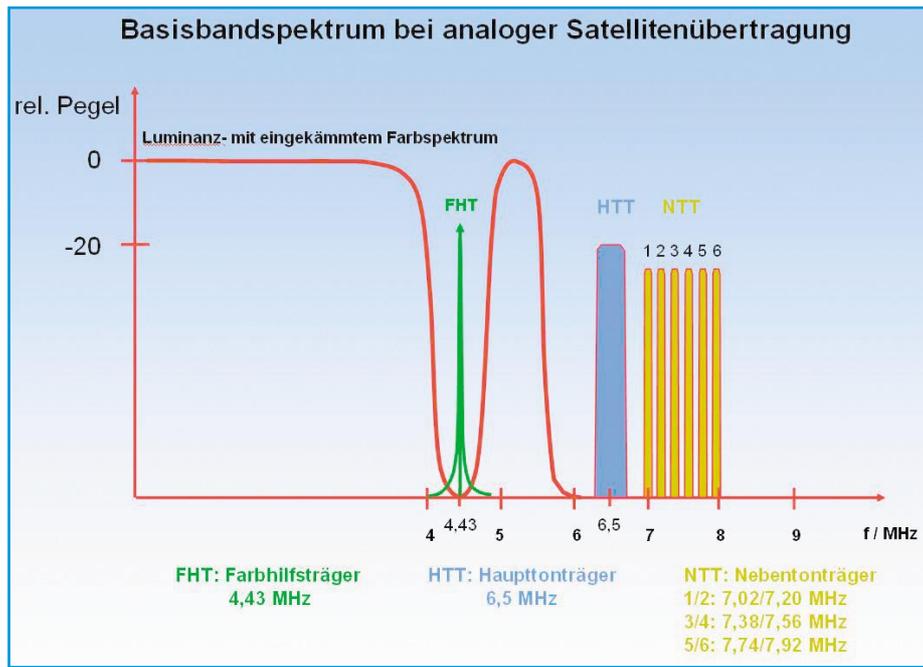


Bild 7: Detailansicht analoger und digitaler Transponderspektren



**Bild 8: Mit einem solchen Spektrum ist der Träger eines analogen Transponders frequenzmoduliert.**

endlichen Polarisationsstreuung der Antenne her. Die digitalen Transponder haben ein trapezförmiges Spektrum mit geringerer Amplitude (back off ca. 6 dB). Mit der ständigen Ausweitung des digitalen Programmangebots, in deren Folge zunehmend analoge Abstrahlungen – meist nach einer Phase analoger und digitaler Parallelausstrahlung (Simulcast) – abgeschaltet wurden, ist es im High-Band zu eng geworden. Deshalb füllen neue digitale Programmpakete nun die Lücken, die durch die verschwundenen analogen Programme im Low-Band entstanden sind, wodurch es dort zu einer Mischbelegung kommt.

## Analoge Übertragung

Obwohl die digitale Programmverbreitung via Satellit (Digital Video Broadcast Satellite = DVB-S) im Lauf der nächsten Jahre die analogen verdrängen wird, kann man trotzdem für einige Jahre noch mit analogen Abstrahlungen rechnen. Es ist also sinnvoll, sich kurz mit der zugehörigen Technik zu beschäftigen.

Ein Farbfernsehsignal nach der PAL-Norm (Phase Alternating Line) enthält die Informationen über Helligkeit (Luminanz) und Farbe (Chrominanz) des in Zeilen zerlegten Bildes, den Begleitton und die Synchronanweisungen für den Empfänger in einem Spektrum, wie es Abbildung 8 zeigt (FBAS: Farb-Bild-Austast-Synchron-Signal, CVBS: Color Video Blanking Signal). Die Farbinformationen werden als Chrominanzspektrum um einen Farbhilfsträger bei 4,43 MHz in das in diesem Bereich abgesenkte Luminanzspektrum (0 bis ca. 5,5 MHz) eingefügt. Der Verlust an

Detailinformation im Luminanzsignal zu Gunsten der Farbe ist ein Zugeständnis an die Kompatibilität des PAL-Signals mit den bei der Umstellung ausschließlich vorhandenen Schwarz-Weiß-Fernsehgeräten.

## Analoges und digitales Radio auf Tonunterträgern

Spezifisch für die analoge TV-Verteilung via Satellit sind die Tonunterträger (auch Nebentonträger genannt) im Abstand von 180 kHz für den Stereobegleitton zum Fernsehbild (7,02; 7,20 MHz), analoges Satellitenradio und ADR (Astra Digital Radio).

### Analog

Für den analogen Ton auf Tonunterträgern wird das Kompressionsverfahren Panda<sup>®</sup> des amerikanischen Kommunikationspezialisten Wegener verwendet (www.Wegener.com). Es beruht sendeseitig auf der pegelabhängigen Anhebung der hohen Audiofrequenzen (dynamische Preemphase), die empfangsseitig wieder „spiegelbildlich“ rückgängig gemacht wird (dynamische Deemphase). Durch den derart verbesserten Rauschabstand in den leisen Passagen kann die Nebentonträgeramplitude abgesenkt werden. Das reduziert den Bedarf an Sendeleistung und Frequenz und damit auch die Kosten für die Kunden des Satellitenbetreibers.

