

Grundsätzliches zur digitalen Videosignalverarbeitung

Prinzip der digitalen Signalverarbeitung

Die *analoge* Signalverarbeitung ist getragen von dem Bemühen einer exakten Übertragung und Speicherung von Amplituden- und Phasenbeziehungen. Trotz eines hohen Aufwandes erfährt das Signal von Verarbeitungsstufe zu Verarbeitungsstufe eine kontinuierliche Verschlechterung. Das Rauschen, das, auch analoger Natur, nicht vom analogen Signal unterschieden und getrennt werden kann, nimmt über jede Verarbeitungsstufe zu, und Linearitäts- und Phasenverzerrungen verschlechtern das Signal. Das Multigenerationsverhalten in der analogen Ebene war von je her ein kritischer Faktor.

Im Gegensatz zur analogen Technik arbeitet die Digitaltechnik nicht mit dem Signal selbst, sondern mit einer Darstellung - einer Beschreibung - desselben. Das Signal wird durch eine Folge von Binärzahlen sogenannten Bits - beschrieben, die durch die Digitalisierung gewonnen werden und nur zwei Werte annehmen können - nämlich „0“ und „1“ (Binary Digit, Bit). Jeweils 8 Bit werden zu einem Byte zusammengefasst.

Ist ein analoges Signal erst einmal digitalisiert (auch hierbei treten natürlich gewisse Fehler auf), dann erfolgt die weitere Verarbeitung in der digitalen Ebene praktisch verlustfrei. Zwar werden die Zahlen in der Übertragung und Speicherung durch die analogen Spannungszustände „High“ für „1“ und „Low“ für „0“ ausgedrückt, aber die Erkennung dieser zwei Spannungszustände ist selbst bei solchen Störungen noch möglich, bei denen analoge Signale schon deutlich verrauscht erscheinen. Nachdem die Zahlen erkannt sind, kann das Signal verarbeitet werden. Am Ausgang jeder Verarbeitungsstufe können die Spannungszustände erneut erzeugt werden und liegen somit wieder in einwandfreier Form vor. Sämtliche analogen Störungen wirken nur auf den digitalen Stellvertreter und nicht auf das ursprüngliche Signal selbst.

Ein weiterer wesentlicher Vorteil digitaler Signalverarbeitung besteht darin, dass in der digitalen Ebene praktisch alle Verarbeitungsschritte nur noch durch Rechenvorschriften - sogenannte Algorithmen - beschrieben sind, die auf die binäre Zahlenfolge angewendet werden. Dadurch können viele Eingriffe, die in der analogen Ebene mit hohem Aufwand verbunden sind, einfacher und vielfach besser ausgeführt werden. Darüber hinaus ergeben sich ganz neue Bearbeitungsmöglichkeiten wie z.B. Animation, Effekte und Einzelbildretusche, die bei analoger Signalverarbeitung undenkbar gewesen wären. Durch die Zerlegung kontinuierlicher Signalverläufe in zeit- und wertdiskrete Zustände, müssen - ähnlich der Normung im Fernsehbereich - sehr klare Vereinbarungen über die Art und Weise der digitalen Umsetzung getroffen werden. Die weltweit gültige Regelung digitaler Video-Signalverarbeitung in der „CCIR-Recommendation 601“ schafft hier einen einheitlichen Standard, der den Austausch von Video-Signalen innerhalb der digitalen Ebene zwischen Geräten unterschiedlicher Hersteller ermöglicht.

Die Umwandlung analoger Signale in einen digitalen Datenstrom (Digitalisierung):

- *Abtastung* - regelmäßiges Feststellen der analogen Amplitude

- *Quantisierung* - Beschreiben dieser Amplitude durch Binärzahlen (Bitmuster)
Signalwerte werden in Klassen eingeteilt
- *Datenausgabe* - parallel oder seriell
- *ev. Fehlerschutz* - gegen Speicherungs- bzw. Übertragungsfehler
- *ev. Codierung* - Anpassung der Datendarstellung an den Übertragungskanal

Digitalisieren eines analogen Signals

Abtastung

Dem analogen Signal werden in regelmäßigen zeitlichen Abständen Proben entnommen, die als „Samples“ bezeichnet werden und bis zur nächsten Probeentnahme gespeichert. Entsprechend nennt man die Anzahl der Samples, die pro Sekunde entnommen werden, „Samplefrequenz“ oder auch „Abtastfrequenz“. Diese entspricht dem Kehrwert der „Abtastperiode“ T .

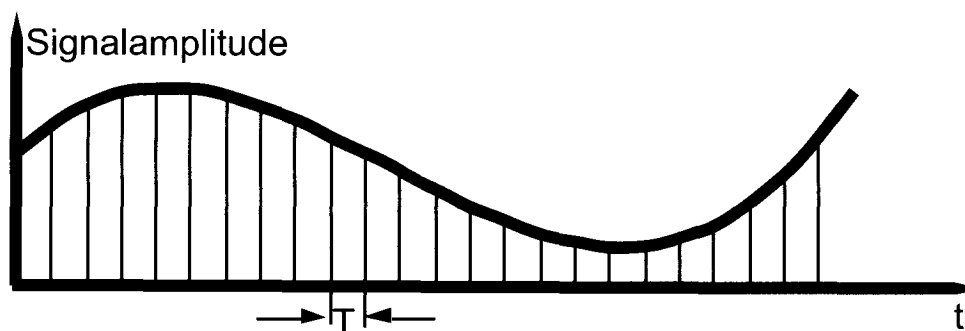


BILD: Kontinuierlicher Signalverlauf beschrieben durch Momentanwerte im Abstand „ T “

Die Wahl der Abtastfrequenz führt zu einem Interessenkonflikt. Zum einen sollte die Abtastfrequenz möglichst groß sein, damit das zu beschreibende Signal möglichst genau erfasst wird. Zum anderen sollte sie möglichst klein sein, da jeder Abtastwert Daten liefert und dadurch die Datenmenge erhöht. Gesucht wird also die kleinstmögliche Abtastfrequenz, die eine ausreichend genaue Beschreibung des analogen Signals gewährleistet.

Das Abtasttheorem nach Shannon besagt, dass zur sauberen Abtastung einer Signalschwingung die Samplefrequenz mehr als das Zweifache der Frequenz der abzutastenden Schwingung betragen muss. Eine Abtastung mit exakt der zweifachen Grenzfrequenz wird als kritische- oder Nyquist-Abtastung bezeichnet. Sie kann eine eindeutige Rekonstruktion des ursprünglichen Signals deshalb nicht gewährleisten, weil die Abtastzeitpunkte unter

Umständen mit den Nulldurchgängen der Grenzfrequenzschwingung zusammenfallen können, und dann immer nur den analogen Signalwert „0“ erfassen. Wird die Abtastfrequenz noch geringer, so entstehen die sogenannten „Alias-Verzerrungen“ - im rekonstruierten Analogsignal treten Frequenzen auf, die im ursprünglichen Signal nicht vorhanden waren (Alias-frequenzen).

CCIR 601 (bekannt unter der Bezeichnung 4:2:2) legt die Abtastung der Luminanz mit 13,5 MHz und die der beiden Farbdifferenzsignale mit 6,75 MHz fest.

A/D-Wandlung und Quantisierung

Nach der Abtastung ist das Sample zunächst nichts weiter als eine Probe des Analogsignals - mithin ein analoger Spannungswert, der in einem sogenannten Analog/ Digital-Wandler erst noch digitalisiert werden muss. Dieser A/D-Wandler macht nichts anderes, als festzustellen, wie viele Quantisierungsstufen dem analogen Spannungswert entsprechen. Hierzu wird das Sample zunächst einer sogenannten „Sample-Hold-Stufe“ zugeführt. Diese speichert es und stellt es dem A/D-Wandler solange zur Verfügung, bis der Abzählvorgang abgeschlossen ist.

Die Anzahl der Quantisierungsstufen, die dem Samplewert entspricht, wird als n-stellige Binärzahl dargestellt. Die Stelle mit der höchsten Wertigkeit (2^{n-1}) bezeichnet man als MSB („most significant bit“ - „meistaussagendes Bit“), die Stelle mit der niedrigsten Wertigkeit (2^0) als LSB („least significant bit“ - „wenigstaussagendes Bit“).

Wird dabei die Amplitude des Samples mit einer Binärzahl von n Stellen beschrieben, so kann diese Zahl 2^n Werte annehmen und auch nur entsprechend viele Amplitudenstufen darstellen. Es werden demnach kontinuierliche (alle Werte zwischen Minimum und Maximum sind möglich) Amplitudenwerte durch diskrete Näherungsstufen ersetzt. Die Stufengröße ergibt sich aus der Differenz von größtem und kleinstem analogen Spannungswert (Spitze - Spitze), dividiert durch die Stufenzahl. Je größer also die Stufenzahl, desto kleiner die Stufengröße und die Näherungsfehler.

Je nach Anwendung muss diese mit Quantisierung bezeichnete Näherung unterschiedlich fein sein, damit die Näherungsfehler nicht wahrgenommen werden. So wird bei der Audio-CD der Bereich zwischen maximalem Pegel (laut) und minimalem Pegel (leise) mit 16-stelligen Binärzahlen, bei den neueren Digital-MAZSystemen mit 20-stelligen Binärzahlen beschrieben. Für die Video-Signalverarbeitung nach CCIR 601 wird der entsprechende Bereich zwischen Hell und Dunkel (Spitzenweiß und Schwarz) mit 8- bzw. 10-stelligen Binärzahlen beschrieben. Man spricht dabei von einer 8-, 10-, 16- oder 20-Bit-Quantisierung.

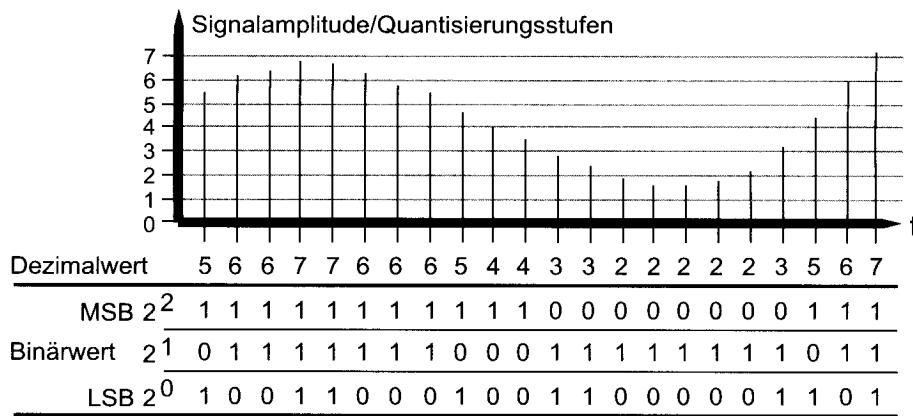


Bild: 3-Bit-Quantisierung mit $2^3=8$ Stufen; Binärzahlen von oben nach unten lesen

Der Quantisierungsvorgang muss für jedes Sample binnen einer Sampleperiode „T“ abgeschlossen sein, da dann das nächste Sample zur Verarbeitung ansteht. Je höher also die Abtastfrequenz, desto schneller muss der Wandler arbeiten. Die schnellsten Wandler sind die sogenannten „Flash-Wandler“. Sie arbeiten allerdings mit einem hohen Schaltungsaufwand, da sie für jede der 2^N Quantisierungsstufen einen eigenen Komparator (Vergleicher) benötigen. Gerade der Bau von Flash-Wandlern für die Video-Signalverarbeitung profitiert aber von der geringen Intensitätsauflösung des Auges (ca. 200 Stufen), die eine Quantisierung mit nur 8-Bit (256 Stufen) bzw. 10-Bit (1024 Stufen) zulässt.

Ausgabe der Daten

Am Ende des Quantisierungsvorganges liegen an den n-Ausgängen des A/D-Wandlers n-Bit als „High/Low“-Spannungszustände an. Es gibt zwei Möglichkeiten die Daten weiter zu übertragen: *parallel oder seriell*.

Die parallele Übertragung erfordert mindestens n-Leitungen - Standard sind 25-polige sogenannte „Sub-D-Miniatur“-Steckverbindungen mit 11, in sich verdrehten Leitungspaaren („twisted pairs“). Der Empfänger bekommt den Takt - den Rhythmus - der Datenübertragung auf einem eigenen Weg (Leitungspaar) übermittelt. Dadurch kann es keine Verwechslungen geben und der Datenfluss muss nicht - wie bei der seriellen Übertragung - selbsttaktend sein. Auf der anderen Seite ist immer die Gefahr gegeben, das zusammengehörige Bits durch das sogenannte „Bitsliding“ - Laufzeitdifferenzen zwischen den Leitungen - zeitlich gegeneinander verschoben beim Empfänger ankommen. Solche Laufzeitverschiebungen steigen mit der Länge der Kabel an. Deshalb ist die parallele Übertragung in ihrer Reichweite auf wenige Meter begrenzt und wird nur zur direkten Verbindung zweier benachbart aufgestellter Geräte verwendet. Außerdem ist der Aufwand für mehradrige Leitungen und mehrpolige Steckverbindungen sehr hoch und die doch recht klobigen Kabel lassen sich nachträglich kaum in bestehende Kabelschächte einziehen. Aus diesen Gründen wird in der Regel die serielle Verbindung bevorzugt.

Für die Umwandlung paralleler in serielle Daten, auch „serializing“ genannt, kommen Schieberegister zum Einsatz, die die binären Spannungszustände parallel aufnehmen und dann - zeitlich nacheinander (seriell) mit höherer Taktrate - über eine einzige Leitung wieder ausgeben. Da innerhalb der Gerätearchitektur in der Regel parallel gearbeitet wird,

ist im Empfänger eine sogenannte „deserializer“-Schaltung erforderlich.

Für die serielle Übertragung können 75-Ohm-Koaxial-Video-Kabel verwendet und mit den üblichen BNC-Steckern verbunden werden. Der Vorteil liegt klar auf der Hand - es können bestehende Kabelwege, die bisher für die Verteilung analoger Signale genutzt wurden, jetzt für die Verteilung digitaler Signale eingesetzt werden. Die Reichweite mit herkömmlichen Koaxial-Kupfer-Leitungen beträgt bis zu max. 300 Meter. Mit Glasfaserkabeln erreicht man Übertragungstrecken bis zu mehreren Kilometern. Der Kostenfaktor für ein Koaxial-Kupferkabel von 5 Metern Länge beträgt gegenüber den Kosten für ein gleich langes Parallelkabel nur etwa 1:7!

Aufgrund der fehlenden Taktleitung muss allerdings der Empfänger in die Lage versetzt werden, den Takt aus dem übertragenen Signal selbst abzuleiten. Hierfür muß der serielle Datenstrom entsprechend aufbereitet - kodiert - werden. Man spricht in diesem Zusammenhang von einem selbsttaktenden Code.

Bei der Digitalisierung von Video-Komponentensignalen sind für Y, CR und CB drei parallele Abtast- und Quantisierungseinrichtungen (Composite nur ein Wandler) erforderlich. Die entsprechenden Daten müssen in geeigneter Weise nacheinander ausgegeben werden. Hierbei benötigt man sogenannte „Multiplexer“, welche die Luminanz- und Chrominanzdaten abwechselnd auf die Ausgänge schalten. CCIR 601 regelt auch die Reihenfolge dieses zeitlichen Nacheinander. Die Spezifikationen für die zugehörigen Interfaces regelt ergänzend CCIR 656.

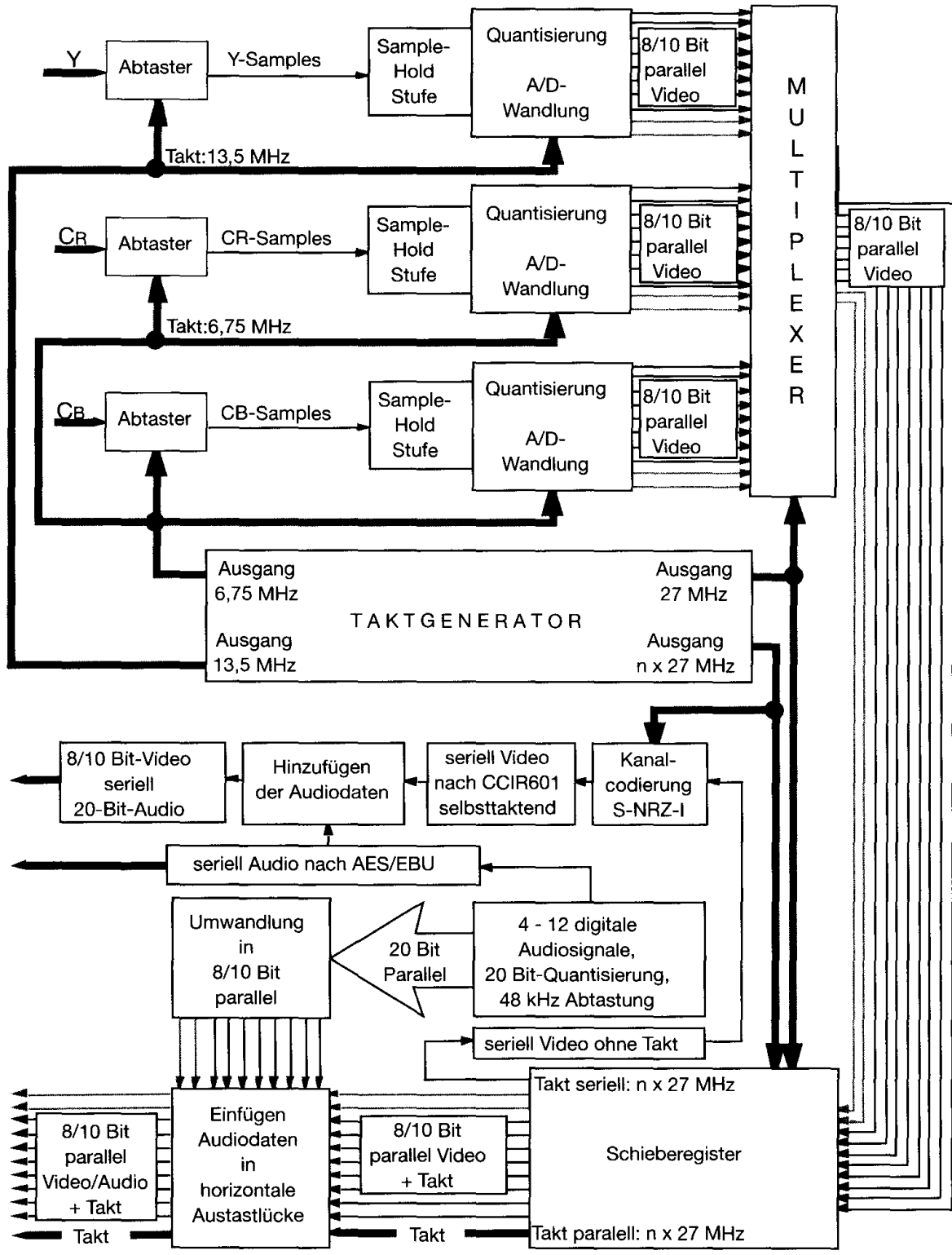
Fehlerschutz und Codierung

Fehlerschutz und Codierung sind von entscheidender Bedeutung für die Funktionsfähigkeit eines digitalen Speicher- bzw. Übertragungssystems. Unter Fehlerschutz versteht man Maßnahmen, die die Wirkung technischer Unzulänglichkeiten in den Speichermedien („Drop-Outs“) und Übertragungskanälen auf den Datenstrom eliminieren bzw. minimieren. Dabei werden durch Prüfworte zusätzliche Daten für Fehlererkennung und Fehlerkorrektur - die sog. Redundanz - in den Datenstrom eingebracht.