### Digital

Ein interessanter technischer Ansatz, digitalen stereofonen Hörfunk auf einem analogen Tonunterträger zu übertragen, ist ADR (Astra Digital Radio). Es wurde zur

Internationalen Funkausstellung in Berlin 1995 offiziell in Betrieb genommen und beruht auf der Datenreduktion im Musicam-Format (MPEG 1, Layer II). Der derart „eingedampfte“ Datenstrom mit 192 kbit/s bei einer Abtastrate von 48 kHz lieferte eine CD-ähnliche Audioqualität. Darin enthalten sind ein Fehlerschutz (256 kbit/s) und programmspezifische Zusatzdaten wie RDS (Radio Data System), CA (Conditional Access – Zugangskontrolle für zu bezahlende Inhalte, 9,6 kbit/s) und weitere Steuerdaten. Ein linealglatte Frequenzgang des Audiospektrums von 20 Hz bis 20 kHz, eine Signaldynamik von >90 dB und ein erstklassiger Rauschabstand sprechen für sich. Deshalb wurde ADR auch vielfach für die Signalführung zu Sendeanlagen und Kabelkopfstationen eingesetzt.

Anfang 2003 hatte ADR mit über 80 Programmen seine größte Verbreitung. Mittlerweile stellen vorwiegend die privaten Programmanbieter ihre ADR-Aussendungen immer mehr ein. Mit einer endgültigen Abschaltung der ADR-Übertragung öffentlich-rechtlicher Hörfunkprogramme wird erst mit dem gesetzlich beschlossenen Ende der analogen TV-Ausstrahlungen gegen 2010 gerechnet. Damit hätte ADR das gleiche Schicksal wie sein Vorgänger DSR (Digital Satellite Radio) erlitten, der, obwohl qualitativ hochwertiger (keine verlustbehaftete Datenkompression!), wegen mangelnder Wirtschaftlichkeit nach nur wenigen Jahren wieder beendet wurde.

Das in Abbildung 8 gezeigte Basisbandspektrum wird nun im Ganzen auf einen Träger für den Uplink frequenzmoduliert und im Satelliten vor der Abstrahlung ins Zielgebiet auf die niedrigere Downlinkfrequenz umgesetzt. Das Resultat sind die „spitzen“ Spektren in den Abbildungen 3 bis 7.

## Störeinflüsse bei der analogen Übertragung

Bei einer Verschlechterung der Übertragungsparameter (Pegel, Signal-Rausch-Abstand, Intermodulationen, Übersteuerungen ...) reagiert ein analoger Receiver relativ proportional – „gutes Empfangssignal = gutes Bild und guter Ton“ und umgekehrt. Dadurch unterscheidet sich der analoge Satellitenempfang fundamental vom digitalen, bei dem unterhalb einer gewissen Signalqualität Bild und Ton schlagartig ausbleiben, bis dahin aber perfekt sind. Die Eigenschaft analoger Empfänger, aus der Bildqualität Rückschlüsse auf die Signalqualität zuzulassen, wird im Angelsächsischen als „graceful degradation“ bezeichnet. Der Begriff beschreibt die durchaus positive Eigenschaft eines Sys-



**Bild 9: Weiße Spikes = Receiver zu tief abgestimmt**



**Bild 10: Weiße und schwarze Spikes = Empfangssignal verrauscht, zu schwach oder zu stark**



**Bild 11: Schwarze Spikes = Receiver zu hoch abgestimmt**

tems, seinen Betrieb unter sich verschlechternden Rahmenbedingungen mit eingeschränkten Leistungsparametern fortzusetzen, anstatt ohne Vorankündigung vollständig auszufallen.

Die häufigsten Bildfehler sind so genannte Spikes (im Deutschen auch Fischchen genannt). Das sind kleine, horizontale weiße oder schwarze Sprenkel im Bild, die dadurch entstehen, dass kurze Zeilenabschnitte weiß oder schwarz getastet sind. Aus der Art und Häufigkeit der Spikes sind Rückschlüsse möglich:

- Nur weiße Spikes = Receiver zu tief abgestimmt
- Nur schwarze Spikes = Receiver zu hoch abgestimmt
- Weiße und schwarze Spikes = zu hoher oder zu niedriger Empfangspegel, schlechtes Träger-Rausch-Verhältnis (C/N).

Je ausgeprägter die Fehlerursache, desto zahlreicher treten die damit verbundenen

**Bild 12: Gleichfrequente Störung von n-tv in der 1. Sat-ZF durch DECT-Schnurlostelefon**



Spikes auf, bis hin zum Untergang des Bildes in einem Meer von Spikes (Abbildungen 9 bis 11).

Eine weitere Ursache für Bildfehler sind Fremdeinstrahlungen aus HF-Störquellen in das Sat-ZF-Signal, z.B. durch Schnurlostelefone nach dem DECT-Standard im Frequenzbereich von 1880 bis 1900 MHz. Voll davon betroffen ist n-tv auf Astra-Transponder 29, 11,641 GHz vertikal, was in der 1. Sat-ZF 11,6412 GHz – 9,75 GHz = 1891 MHz entspricht (Abbildung 12).