Codierung versteht sich als Anpassung des Datenstroms an die Anforderungen des Mediums bzw. des Übertragungskanals. Man spricht auch von Kanalcodierung. Diese muss u.a. die schon angesprochene Forderung erfüllen, selbsttaktend zu sein. Da beide Themen im Detail eher für technisch orientierte Leser interessant sind, sei an dieser Stelle auf die Einschübe 4 und 5 verwiesen.

Blockschaltbild nächste Seite

Blockschaltbild zur Digitalisierung von Video-Komponentensignalen



Blockschaltbild: Digitalisierungsprozess von Video-Komponenten sowie Umwandlung in serielle Daten

Beispiele für die Wirkung der Digitalisierung auf Bilder

Um die Wirkung der Abtastung mit einer begrenzten Anzahl von Samples, bzw. die Aufteilung des Bildes in eine begrenzte Anzahl von Pixeln auf der einen Seite und die Darstellung des Kontrastbereichs zwischen Hell und Dunkel durch eine begrenzte Anzahl von Stufen auf der anderen Seite zu verdeutlichen, seien hier einige Beispiele gezeigt, die jeweils für verschiedene Stufen der Abtastung bzw. Quantisierung stehen.

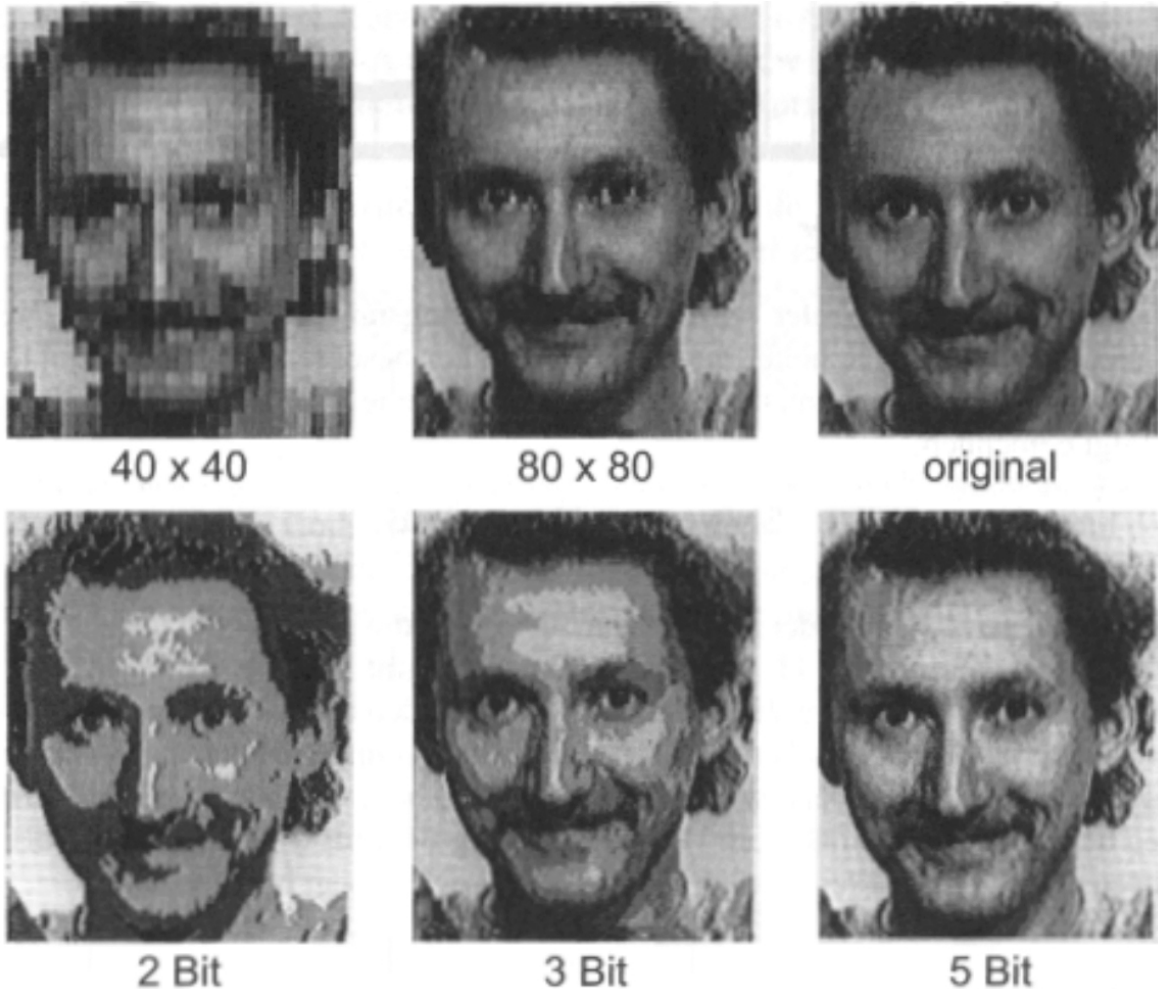


Bild: Wirkung der Digitalisierung auf Bildvorlagen

Signal-Rausch-Abstand (SNR) digitaler Signale

Die Quantisierung beeinflusst auch den erzielbaren SNR (engl. Signal To Noise Ratio). Da ein Abtastwert immer über eine ganze Sampleperiode hinweg konstant gehalten wird, weicht er vom realen, sich verändernden Amplitudenwert ab.

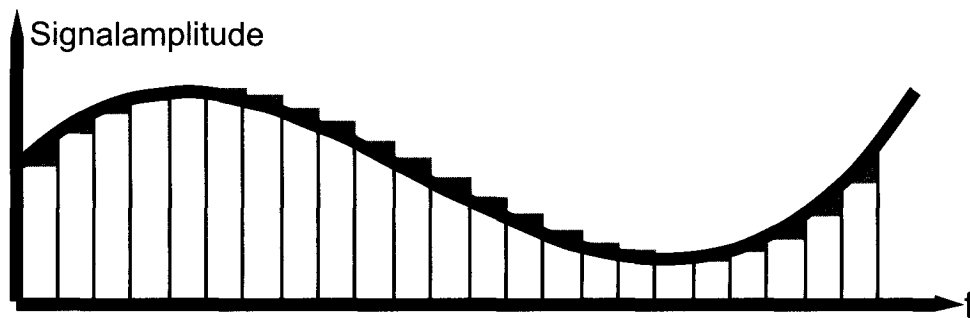


Bild: Quantisierungsfehler

Der dabei auftretende Fehler wird als Quantisierungsrauschen bezeichnet. Dieses fällt umso kleiner aus, je höher die *Stellenzahl* n der beschreibenden Binärzahl und somit die Anzahl der Quantisierungsstufen ist. Allgemein lässt sich der SNR-Wert wie folgt berechnen:

$$\text{SNR} = (n \times 6 + K)\text{dB}$$

Ohne Begründung sei hier der *Summand* K für den Audio-Bereich mit etwa 2 und für den Bildbereich mit etwa 11 angegeben. Daraus ergibt sich bei 16-Bit-Audio ein theoretischer SNR von etwa 98 dB und bei 10-Bit-Video etwa 71 dB, der sich in der Praxis durch das Eigenrauschen der Geräte um jeweils einige dB verringert. Typische CD-Audio-Werte liegen bei etwa 94dB, 8-Bit Video bei weit über 50 dB und 10-Bit-Video bei etwas über 60 dB. Zum Vergleich: analog Beta SP wird mit etwa 48 dB angegeben, die Erkennbarkeitsgrenze für das Bildrauschen liegt bei etwa 40 dB.

Zusammenfassung

Die Digitaltechnik arbeitet nicht mit dem analogen Signal selbst, sondern mit einer Beschreibung desselben, die durch eine Folge von Binärzahlen - sogenannten Bits - erfolgt. Bits werden durch die Digitalisierung gewonnen und können nur zwei Werte annehmen - nämlich „0“ und „1“. Dargestellt werden Bits als analoge Spannungszustände: „High“ (positive Spannung) für „1“ bzw. „Low“ (0 Volt oder negative Spannung) für „0“.

In der digitalen Ebene sind alle Verarbeitungsschritte nur noch durch Rechenvorschriften - sogenannte Algorithmen - beschrieben. Dadurch können viele Eingriffe, die in der analogen Ebene mit hohem Aufwand verbunden bzw. nicht realisierbar sind, einfacher und vielfach besser ausgeführt werden. Darüber hinaus ergeben sich neue Bearbeitungsmöglichkeiten, die bei analoger Signalverarbeitung undenkbar gewesen wären. Vor allem gestatten digitale Signale praktisch unbegrenzt viele Kopiergenerationen.

Bei der Digitalisierung werden die analogen Signale in regelmäßigen Abständen auf ihre Amplitude hin abgefragt - man spricht auch von Abtastung. Diese analogen Amplitudenwerte werden danach quantisiert. Dabei ermittelt der Analog/Digital-Wandler,

wie viele sogenannte Quantisierungsstufen dem analogen Signalwert entsprechen. Diese Anzahl von Quantisierungsstufen wird durch Binärzahlen dargestellt. Je mehr Binärzahlen für die Darstellung zur Verfügung stehen, desto kleiner können die Quantisierungsstufen ausfallen, desto exakter wird das analoge Signal beschrieben und desto größer ist der Signal-Rausch-Abstand des rekonstruierten analogen Signals. Digital-Audio arbeitet mit 16- bzw. 20-stelligen, Digital-Video hingegen mit 8- bzw. 10-stelligen Binärzahlen. Man spricht von 8-, 10-, 16- bzw. 20-Bit-Quantisierung.

Die Zerlegung kontinuierlicher Video-Signalverläufe in zeit- und wertdiskrete Zustände erfordert klare Vereinbarungen über die Art und Weise der digitalen Umsetzung. Die weltweite Regelung der digitalen Video-Signalverarbeitung in der „CCIR-Rec. 601“ schafft hier einen einheitlichen Standard, der den Austausch von Video-Signalen innerhalb der digitalen Ebene zwischen Geräten unterschiedlicher Hersteller ermöglicht.

Neben Abtastung und Quantisierung sind vielfach noch Maßnahmen zum Fehlerschutz und die Codierung der Daten (Optimierung des Datenstroms auf den jeweiligen Übertragungskanal bzw. das Speichermedium) erforderlich, bevor die Daten an parallelen oder seriellen Ausgängen - sogenannten Schnittstellen - ausgegeben werden können.

Einschub 4: Fehlerschutz

Fehlererkennung durch Einfügen von Prüfworten (Redundanzdaten)

Dabei werden aus einer bestimmten Anzahl von Datenworten Prüfsummen gebildet. Es seien die folgenden sechs Datenworte gegeben: 17, 22, 8, 5, 12, 28; die Prüfsumme wird wie folgt gebildet und als siebtes Datenwort mitübertragen:

$$17+22+8+5+12+28=92$$

Empfangen wird z.B. die Sequenz:

$$17+22+8+6+12+28=92$$

Eine erneut Summenbildung aus den ersten sechs Datenworten ergibt als Summe den Wert „93“. Der Vergleich beider Summen zeigt, dass die Übertragung nicht korrekt verlaufen ist. Wenn eindeutig zu klären wäre, welches der Datenworte fehlerhaft ist, dann könnte es korrigiert werden. Da diese Frage jedoch nicht zu klären ist, bleibt es diesem Verfahren einzig überlassen, einen Fehler zu diagnostizieren und die einzelnen Datenworte als möglicherweise fehlerhaft zu kennzeichnen. Dies geschieht mittels des sogenannten „error flag bits“, das an jedes Datenwort dieses empfangenen Blocks angehängt wird.

Fehlerkorrektur („error correction“) durch mehrere gewichtete Prüfsummen

Mit diesem Verfahren ist es möglich einen Fehler innerhalb eines Datenblocks eindeutig zu lokalisieren und zu korrigieren. Aus den sechs Datenworten: 17, 22, 8, 5, 12, 28 werden jetzt zwei Prüfsummen - eine unbewertete und zusätzlich eine bewertete - gebildet und an die sechs ursprünglichen Worte angehängt:

1.Prüfsumme: $17+22+8+5+12+28=92$

2.Prüfsumme: $(1 \times 17)+(3 \times 22)+(5 \times 8)+(7 \times 5)+(9 \times 12)+(11 \times 28)=$
 $17+66+40+35+108+308=574$

Das gesamte Datenpaket lautet jetzt: 17, 22, 8, 5, 12, 28, 92, 574.

Empfangen werde das folgende Datenpaket: 17, 22, 8, 6, 12, 28, 92, 574.

Jetzt werden nach dem gleichen Schema Prüfsummen gebildet und mit den ursprünglichen verglichen.

Vergleich 1. Prüfsummen: $93-92 = 1$

Vergleich 2. Prüfsummen: $581-574 = 7$.

Um herauszufinden, wo sich dieser Fehler befindet, verrechnet der Empfänger die beiden Prüfsummen miteinander, indem das Ergebnis des zweiten Prüfsummenvergleichs durch das des ersten dividiert: $7: 1 = 7$

Daraus wird ersichtlich, dass der Fehler bei dem mit dem Faktor 7 bewerteten Datenwort Nummer 4 liegen muss und dieses Datenwort kann nunmehr einfach um den Wert 1 nach unten korrigiert werden.

Solche Verfahren funktionieren natürlich nur bis zu einer bestimmten Fehlerrate. Wären im obigen Beispiel zwei Datenworte falsch übertragen worden, so ergäbe sich bei der Division der Vergleichssummen eine Bewertungsziffer die nicht Bestandteil der ursprünglichen Ziffernmenge (1, 3, 5, 7, 9, 11) ist. Eine Zuordnung ist dann nicht mehr möglich. Wenn hingegen eine der Prüfsummen falsch und die andere richtig ist, so kann der Fehler entweder in der übertragenen falschen Prüfsumme liegen, oder ein zweifacher Fehler in einem Quelldatenwort und der angeblich richtigen Prüfsumme liegen.

Fehlerspreizung durch „interleaving“

Mit obigem Verfahren kann also ein Fehler je Datenblock sicher erkannt und korrigiert werden. Treten mehrere Fehler gleichzeitig auf, so versagt dieses Verfahren. Fehler bei Speicherung und Übertragung treten aber in der Regel als sogenannte Bündelfehler auf, d.h. auf dem Speichermedium existieren lokal begrenzte Bereiche, die keine einwandfreie Aufzeichnung zulassen. Bei der Übertragung auf einer im Prinzip funktionsfähigen Übertragungsstrecke treten Störungen häufig als zeitlich isolierte Einzelfehler auf. In jedem Fall führen solche Fehler dazu, dass nur ein geringer Teil der Daten fehlerhaft sind oder verloren gehen.

Das Problem liegt aber genau in dieser lokalen oder zeitlichen Bündelung, da hierbei zusammenhängende Daten geschädigt werden und innerhalb eines Datenblocks mehrere Fehler auftreten, die nicht mehr zugeordnet und korrigiert werden können. Dies kann an dieser Stelle zu einer wahrnehmbaren Beeinträchtigung der Signalqualität führen.

Um die Zusammengehörigkeit der Daten bei der Speicherung und Übertragung aufzulösen, werden die einzelnen Datenwörter im sogenannten „interleaving“ -auch Spreizung - nach einem definierten Schema auseinandergezogen und mit anderen Datenwörtern in neuer Form zusammengefügt. Wenn in diesem Zustand lokale oder zeitliche Störungen auftreten, dann beziehen sich diese Störungen auf nicht zusammengehörige Daten. Diese werden nach der Übertragung (Speicherung) wieder in ihre ursprüngliche Lage zurückversetzt - man bezeichnet dieses Verfahren als „de-interleaving“. Dadurch hat sich der Bündelfehler in eine Reihe von Einzelfehlern aufgelöst. Wenn sich die Spreizung z.B. über 36 Datenworte erstreckte, so kann dadurch auch ein Bündelfehler von bis zu 36 Datenworten korrigiert werden, da nach dem „de-interleaving“ in jedem der ursprünglichen Datenblöcke nur ein einziger Fehler auftritt.

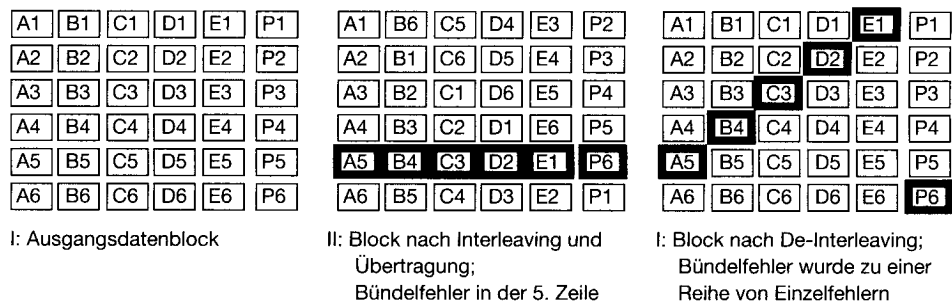


Bild: Interleaving und De-Interleaving mit einer Interleaving-Distanz von 6 Datenworten

Fehlerverschleierung („error concealment“) z.B. durch Interpolation

Die hinzugefügten Prüfsummen steigern natürlich die Datenmenge. In unserem Beispiel stieg die Datenmenge um 1/3. Wenn man diese Steigerung nicht in Kauf nehmen will, und keine exakte Fehlerkorrektur notwendig ist, so kann auf die zweite Prüfsumme verzichtet werden. Es wird also nur die erste Summe gebildet, dann gespreizt und übertragen oder gespeichert. Der Empfänger bildet zunächst die Prüfsumme, erkennt einen Fehler innerhalb eines Datenblocks und kennzeichnet alle Datenwörter innerhalb dieses Blocks als möglicherweise falsch. Erst jetzt wird die Spreizung rückgängig gemacht. Dadurch ergeben sich in verschiedenen Blöcken einzelne „falsche“ zwischen mehreren richtigen Datenwörtern. Die „falschen“ Worte werden jetzt durch einen Mittelwert aus den benachbarten, richtigen Datenwörtern ersetzt. Dabei kann die Mittelwertbildung neben den beiden unmittelbar benachbarten auch weiter entfernte Werte in unterschiedlicher Wertigkeit berücksichtigen.