## Digitale Übertragung

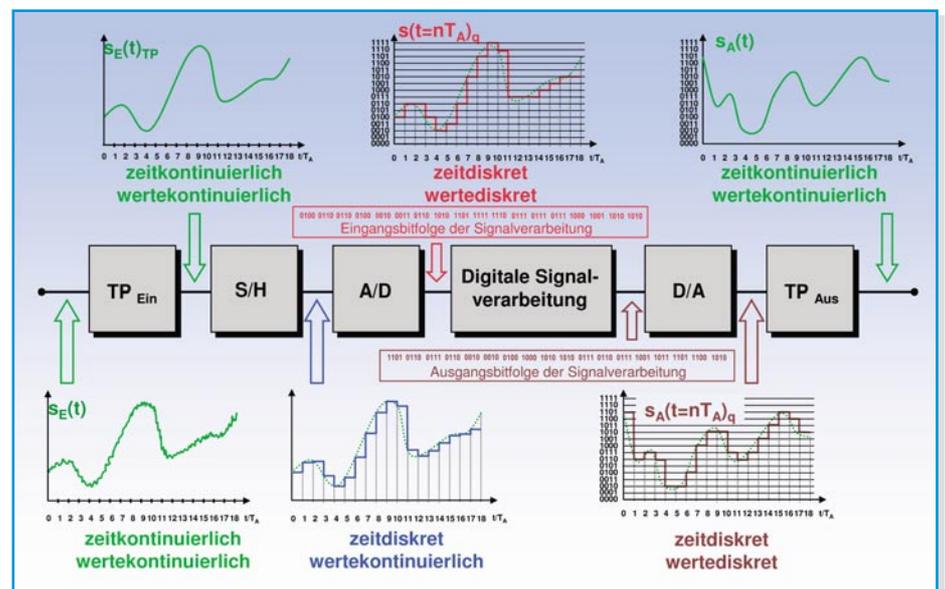
Weil der digitalen Programmübertragung die Zukunft gehört, wollen wir ihren technischen Hintergrund eingehender beleuchten.

## Grundlagen der Digitaltechnik

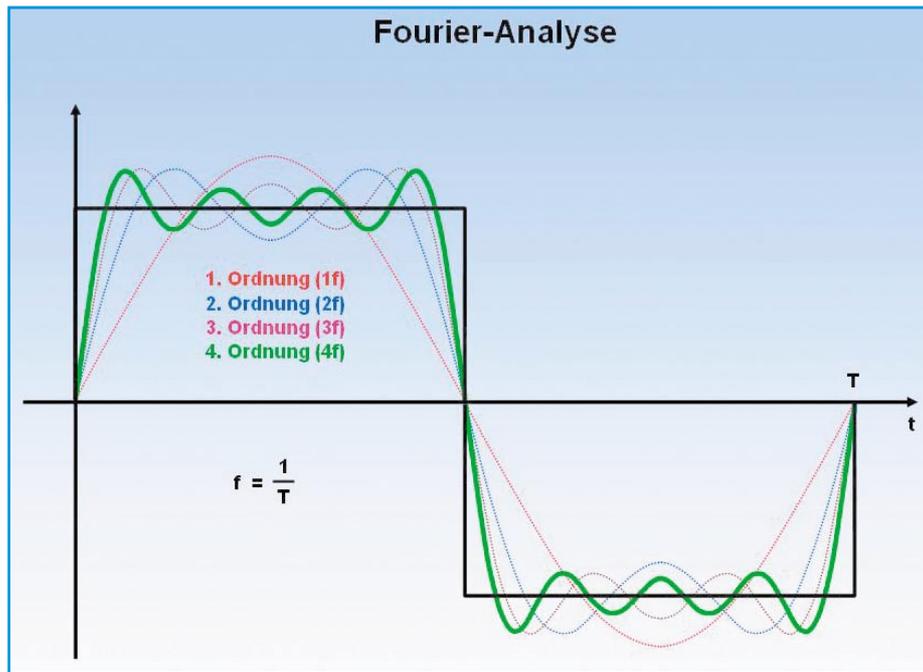
In der Digitaltechnik sind alle Inhalte, gleich ob Sprache, Bilder oder Daten, kurz Informationen aller Art, Folgen von zwei elektrischen Zuständen – null oder eins,

die Bits (b). Acht Bits werden zu einem Byte (B) zusammengefasst. Diese Ketten aus Bits oder Bytes enthalten also, zweiwertig (dual, binär) codiert, eine numerische Beschreibung der realen Größen. Dabei wird nicht wie bei der vertrauten analogen Signalverarbeitung mit einer unendlich fein aufgelösten Darstellung der Signalamplitude gearbeitet, sondern es werden regelmäßig genommene Signalproben (zeitdiskret) mit einer endlichen Auflösung (wertediskret) nach mathematischen Verfahren verarbeitet.

Abbildung 13 beschreibt die Funktionsgruppen, die bei jeder digitalen Signalverarbeitung erforderlich sind. Zunächst wird durch einen Tiefpass das Eingangssignal bandbegrenzt ( $TP_{Ein}$ ). Das Gewinnen von Proben nennt man Abtastung. Sie erfolgt durch ein Abtast-Halteglied (engl.: Sample and Hold, S/H). Ihre Übersetzung in digitale Zahlen mit endlicher Genauigkeit wird durch Analog-Digitalwandlung (A/D-Wandlung) und Quantisierung vorgenommen. Die Umsetzung in eine das Aus-



**Bild 13: Digitale Verarbeitung eines analogen Signals im Überblick**



**Bild 14: Die Rechteckschwingung entsteht nach Fourier durch Überlagerung unendlich vieler Harmonischer einer Grundfrequenz. Im Bild wurde die Approximation nach der 4. Harmonischen abgebildet.**

gangssignal repräsentierende Bitfolge ist Aufgabe eines Algorithmus (mathematische Rechenvorschrift) – darin liegt die eigentliche digitale Signalverarbeitung. Ihre Ausgangsbitfolge wird wieder in ein analoges Signal zurückgewandelt (D/A-Wandlung) und die Stufigkeit infolge der Diskretisierung von Zeit und Wert durch einen Rekonstruktionstiefpass (TP<sub>Aus</sub>) verschliffen.