Fehlerkorrektur nach „Reed-Solomon“

Unter „Reed-Solomon-Code“ versteht man ein Verfahren zum Fehlerschutz, das wegen seiner Effizienz in einer Vielzahl von Anwendungen eingesetzt ist. So kommt es z.B. bei der Audio-CD sowie bei allen digitalen Video-MAZ-Formaten zum Einsatz. Im Prinzip ist es eine mehrfach hintereinander angewendete Form der beschriebenen Verfahren. Dabei werden zunächst Prüfsummen gebildet, dann gespreizt, dann erneut Prüfsummen gebildet und anschließend wieder gespreizt.

Einschub 5: Codierung der Quelldaten

Übertragung und Speicherung digitaler Daten erfolgt in der Mehrzahl der Fälle in serieller Form. Dabei werden an die Darstellung der Daten bestimmte Anforderungen gestellt deren Einhaltung wichtig ist für die Betriebssicherheit eines digitalen Systems. Die spezifische Form, in der digitale Daten in binären Zuständen ausgegeben werden, nennt man einen Code. Ein Code für die serielle Übertragung sollte im wesentlichen zwei Anforderungen genügen:

- *er sollte weitgehend frei sein von Gleichanteilen*, d.h. der Wechsel von positiven und negativen Zuständen sollte so verteilt sein, dass die Differenz beider Anteile möglichst klein - im Idealfall gleich Null - ist. Dies ist wichtig, da ein Gleichanteil einer Übertragung durch eine „Schwingung der Frequenz 0 Hz“ entspricht. Solche Schwingungen lassen sich aber nur schlecht übertragen und auf Magnetband nicht speichern.
- *er sollte selbsttaktend sein*, d.h. der Empfänger sollte in der Lage sein, den Takt der Übertragung aus dem übertragenen (oder wiedergegebenen) Signal zu rekonstruieren. Wegen der fehlenden separaten Taktleitung ist diese Eigenschaft des Codes besonders wichtig. Nur wenn der Empfänger den Takt erkennt, ist er in der Lage zu entscheiden, wie viele Bits sich hinter einer Reihe von gleichsinnigen Zuständen verbergen.

Werden die Daten aus dem Schieberegister direkt in der Form ausgelesen, wie sie vom A/D-Wandler übernommen wurden - also „High“ für „1“ und „Low“ für „0“ - dann spricht man von einer Übertragung nach dem sogenannten NRZ-Code (Non Return To Zero), der seinen Namen dem Umstand verdankt, dass er „High“-Zustände (-Levels) beibehält ohne dazwischen auf „Low“ zu springen. Dieser Code wird nach CCIR 656 für die parallele Übertragung verwendet. Er erfüllt nicht die genannten Forderungen für serielle Übertragung, da er, je nach Bildinhalt, u.U. eine große Zahl von identischen logischen Zuständen nacheinander erzeugt und dann, auf Grund der geringen Anzahl von Potentialwechseln, nicht selbsttaktend ist.

An dieser Stelle setzt die Codierung an. Ein Code-Wandler am Ausgang wandelt die ausgegebenen Daten entsprechend den Anforderungen für die serielle Übertragung um in einen sogenannten Kanalcode. Es gibt eine Reihe von selbsttaktenden Kanalcodes. Gemäß den Vereinbarungen der CCIR 656-Norm findet im seriellen Interface der SNRZI-Code (Scrambled Non Return to Zero Inverted) Verwendung. Weitere wichtige Kanalcodes sind der „Miller²“- oder „Miller Square“- Code (Aufzeichnung im D2-Format) sowie der 8-14-Code (Aufzeichnung im D3- und D5-Format; über den Kanalcode des Digital Betacam-Formates sind dem Autor keine Angaben bekannt).

Wegen seiner Bedeutung für die CCIR 601-Norm sei hier als Beispiel die Umwandlung des NRZ-L-Codes in den SNRZI-Code dargestellt. Die Umwandlung erfolgt über den Zwischenschritt des SNRZ-Codes. Dabei wird der Datenstrom zunächst dem „scrambling“ unterworfen - d.h. er wird nach einem bestimmten Schema „verwürfelt“. In der obersten Zeile des Bildes E 5.1 sind acht Datenwörter (I-VIII) zu je acht Bit im NRZ-L-Code dargestellt. Die Verwürfelung ist in diesem Beispiel etwas vereinfacht dargestellt und erfolgt hier als Umsortierung der acht Datenworte in der Reihenfolge: I-V-II-VI-III-VII-IV-VIII, wodurch in der Regel längere Folgen des gleichen logischen Zustands schon verhindert werden. Durch die Invertierung dieses SNRZ-Codes dergestalt, dass jede „1“ in der Taktmitte zu einem Wechsel von „High“ nach „Low“ und umgekehrt führt (während bei „0“ der jeweilige Wert beibehalten wird) entsteht der endgültige SNRZI-Code. Er gestattet die Ableitung des Taktes aus der Übertragung selbst, unabhängig von den Bitwerten.

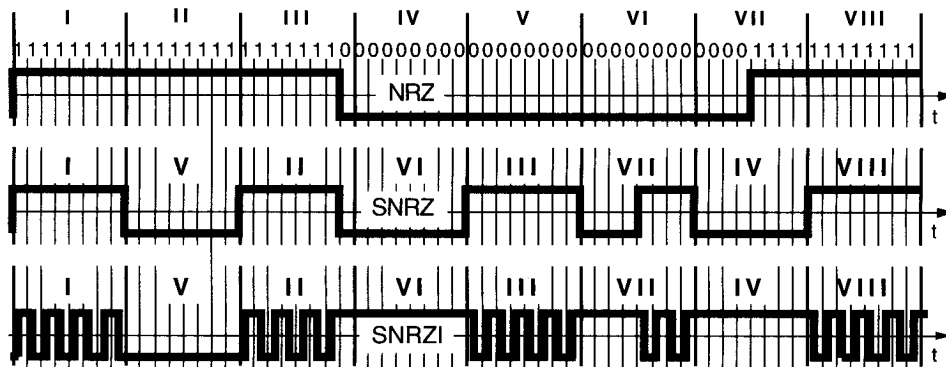


Bild: Umwandlung des NRZ-Codes zum SNRZI-Code

Digitalisierung von Composite- und Komponentensignalen

Digitalisierung von Composite-Signalen (hier: PAL)

Die Digitalisierung von Composite-Signalen hat eine lange Tradition. Schon in den späten sechziger Jahren arbeiteten die ersten TBC-Geräte (Time-Base-Corrector oder Zeitfehler-Ausgleicher) mit digitalisierten Composite-Signalen. Schriftgeneratoren und Normwandler folgten. Später wurde in den analogen 1“-MAZ-Geräten digitale Signalaufbereitung durchgeführt - wengleich zu dieser Zeit noch nicht digital aufgezeichnet werden konnte. Dies wurde erst in den achtziger Jahren möglich. Interessanterweise geschah dies zunächst in Komponentenform (DI) und erst später - als billigere Version, die auch längere Spielzeiten ermöglichte - mit dem D2-System in Composite-Form.

Die Abtastung eines Composite-Signals orientiert sich zweckmäßigerweise an der Farbhilfsträgerfrequenz f_{\sim} . Der Takt für die Abtastung wird dabei in der Regel aus der Farbhilfsträgerschwingung selbst abgeleitet und garantiert die optimal phasen-richtige Abtastung dieser in ihrem Phasenverhalten so kritischen Schwingung (s. Phasenfehler bei NTSC u. PAL). Zu Beginn der digitalen Composite-Signalverarbeitung lag das Verhältnis Farbhilfsträgerfrequenz zu Abtastfrequenz bei 3:1. Später, als leistungsfähigere Zwischen- und Endspeicher einen höheren Datendurchsatz erlaubten, wurde ein höheres Verhältnis (4:1) gewählt, so dass heute für PAL-Signale gilt:

$$F_{\text{ABTAST}} = 4 \times f_{\text{SC}} = 4 \times 4,433 \dots \text{MHz} \sim 17,73 \text{ Mhz}$$

Sowohl für das D2-(Sony) als auch für das D3-Format (Panasonic) gilt:

8-Bit-Quantisierung

Datenrate = 8Bit x 17,73 MHz ~ 142 Mbit/s (aktive Bilddaten: ca. 119 Mbit/s)

Die Quantisierung erfasst das ganze Signal, der „Sync“ wird in Amplitude und Timing vollständig dargestellt. Über die gesamte Zeile werden 1135 Abtastwerte gewonnen, davon 948 während der aktiven Bildzeile und 187 während der Austastlücke.

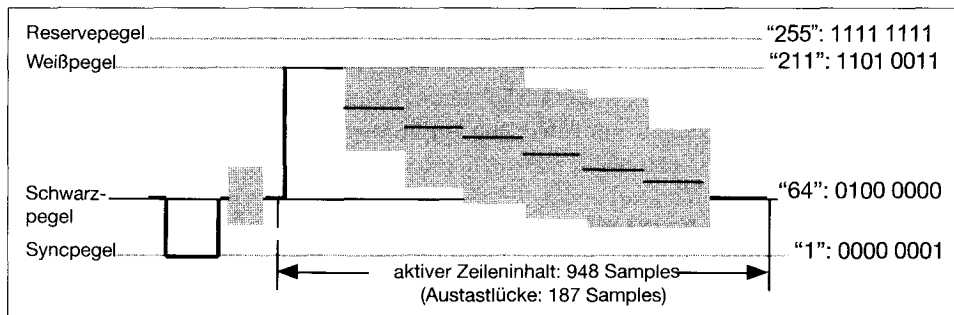


Bild: Composite-Quantisierung

Aufgrund der rasanten Entwicklung der digitalen Komponentenverarbeitung gemäß CCIR 601 zeichnet sich das Ende der digitalen Composite-Verarbeitung ab.

„CCIR-Recommendation 601“ („ITU-R BT 601“ bzw. „EBU Tech. 3267-E“) für 4:2: 2- Komponentensignale

Die CCIR (International Radio Consultative Committee), eine mittlerweile in der ITU (International Television Union) aufgegangene Organisation, beschäftigte sich, auf überstaatlicher Ebene, mit allen Fragen des Rundfunk- und Fernsehwesens. Ihre Ergebnisse gab sie in Form von sogenannten „Recommendations“ heraus -Empfehlungen, die zwar keinen formal bindenden Charakter aber dennoch einen hohen Stellenwert hatten. Wenn hier trotzdem von Normen gesprochen wird, dann deshalb, weil es dem allgemeinen Sprachgebrauch entspricht. Auch soll zum jetzigen Zeitpunkt der eingeführte Begriff CCIR 601 weiter verwendet werden.

In den achtziger Jahren wurden von einem Gremium der CCIR in der Rec. 601 Parameter für eine digitale Studionorm auf Basis von Komponentensignalen erarbeitet und 1986 in Dubrovnik veröffentlicht. Die Parameter sollten - so eine Hauptforderung - im Sinne einer weltweiten Anwendung möglichst viele Gemeinsamkeiten für die Digitalisierung sowohl von 525- als auch von 625-Zeilen-Video beinhalten.

Abtastung und Bandbreite

Unter diesem Gesichtspunkt ergab sich bezüglich der Abtastfrequenz die Forderung nach einem gemeinsamen ganzzahligen Vielfachen der jeweiligen Zeilenfrequenz. Durch eine solche ganzzahlige Verknüpfung von Abtast- und Zeilenfrequenz behalten die Abtastpunkte ihre Position innerhalb der Bildzeilen bei und „wandern“ nicht.

Das kleinste gemeinsame Vielfache ergibt sich zu:

$$\begin{aligned} - \text{„525 / 60“: } & 143 \times 29,94 \text{ (Bilder)/s} \times 525 = 2,25 \text{ MHz} \\ - \text{„625 / 50“: } & 144 \times 25 \text{ (Bilder)/s} \times 625 = 2,25 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Da diese Frequenz nicht das Abtasttheorem nach Shannon erfüllt, wurde nach einem Vielfachen dieser Frequenz gesucht und zu 3 bzw. 6 festgelegt. Somit ergibt sich für die Abtastfrequenzen:

$$Y: F_{\text{Abtast}} = 6 \times 2,25 \text{ MHz} = 13,50 \text{ MHz}$$

$$C: F_{\text{Abtast}} = 3 \times 2,25 \text{ MHz} = 6,75 \text{ MHz}$$

Die entsprechend zulässigen Signalbandbreiten betragen:

$$Y_{\text{Bandbreite}} = 6 \text{ MHz}$$

$$C_{\text{Bandbreite}} = 3 \text{ MHz}$$

Anstelle das Verhältnis der Abtastraten zueinander mit „6:3:3“ zu bezeichnen, wird die 13,5 bzw. 6,75 MHz-Abtastung als „4:2:2“-Standard bezeichnet. Der Grund liegt in der historischen Entwicklung der Rec. 601 und ist nicht weiter von Bedeutung. Die ebenfalls geplanten 4:4:4- sowie 4:1:1-Standards spielen derzeit keine wesentliche Rolle.

Quantisierung

Bei der Verabschiedung der Rec. 601 wurde zunächst 8-Bit-Quantisierung festgelegt und 10-Bit-Quantisierung optional vorbereitet. Das DI -Format (1987) arbeitet noch mit acht, die neueren Formate Digital Betacam (1993), D5 (1993) und D6 (1994) schon mit 10 Bit.

Quantisierung mit 8 Bit

Die 8-Bit-Variante nach CCIR 601 ordnet der Luminanz zwischen Schwarz und Weiß (0-700 mV) 220 mögliche Werte zu und beschreibt diese Werte mit den Zahlen „16“ für Schwarz und „235“ für Weiß. Oberhalb und unterhalb dieser Maximalwerte verbleibt jeweils eine Aussteuerungsreserve, die die Werte „1“-„15“ bzw. „236“-„254“ umfasst.

Die Farbdifferenzsignale, könne durch die Differenzbildung R-Y bzw. B-Y sowohl positive als auch negative Werte annehmen. Sie werden mit 225 Werten beschrieben. Diese liegen zwischen „16“ und „240“, wobei der Wert „128“ der Nulllinie entspricht. Auch hier verbleiben Aussteuerungsreserven in den Werten „1“-„15“ sowie „241“-„255“.

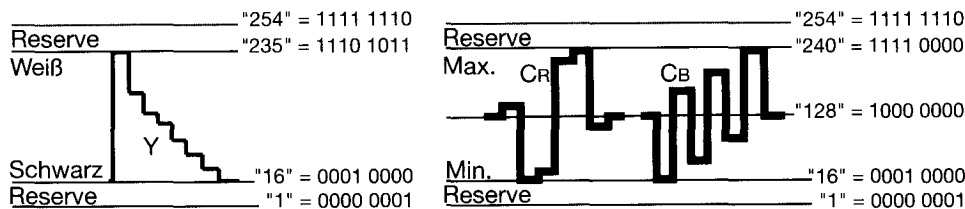


Bild: 8-Bit-Quantisierung nach CCIR 601

Die Werte „0“ (0000 0000) bzw. „255“ (1111 1111) stehen für Bilddaten nicht zur Verfügung. Sie werden als spezielle Codeworte für die Synchronisation benötigt.

Quantisierung mit 10 Bit

Die Quantisierung mit acht Bit wird als visuell ausreichend eingestuft. Dennoch sprechen eine Reihe von Gründen für eine höhere Quantisierung. Dies ist u.a. der Signal-Rausch-Abstand, der direkt mit der Quantisierung steigt. Außerdem erscheint es für die Signalverarbeitung im Studio sinnvoll, wenn die Feinheit der Signaldarstellung über das absolute Mindestmaß hinaus auch kritische Signalübergänge sicher bewältigt.

Die 10-Bit-Darstellung gestattet es 1024 Werte darzustellen, die aber nicht alle genutzt werden. Die Luminanz wird mit 877 Werten zwischen „65“ für Schwarz und „941“ für Weiß dargestellt. Die Reserven liegen zwischen „1“-„64“ und „942“- 1022“, die Farbdifferenzsignale liegen zwischen „127“ und „897“, wobei „512“ der Nulllinie entspricht.

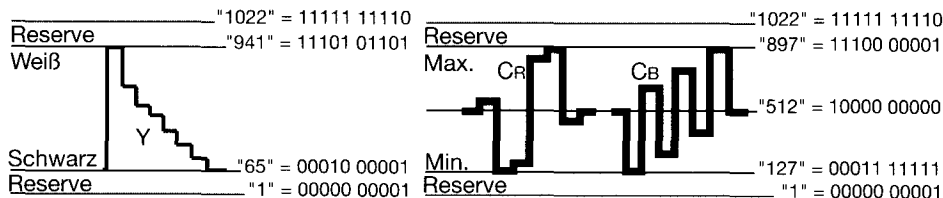


Bild: 10-Bit-Quantisierung nach CCIR 601

Die Werte „1023“ (11111 11111) und „0“ (00000 00000) werden auch hier für Synchronisationszwecke genutzt.

Datenrate

Die Luminanz (13,5 Millionen Datenworte/s) und die beiden Farbdifferenzsignale C_R und C_B (je 6,75 Millionen Datenworte/s) ergeben zusammen 27 Millionen Datenworte je Sekunde. Je nach Quantisierung liegt die serielle Eingangsdatenrate bei 8 bzw. 10 x 27

MBit/s. Die mittlerweile etablierte 10-Bit-Quantisierung ergibt 270 MBit/s. Auf den „n“-Leitungen des parallelen Interfaces verbleiben unabhängig von der Quantisierung 27 MBit/s pro Leitung.

Sowohl für 525- als auch für 625-Zeilensysteme legt CCIR 601 die gleiche Anzahl an aktiven Abtastwerten - nämlich *720 Luminanz- und 2x360 Farbdifferenzwerte (1440 Werte) je Zeile* fest. Hinzu kommen acht Datenworte zur Kennzeichnung des Zeilenbeginns und des Zeilenendes. Diese 1448 Datenworte je Zeile ergeben eine *aktive Datenrate* von ca. 226 MBit/s bei 10-Bit-Quantisierung und von ca. 180 MBit/s bei 8-Bit-Quantisierung.

Neben dieser „aktiven“ Datenrate verbleibt ein Datenstrom von etwas mehr als 40 MBit/s innerhalb der horizontalen Austastlücke. Diese Daten werden kontinuierlich ausgegeben, ohne dass darin eine wesentliche Information steckt. Dies wird v.a. für den Transfer der Audio-Daten („embedded audio“) genutzt. Die digitalen MAZ-Formate gestatten die Aufzeichnung von bis zu 12 (üblicherweise 4) hochwertigen Audio-Kanälen, die, mit 48 kHz abgetastet und mit 20 Bit quantisiert, jeweils einen Datenstrom von etwa 1 MBit/s erzeugen. Diese Daten werden während der horizontalen Austastlücke ausgegeben. Dieser Austausch von „Austastdaten“ gegen Audio-Daten ist im Rahmen der CCIR 601 bislang nicht geregelt. Allerdings existieren diesbezügliche Herstellerabsprachen.

Zusätzlich werden die Audio-Daten auch noch über die digitale Audio-Schnittstelle nach AES/EBU-Norm (AES: Audio Engineering Society, EBU: European Broadcast Union) ausgegeben.