Von grundlegender Bedeutung für die digitale Signalverarbeitung ist das Abtasttheorem von Claude Shannon. Um es zu verstehen, erinnern wir uns, dass der französische Mathematiker Jean-Baptiste Fourier (1768–1830) entdeckte, wie jeder beliebige periodische zeitliche Funktionsverlauf als unendliche Summe von harmonischen Sinus- und Cosinus-Schwingun-

gen beschrieben werden kann. Mit seiner „Harmonischen Analyse“ stellte er damit den Zusammenhang zwischen der Darstellung eines Signals über der Zeit (Zeitbereich, Spektrum) her.

$$s(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin n\omega t$$

mit  $\omega = 2\pi f$  *Fourierreihe*

Die periodische Zeitfunktion  $s(t)$  mit der Periode  $T=1/f$  wird also abgebildet durch einen Gleichanteil  $A_0/2$  und die Überlagerung unendlich vieler gewichteter Sinus- und Cosinusschwingungen, deren Frequenz ein Vielfaches der Grundschwingung  $f=1/T$  ist. Die Gewichtungsfaktoren  $A_n$  und  $B_n$  (Fourierkoeffizienten) ergeben sich aus:

$$A_n = \frac{2}{T} \int_{t=-T/2}^{T/2} s(t) \cos n\omega t dt$$

Fourierkoeffizient der nten cos-Harmonischen

$$B_n = \frac{2}{T} \int_{t=-T/2}^{T/2} s(t) \sin n\omega t dt$$

Fourierkoeffizient der nten sin-Harmonischen

Das Ergebnis für eine Rechteckfolge zeigt Abbildung 14, die durch die Überlagerung von Sinusschwingungen bis zur 4. Ordnung approximiert wurde (grüne Linie). Je mehr Schwingungen höherer Ordnung hinzukommen, umso genauer wird die Rechteckfolge abgebildet.

Damit wird das Abtasttheorem von Shannon anschaulich verständlich. Es besagt, dass der höchsten Frequenzkomponente des Signals mindestens zwei Proben (Abtastwerte) pro Periode entnommen werden müssen, um das Signal wieder verlustfrei aus der Abtastwertefolge rekonstruieren zu können. Anders ausgedrückt: Die höchste Frequenzkomponente muss kleiner sein als die halbe Abtastfrequenz.

$$f_A \geq 2f_{\max}$$

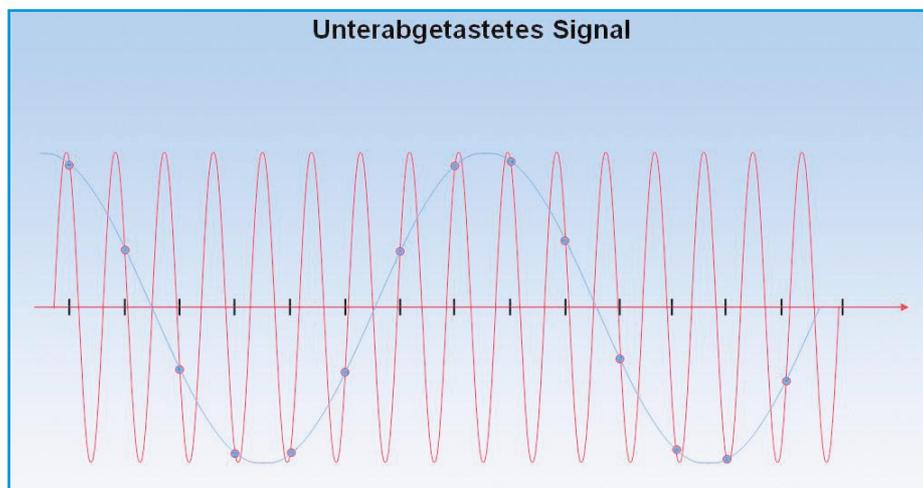
Abtasttheorem

Für nicht-periodische Zeitfunktionen (unendliche Periodendauer) lassen sich die Fourierintegrale ableiten, die der nichtperiodischen Zeitfunktion (z. B. ein einzelner Impuls) eine spektrale Dichteverteilung zuordnen und umgekehrt.

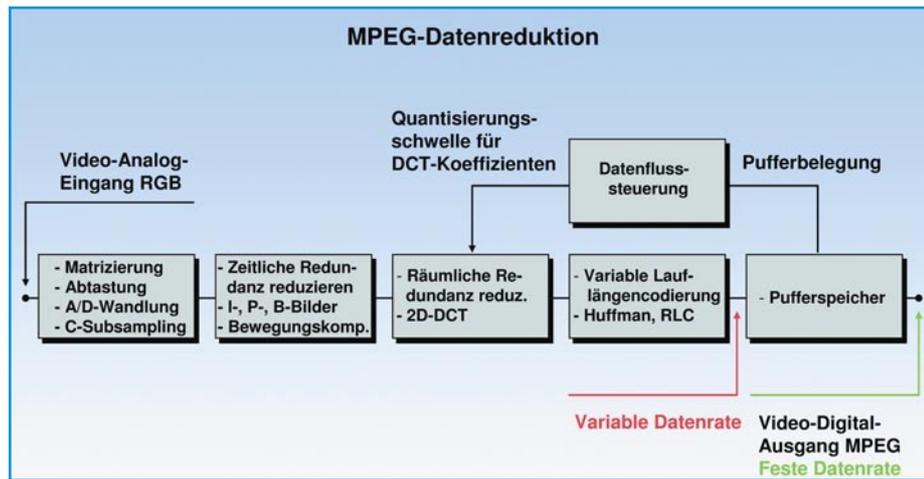
### Lieber zu viel als zu wenig

Wenn die Abtastbedingung nicht eingehalten wird – man nennt dies Unterabtastung – kommt es zu schlimmen Verfälschungen des Abtastergebnisses. Es entsteht der Eindruck, als ob die höherfrequenten unterabgetasteten Harmonischen von einer niederfrequenten (Alias-)Frequenzkomponente stammen (Abbildung 15). Man kennt diesen Effekt aus alten Westernfilmen, wo sich die Speichen der Planwagen scheinbar langsam vorwärts oder rückwärts drehen. Hier nahm die Kamera nicht genügend Einzelbilder von den schnell rotierenden Speichen auf, um die wirkliche Drehung richtig wiederzugeben.