Multiplexstruktur $Y-C_R-C_B$

Auf zwei Abtastwerte für die Luminanz kommt jeweils ein Wertepaar für die Farbdifferenzsignale. CCIR 601 regelt die Zugehörigkeit von Luminanz- und Farbdifferenzwerten so, dass das Wertepaar der Farbdifferenzsignale jeweils den geradzahigen Luminanz-Werten zugeordnet wird. Damit ergibt sich folgende Struktur:

$$C_{B0}, Y_0, C_{R0}, Y_1, C_{B1}, Y_2, C_{R1}, Y_3, C_{B2}, Y_4, C_{R2}, Y_5, \dots$$

Durch die Zuordnung der Farbdifferenzwerte zu den geradzahigen Luminanz-Werten betragen die Farbdifferenz-Indizes immer die Hälfte der lagegleichen Luminanz-Indizes.

Synchronisation mit Hilfe von Timing Referenz-Signalen (TRS)

In der analogen Video-Signalverarbeitung werden die Video-Signale über den „Sync“-Impuls auf der vorderen Schwarzschulter sowie eine spezielle „Sync“-Impulsfolge zu Beginn der beiden Halbbilder synchronisiert. Da die „Sync“-Impulse bei der Abtastung nach CCIR 601 nicht dargestellt werden, wird ein eigenes System zur Synchronisation erforderlich, das Beginn und Ende des aktiven Zeileninhalts und die Stellung der Zeile innerhalb des Video-Bildes kennzeichnet - das TRS-System.

Es dient neben der Synchronisation auf einen gemeinsamen Studiotakt v.a. der Trennung des „aktiven“ Zeileninhalts von der horizontalen Austastlücke und als Bezug für das „demultiplexing“ - den inversen Multiplex-Vorgang - der Komponentendaten.

Die digitalen Timing Referenz Signale bestehen aus jeweils vier Datenworten zu Beginn und am Ende des aktiven Zeilenbereichs. Diese Datenworte werden bezeichnet als SAV (*Start of Active Video*) und EAV (*End of Active Video*). Um sie als TRS-Signal zu kennzeichnen, beinhalten sie im 8-Bit-Verfahren die beiden Datenworte „0“ und „255“ sowie im 10-Bit-Verfahren die entsprechenden Worte „0“ und „1023“, die für die Quantisierung ausgeklammert wurden. Die gesamte Sequenz sieht folgendermaßen aus:

8-Bit-Verfahren: 1111 1111 0000 0000 0000 0000 1 FVH P₃P₂P₁P₀

10-Bit-Verfahren: 1111 1111 11 0000 0000 00 0000 0000 00 1 FVH P₃P₂P₁P₀ 00

Das vierte Wort bezeichnet mit Hilfe der Variablen F, V, und H folgende timing-relevanten Zustände:

F: „0“ während des ersten Halbbildes „1“ während des zweiten Halbbildes

V: „0“ während der aktiven Bildzeilen „1“ während der vertikalen Austastung

H: „0“ zu Beginn des aktiven Zeileninhalts „1“ zum Ende des aktiven Zeileninhalts

P₃P₂P₁P₀ bilden eine Prüfsumme zum Fehlerschutz innerhalb des vierten Datenwortes. Sie sind in einer Tabelle mit 2[~]=8 möglichen FVH-Varianten festgelegt und für jede FVH-Variante so gewählt, dass die Summe der „1“-Zustände in den sieben Bits (FVH P₃P₂P₁P₀) immer gleich vier ist (Ausnahme: FVH=000, dann P₃P₂P₁P₀=0000).

Auf diese Weise wird die Richtigkeit der FVH-Bits wirkungsvoll überprüft. Tritt ein Fehler auf, so wird die Steuerlogik zunächst in der logischen Reihenfolge der vorangegangenen Zeilen fortfahren bis zum nächsten, als richtig erkannten, Codewort, um dann dieses als neue gültige Referenz zu übernehmen. Der Aufwand liegt begründet in der enormen Wichtigkeit dieser TRS-Daten für den korrekten Bildaufbau.

Ein beliebige aktive Zeile im zweiten Halbbild eines mit zehn Bit quantisierten Video-Bildes wird als SAV-Signal folgende Sequenz zeigen:

1111 1111 11 0000 0000 00 0000 0000 00 1 100 0111 00

Entsprechend zeigt eine beliebige Zeile in der vertikalen Austastlücke des ersten Halbbildes (Zeile 624 - bis Zeile 23) eines mit acht Bit quantisierten Video-Bildes als EAV:

1111 1111 0000 0000 0000 0000 1 011 0110

Die folgende Graphik zeigt die Lage der indizierten Abtastwerte innerhalb der Zeile.

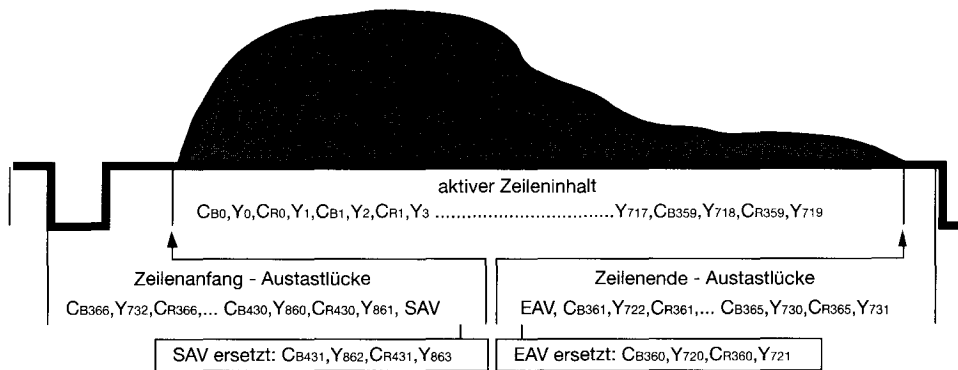


Bild: Die Lage der digitalen Abtastwerte innerhalb der Zeilenstruktur des 625-Zeilensystems

Die Indizierung wurde dabei so gewählt, dass die Samples mit dem Laufindex 0 zu Beginn des aktiven Zeileninhalts liegen. Das bedingt in der Folge eine durchlaufende Indizierung über das Zeilenende hinweg, hat aber den Vorteil, dass die aktiven Daten sowohl in 625- wie auch in 525-Zeilensystemen die gleichen Indizes aufweisen.

Die digitalen Schnittstellen

Da die Texte der CCIR/ITU/EBU nicht im Buchhandel erhältlich sind, sollen hier einige wesentliche technische Merkmale der Schnittstellen erwähnt werden, die zum Teil schon in anderen Zusammenhängen beschrieben wurden. Basis dieser Beschreibung ist das EBU-Dokument Techn. 3267-E (Stand Jan. 1992), das auf der Grundlage von CCIR 601 und CCIR 656 die europäische 625/50-Variante beschreibt.

Beide Schnittstellen sind für die Datenübermittlung in jeweils eine Richtung konzipiert. Entsprechend haben allen Geräte die sowohl Daten senden als auch Daten empfangen sollen (Recorder, Mischpulte, Digitale Video-Effektgeräte -DVE ...) parallele und serielle Ein- und Ausgänge.

Bei der seriellen Datenübermittlung wird immer das LSB zuerst - das MSB zuletzt übertragen. Für beide Schnittstellen gilt, dass in den offiziellen Dokumenten keine Regelungen bezüglich der Übertragung von Audiodaten über die Schnittstellen getroffen werden. Diese Lücke wurde durch Absprachen der Hersteller (Sony, Panasonic, BTS u.a.) geschlossen.

Wird ein 8-Bit-Interface mit 10-Bit-Datenworten angesteuert, so finden nur die 8 MSB - die acht höchstwertigen Bits - Verwendung.

Bei der Ausgabe über die Interfaces erfolgen keine Maßnahmen zum Fehlerschutz.

Die parallele Schnittstelle

Der Takt der Datenübertragung beträgt 27 MHz.

Der Kanalcode der parallelen Schnittstelle ist der NRZ-Code (Einschub 5). Die „1“ wird durch einen positiven, die „0“ durch einen negativen Spannungszustand dargestellt. Der nominelle Ausgangspegel (Spitze-Spitze) liegt zwischen 0,8 Volt und 2,0 Volt an 110 Ohm.

Als Anschlussarmaturen fungieren 25-polige Sub-Miniatur-D-Stecker, die elf, in sich verdrillte und symmetrisch angeschlossene, Leitungspaare aufnehmen. Die Laufzeitdifferenz zwischen den einzelnen Leitungspaaren sollte unter 5 ns liegen.

Die serielle Schnittstelle

Der Takt der Datenübertragung beträgt 270 MHz.

Der Kanalcode der seriellen Schnittstelle ist der SNRZI-Code (Einschub 5). SNRZI-„High“ bewirkt einen positiven, SNRZI-„Low“ einen negativen Spannungszustand. Der nominelle Ausgangspegel (Spitze-Spitze) liegt zwischen 0,72 und 0,88 Volt an 75 Ohm.

Als Anschlussarmaturen sind BNC- oder vergleichbare Steckverbindungen vorgesehen, die einen linearen Frequenzgang bis 500 MHz aufweisen müssen. Für eine verbesserte elektromagnetische Verträglichkeit wird die Verwendung des neuen „BNC+“-Steckers empfohlen. Für Verkabelungen, die auch den Anforderungen eines seriellen Datenstroms hochauflösender Signale (HDTV) gewachsen sind, wurde von der Firma „Damar und Hagen“ eine neues Stecksystem entwickelt, das bis in den Gigahertz-Bereich die Nennimpedanz von 75 Ohm garantiert. Die zugehörigen Kabel sollen 75 Ohm Nennimpedanz und zwischen 10 Hz und 270 MHz eine Dämpfung von weniger als 15 dB aufweisen.