Auch im Frequenzbereich ist der Einfluss der Abtastfrequenz anschaulich zu erkennen. Abtastspektren haben die Eigenschaft, periodisch auf der Frequenzachse wiederzukehren. Bei Verletzung der Shannon-Forderung, also Unterabtastung, überlappen sich die periodischen Spektren, wodurch sich Verfälschungen des Grundspektrums ergeben. Bei großzügi-



**Bild 15: Vorspiegelung falscher Tatsachen! Durch Unterabtastung (Verletzung des Nyquistkriteriums) wird das Bild einer tieferen Alias-Frequenz gezeichnet (Aliasing).**



**Bild 16: Die Schritte des MPEG-Videoprozesses vom analogen Eingangssignal bis zum komprimierten Datenstrom fester Datenrate.**

ger Überabtastung haben die periodischen Spektren höherer Ordnung ausreichend Abstand zum Grundspektrum und können leicht weggefiltert werden.

Idealerweise sollten also dem Signal so häufig wie möglich Probe entnommen werden (hohe Abtastfrequenz), die dann so genau wie möglich zu digitalisieren und zu verarbeiten sind (große Wortlänge). In der Praxis muss ein Kompromiss zwischen Kosten und Leistungsfähigkeit der realen Hardware und den idealen Signalparametern geschlossen werden. Das bedingt, Signalverfälschungen durch Abschneideeffekte (Rundungsrauschen) und knappe Abtastfrequenzen (Alias-Störungen) in Kauf zu nehmen. Hinzu kommen Signalverluste beim Bemühen um eine Verminderung der Datenrate (Verlust an Detailinformation).

### Kompression tut not

Ein Beispiel erläutert die Notwendigkeit einer Reduzierung der Bitrate eines unkomprimierten Videobildes. Angenommen, ein Videobild soll in der vom PC bekannten Standard-VGA-Auflösung digitalisiert werden. Dazu sind 640x480 Bildpunkte (picture element: Pixel) in den drei Farben Rot, Grün und Blau (RGB) zu je 8 Bit (256 Intensitätsabstufungen) zu codieren. Durch die Überlagerung dreier benachbarter Farbpunkte entsteht die Mischfarbe und -intensität eines Pixels. Bei einer angenommenen Bildwechselfrequenz von 50 Hz folgt für die Bitrate:

$$\text{Bitrate} = 640 \cdot 480 \frac{\text{Pixel}}{\text{Bild}} \cdot 3 \frac{\text{Farben}}{\text{Pixel}} \cdot 8 \frac{\text{bit}}{\text{Farbe}}$$

$$50 \frac{\text{Bilder}}{\text{s}} = 368.640.000 \frac{\text{bit}}{\text{s}}$$

Nur wenige Programme würden so die Kapazität eines Satelliten ausschöpfen! Auf einem GByte Festplattenkapazität wären gerade einmal ca. 16 s Film abzuspeichern. Bei dem hochauflösenden Fernsehen der Zukunft (High Definition TV: HDTV) sieht

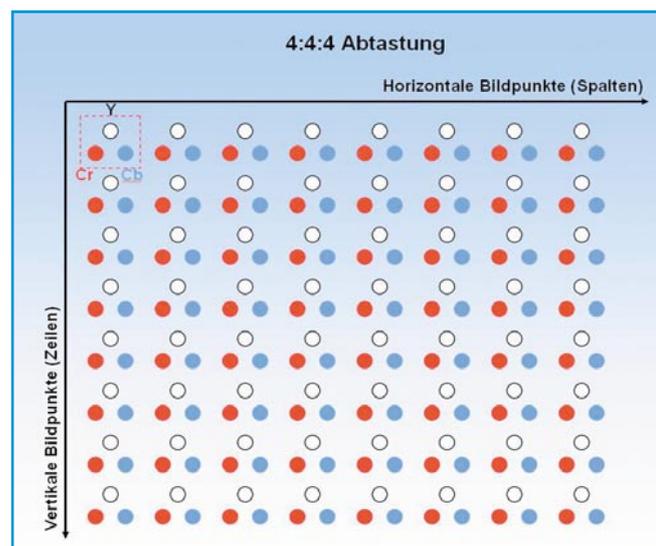
die Lage noch dramatischer aus. Die Devise muss also lauten: Bit sparen! Als Standard hat sich dafür ein Verfahren der Motion Pictures Experts Group (MPEG) etabliert. Es zeichnet sich durch einen drastischen Bitraten-Spareffekt bei akzeptabler, nur in Extremsituationen wahrnehmbarer Minderung der Bildqualität aus. Die prinzipiellen Funktionsblöcke zeigt Abbildung

16. Sie werden nachfolgend der Reihe nach besprochen.

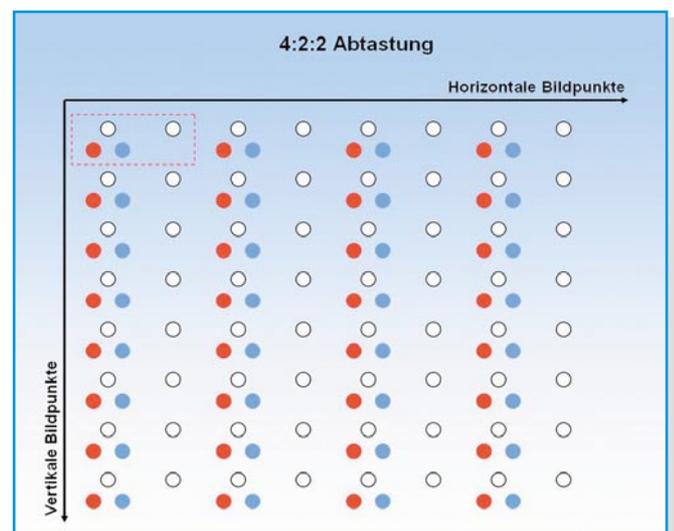
### Vom analogen Kamerasignal zum MPEG-Datenstrom

Die menschlichen Sinnesorgane sind für eine analoge Umwelt ausgelegt. Hören und Sehen sind demnach analoge Vorgänge, bei denen Schall und Licht (akustische und elektromagnetische Wellen) von Ohren und Augen aufgenommen und vom Gehirn verarbeitet werden. Entsprechend hat die Nachrichtentechnik in der Vergangenheit analoge Signalwerte direkt und kontinuierlich verarbeitet.

Die Zukunft liegt jedoch – bis auf ganz wenige Ausnahmen – in der digitalen Signalverarbeitung. Je nach Leistungsfähigkeit des digitalen Signalprozessors sowie der Speicher- und Übertragungsmedien, ausgedrückt in Rechengeschwindigkeit und -genauigkeit, Speichervolumen und -geschwindigkeit und der Übertragungskapazität, sind dem zulässigen Datenvolumen bestimmte Grenzen gesetzt. Nur eine hocheffiziente Datenkompression ermöglicht hier die wirtschaftliche Lösung der anste-

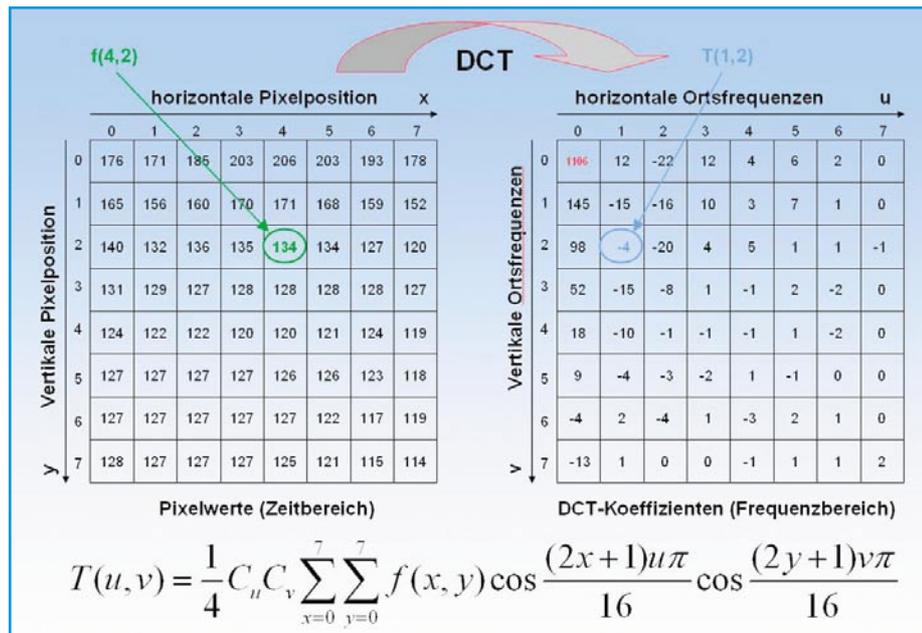


**Bild 17: Bei der Vollabtastung 4:4:4 werden der Luminanzwert und die beiden Chrominanzwerte eines jeden Bildpunkts abgetastet.**



**Bild 18: Durch Unterabtastung 4:2:2 werden die Luminanz aller Bildpunkte und die Chrominanz jedes zweiten Bildpunkts abgetastet. Die Unterabtastung der Farbinformation entspricht der geringeren Farbauflösung des menschlichen Auges.**





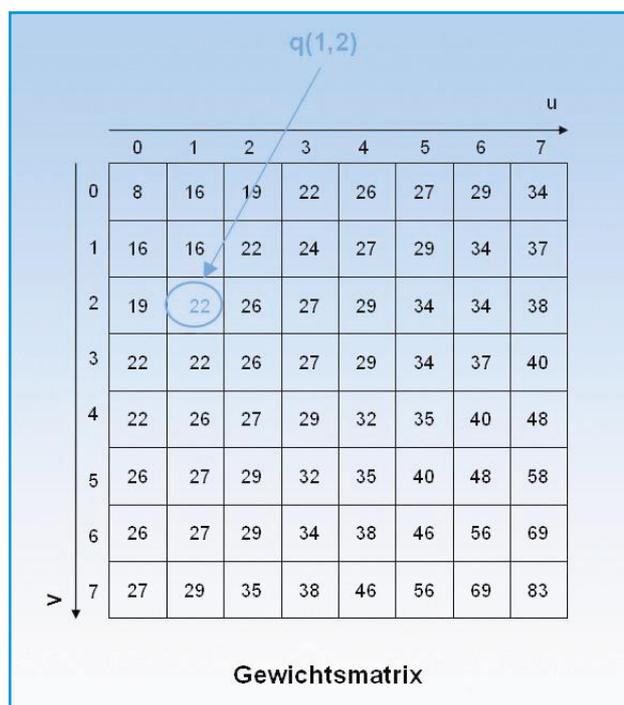
tastet, spricht man von einer 4:2:0-Abtastung (Abbildung 19). Mit ihr reduziert sich die Bitrate sogar auf 2:1. Dies wird bei der am häufigsten verwendeten MPEG2-Implementation Main Profile@Main Level (MP@ML) mit 720x576 Pixel/Bild und 25 Bildern/s getan, so dass sich eine Videobitrate von 155,520 Mbit/s ergibt, die auf 6 bis 15 Mbit/s weiter „ausgedünnt“ werden muss. Es bleibt also noch viel zu tun!

### Differenzcodierung und Bewegungsabschätzung

Aufeinanderfolgende Fernsehbilder ändern sich meistens nur wenig und dann in bestimmten Regionen, es sei denn vor und nach einem harten Szenenwechsel (Schnitt). Man denke an den Kopf eines

Sprechers vor einem festen Hintergrund. Anstatt jedes einzelne Bild vollständig zu übertragen, genügt es völlig, dies nur für die Unterschiede (Differenzen) zum vorhergehenden Bild zu tun. Mit dieser Differenzcodierung lassen sich sehr große, vom Bildmaterial abhängige Einsparungen an der Bitrate erzielen.

Durch die Analyse kleiner Bildpartien (Makroblöcke), stellt man fest, dass sich diese von Bild zu Bild oft nur geringfügig verschieben, ohne dabei ihren Inhalt relevant zu verändern. Es genügt dann, Richtung und Weite der Verschiebung abzuschätzen und dem Empfänger die Schätzung (Prädiktion) in Form eines Verschiebungsvektors zu übermitteln, damit dieser den ihm bereits bekannten Makroblock entsprechend versetzt. Um ein allmähli-



**Bild 23: Die Gewichtsmatrix bewertet die Ortsfrequenzen nach ihrer Wahrnehmung durch das Auge. Unauffällige Feinstrukturen (hohe Ortsfrequenzen) werden gegenüber auffälligen Grobstrukturen (niedrige Ortsfrequenzen) abgeschwächt**

**Bild 22: Die diskrete Fourier-Transformation analysiert das Auftreten horizontaler und vertikaler Ortsfrequenzen in einem kleinen Bildbereich von 8x8 Bildpunkten**

ches Auseinanderdriften zwischen den Folgen realer und geschätzter Bilder (predicted Frames, P-Frames) zu vermeiden, wird in regelmäßigen Abständen ein von den Inhalten vorhergehender und nachfolgender Frames unabhängiges Vollbild (Intra-Frame, I-Frame) übertragen, das für den Decoder als Ausgangspunkt einer neuen geschätzten Bildfolge dient (Abbildung 20). Die Vorhersage von Frames wird noch durch einen dritten Frametyp, den B-Frame, ergänzt. B-Frames werden zwischen I- und P-Frames eingeschoben und orientieren sich durch bidirektionale Interpolation an diesen. Dabei werden also Informationen aus beiden Zeitrichtungen, nämlich dem vorhergehenden I- oder P-Frame und dem nachfolgenden P- oder I-Frame verarbeitet, worauf der Begriff Bidirectional-Frame (B-Frame) hinweist. Die zeitliche Abfolge der I- und P-Bilder bei der Übertragung muss dies entsprechend berücksichtigen. Eine typische vollständige MPEG-Frame-Sequenz, bestehend aus 15 Frames, ist in Abbildung 21 dargestellt.

Diese Methoden zur Beseitigung entbehrlicher Informationen aus der zeitlichen Abfolge von Bildern wird auch als „Reduktion der zeitlichen Redundanz“ (temporal redundancy) bezeichnet.

### Diskrete Cosinus-Transformation

Beim zeilenweisen Abtasten eines Bildes ergeben sich in waagerechter Richtung Helligkeitsschwankungen mit einer bestimmten Frequenz, ebenso in senkrechter Richtung. Man spricht von horizontalen und vertikalen Ortsfrequenzen. Ein senkrechtes Streifenmuster hat nur horizontale, ein waagerechtes nur vertikale Ortsfrequenzen. Ein gleichmäßig graues Bild hat nur einen Gleichanteil, die Ortsfrequenzen sind null. Ein durchschnittliches Bild weist sowohl einen Gleichanteil als auch beide Ortsfrequenzen auf. Je höher die Ortsfrequenzen sind, umso weniger empfindlich ist das Auge dafür. Feine Details sind eben unauffälliger als großflächige Bildelemente. Mit der diskreten Cosinus-Transformation, einer Variante der Fourier-Transformation, kann man gezielt die horizontalen und vertikalen Feinstrukturen mindern.

Dies wird als „Reduktion der räumlichen Redundanz“ (spatial redundancy) bezeichnet. Dazu wird das Bild in 8x8 Pixel große Bereiche zerlegt, die mit der DCT analysiert werden. Weil die Transformation sich über eine Fläche erstreckt, wird sie auch 2D-DCT genannt (zweidimensionale DCT). Das Ergebnis ist wiederum eine 8x8-Matrix, deren Zahlenwerte die vertikalen und horizontalen Ortsfrequenzen repräsentieren. Die 2D-DCT spielt auch bei der Kompression von unbewegten Bildern nach dem JPEG-Standard (Joint Photographic Experts Group) eine entscheidende Rolle.

$$T(u, v) = \frac{1}{4} C_u C_v \sum_{x=0}^7 \sum_{y=0}^7 f(x, y) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{16} \cos \frac{(2y+1)v\pi}{16}$$

**Diskrete Cosinus-Transformation (DCT)**

- u, v = 0, 1, ... 7  
Koordinaten im transformierten Bereich
- T(u,v)  
Transformierte DCT-Koeffizienten
- x, y = 0, 1, ... 7  
Koordinaten der Pixel im 8x8-Block
- f(x,y)  
Luminanz- bzw. Chrominanzwerte
- C<sub>u</sub>, C<sub>v</sub> = 1,414 für u, v = 0  
= 1 für u, v ≠ 0

Die Transformationsmatrix ist bei exakter Ausführung der Rechenvorschrift verlustfrei (Abbildung 22). Führt man sie der Inversen Diskreten Cosinus-Transformation (iDCT) zu, erhält man exakt die Pixelwert-Ausgangsmatrix. In der Praxis wer-

**Bild 24: Die DCT-Koeffizientenmatrix nach Wichtung und Quantisierung.**

		quantisierte hor. Ortsfrequenzen u							
		0	1	2	3	4	5	6	7
quant. vert. Ortsfrequenzen v	0	138	1	-1	1	0	0	0	0
	1	8	-1	-1	0	0	0	0	0
	2	5	0	-1	0	0	0	0	0
	3	2	-1	0	0	0	0	0	0
	4	1	0	0	0	0	0	0	0
	5	0	0	0	0	0	0	0	0
	6	0	0	0	0	0	0	0	0
	7	0	0	0	0	0	0	0	0

**Quant. DCT-Koeffizienten**

den aber oft nach Multiplikationen die doppelt langen Ergebnisse wieder gekürzt, was zu leichten Abschneide- und Rundungsfehlern führt.

$$f(x, y) = \frac{1}{4} \sum_{u=0}^7 \sum_{v=0}^7 C_u C_v F(u, v) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{16} \cos \frac{(2y+1)v\pi}{16}$$

**Inverse Diskrete Cosinus-Transformation (iDCT)**

Die DCT-Koeffizientenmatrix (rechte Seite von Abbildung 22) repräsentiert nach rechts ansteigend die Amplitude der horizontalen Ortsfrequenzen und nach unten ansteigend die Amplitude der vertikalen Ortsfrequenzen. Das Element in der oberen linken Ecke T(0,0) beschreibt den

Gleichanteil im 8x8-Pixel-Element. Man sieht, dass die Amplitude der höheren Ortsfrequenzen abnimmt. Weil die Wahrnehmung höherer Ortsfrequenzen immer kleiner wird, kann man die Koeffizienten nach Maßgabe einer Gewichtsmatrix (Abbildung 23) so quantisieren, dass die meisten Koeffizienten der höherfrequenten Ortsfrequenzen null werden. Dazu wird jedes T(u,v) durch ein entsprechendes q(u,v) geteilt und das Teilungsergebnis auf die nächstliegende ganze Zahl gerundet. Hier ergeben sich Verluste, die bei der inversen DCT zu einem vom Original abweichenden 8x8-Pixel-Element führen. Z. B. ergibt sich der quantisierte DCT-Koeffizient 0 am Kreuzungspunkt von Spalte Nr. 1 mit Zeile Nr. 2 als T(1,2)/q(1,2) = -4/22 = -0,18, was zu 0 gerundet wird. Die Gewichtsmatrix (Abbildung 23), auch Quantisierungstabelle genannt, wurde aus umfangreichen experimentellen Untersuchungsreihen zur Bewertung des menschlichen optischen Wahrnehmungsvermögens gewonnen.

Das menschliche Auge hat mit der größeren Quantisierung höherfrequenter Koeffizienten keine Probleme, weil es in Bezug auf Darstellungsfehler bei höheren Ortsfrequenzen sehr tolerant ist. Durch geeignete Wahl der Quantisierungsmatrix kann der Datenfluss gesteuert werden. Davon wird Gebrauch gemacht, wenn der Pufferspeicher in Abbildung 16 überzulaufen droht.

Die Matrix der quantisierten DCT-Koeffizienten wird nun zickzackweise von oben links beginnend ausgelesen (Zig Zag Scan). Daraus ergibt sich eine Koeffizientenfolge, die an ihrem Anfang die wichtigsten niederfrequenten Werte (Grobstruktur) enthält und gegen Ende nur Nullen (unterdrückte Feinstruktur). Abbildung 25 demonstriert dies. Damit ist die Grundlage einer bitsparenden Lauflängencodierung gelegt. **ELV**

		quantisierte hor. Ortsfrequenzen u							
		0	1	2	3	4	5	6	7
quant. vert. Ortsfrequenzen v	0	138	1	-1	1	0	0	0	0
	1	8	-1	-1	0	0	0	0	0
	2	5	0	-1	0	0	0	0	0
	3	2	-1	0	0	0	0	0	0
	4	1	0	0	0	0	0	0	0
	5	0	0	0	0	0	0	0	0
	6	0	0	0	0	0	0	0	0
	7	0	0	0	0	0	0	0	0

**Zig-Zag-Scanning der quantisierten DCT-Koeffizienten =>**  
 138, 1, 8, 5, -1, -1, 1, -1, 0, 2, 1, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, ... , 0

51x0

**Bild 25: Das zickzackweise Auslesen der quantisierten DCT-Matrix führt zu einer Wertefolge, die nur am Anfang von null verschiedene Werte enthält.**