Vergleich der 601-Parameter zwischen der 525- und 625-Zeilenorm

Parameter	525 Zeilen / 60 Halbbilder	625 Zeilen / 50 Halbbilder
1. Kodierte Signale	Komponentensignale Y, C _R , C _B	
2. Abtaststruktur	zeilenweise; Y, C _R , C _B in lagegleicher Zuordnung C _{B0} , Y ₀ , C _{R0} , Y ₁ , C _{B1} , Y ₂ , C _{R1} , Y ₃ , C _{B2} , Y ₄ , C _{R2} , Y ₅ ,	
3. Abtastfrequenz	Abtastung der Luminanz-Signale: 13,5 MHz Abtastung der Farbdifferenzsignale: 6,75 MHz	
4. Gesamtdatenrate	270 MBit/s	
5. Aktive Datenrate	ca. 227 MBit/s	ca. 225 MBit/s
6. Anzahl der Abtastwerte je Zeile	Luminanz-Werte: 858 Farbdifferenzwerte: 429	Luminanz-Werte: 864 Farbdifferenzwerte: 432
7. Anzahl der aktiven Abtastwerte je Zeile	Luminanz-Werte: 720 Farbdifferenzwerte: 360	
8. Anzahl der Abtastwerte vom Ende der aktiven Zeile bis zum H-„Sync“	Luminanz-Werte: 16 Farbdifferenzwerte: 8	Luminanz-Werte: 12 Farbdifferenzwerte: 6
9. Anzahl der Abtastwerte vom H-„Sync“ bis Anfang der aktiven Zeile	Luminanzwerte: 122 Farbdifferenzwerte: 61	Luminanzwerte: 132 Farbdifferenzwerte: 66
10. Zuordnung der Amplitudenwerte bei 8-Bit-Quantisierung	8-Bit-Luminanz-Signale mit 220 Stufen von: 16–220, Reserven: 1–15, 221–254 8-Bit-Farbdifferenzsignale mit 225 Stufen von: „16“–„240“, 0-Linie: „128“, Reserven: „1–15“, „226–254“	
11. Zuordnung der Amplitudenwerte bei 10-Bit-Quantisierung	10-Bit-Luminanz mit 878 Stufen von: „64“–„941“, Reserven: „1–63“, „942“–„1023“ 10-Bit-Farbdifferenzsignale mit 770 Stufen von: „127“–„897“, 0-Linie: „512“, Reserven: „1“–„126“, „898“–„1023“	
12. Digitaler „Sync“	Start of Active Video (SAV) and End of Active Video (EAV) werden mittels der nicht genutzten Quantisierungslevels gekennzeichnet: „0“ und „255“ bzw. „0“ und „1023“	

Tabelle: Vergleich der CCIR -Parameter zwischen der 525/60- und 625/50-Norm

Extended CCIR 601 - Komponentenverarbeitung für das 16:9-Bildformat

Im Zeichen der Diskussion und den Bestrebungen zum Erreichen des 16:9-Bildformates, wurde auch über die diesbezüglichen Konsequenzen für die digitale Bildverarbeitung nachgedacht. Ein durchgehend analog übertragenes 4:3-Bild erreicht eine horizontale (Luminanz-)Auflösung von etwa 520 vertikalen Linien. Rechnet man dies auf ein - um den Faktor 1,33 breiteres - 16:9-Bild um, so erhält man knapp 700 Linien pro Zeile.

Der CCIR 601-Standard kann bei 13,5 MHz Sampling-Frequenz eine analoge Signalbandbreite bis 6 MHz verarbeiten, was einer horizontalen Auflösung von etwas über 620 Linien entspricht. Auf den ersten Blick erscheint dieser Standard also nicht ausreichend für 16:9-Formate. Die Konsequenz einiger Hersteller war eine Konzeption mit höherer Abtastfrequenz, die mit „Extended CCIR 601“ bezeichnet wurde.

Extended CCIR 601 sieht eine Abtastung mit 18 bzw. 9 MHz und somit 960 bzw. 480 aktive Bildpunkte je Zeile vor. Um die erhöhte Datenrate bewältigen zu können, wurde

ungeachtet der Entwicklung zur 10-Bit-Quantisierung eine Quantisierung mit acht Bit beibehalten. Das D5-Format der Firma Panasonic ist in der Lage, neben den herkömmlichen 13,5 MHz/10-Bit-Signalen auch 18 MHz/8-Bit-Signale aufzuzeichnen. Allerdings kann insgesamt nicht von einem - über alle Produktionsstufen -durchgängigen Geräteprogramm gesprochen werden. Dass dieses nicht entwickelt wurde, lag u.a. an der Meinungsbildung der öffentlich-rechtlichen Anstalten dahingehend, dass CCIR 601 für die Verarbeitung von 16:9-Signalen noch ausreichend sei, eine Auffassung, die dann 1992 im „EBU-Statement D72-1992“ festgeschrieben wurde. Somit wird Extended CCIR 601 wohl eine bloße Episode auf dem Weg zur digitalen Fernsehwelt von morgen bleiben.

Zusammenfassung

Digitale Composite-Technik arbeitet mit einer Abtastfrequenz, die dem Vierfachen der Farbträgerfrequenz entspricht (PAL: 17,73 MHz) und quantisiert mit 8 Bit. Ihre Bedeutung nimmt seit der Durchsetzung des Komponentenstandards CCIR 601 stark ab.

Die digitale Komponententechnik nach CCIR 601 wird heute als weltweiter Standard anerkannt. Die Parameter sind so gewählt, dass eine weitgehende Übereinstimmung zwischen den digitalen 525/60- und 625/50-Daten erreicht wurde. Sie können im einzelnen der Tabelle 9.1 entnommen werden.

Extended CCIR 601, als Reaktion auf das 16:9-Bildformat konzipiert - wird nicht standardisiert, da die Parameter der CCIR 601 als ausreichend für 16:9 angesehen werden.

Einschub 6: Begriffsklärung: „4:2:2“, „4:4:4“, „4:1:1“ sowie „4:2:0“

Die fortschreitende technische Entwicklung verlangt zur Bezeichnung bestimmter Sachverhalte nach immer neuen Begriffen, die nicht selten als eine Ableitung aus schon eingeführten Begriffen entstehen. Dabei kommt es vor, dass das Verständnis eines eingeführten Begriffes durch eine solche Ableitung plötzlich in Frage gestellt wird. So herrscht bei den Bezeichnungen, die die Abtastratenverhältnisse digitaler Video-Signale beschreiben, mittlerweile eine große Unsicherheit über die tatsächliche Aussage der verschiedenen Bezeichnungen.

Weiter vorne wurde die Festlegung der Abtastfrequenz für die CCIR-Rec. 601 beschrieben. Die Abtastfrequenz ergibt sich danach als gemeinsames Vielfaches der Zeilenfrequenzen bei 525- und 625-Zeilensystemen. Dabei wird aus historischen Gründen das Verhältnis der Abtastraten für Luminanz- und Farbdifferenzsignale nicht - wie anzunehmen wäre - mit 6:3:3 bezeichnet, sondern mit 4:2:2.

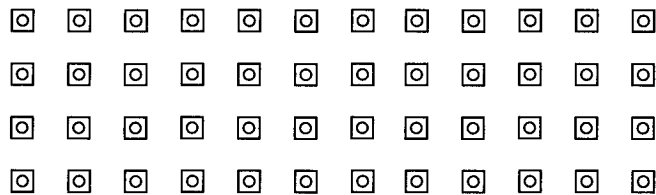


Bild: Lage der Luminanz- und Farbdifferenzpunkte bei 4:4:4-Abtastung - :)~ CR, CB

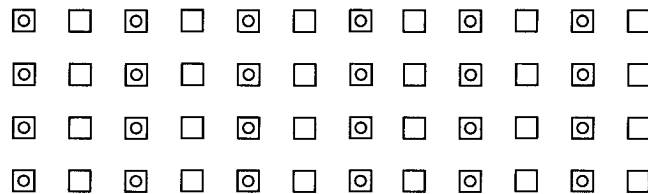


Bild: Lage der Luminanz- und Farbdifferenzpunkte bei 4:2:2-Abtastung- □: nur Y

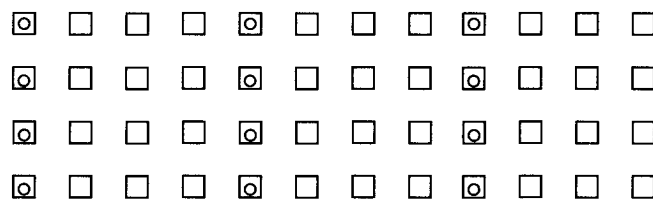


Bild: Lage der Luminanz- und Farbdifferenzpunkte bei 4:1:1-Abtastung

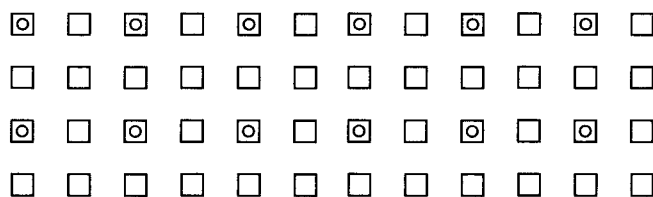


Bild: Lage der Luminanz- und Farbdifferenzpunkte bei 4:2:0-Abtastung

Der Wert „4“ bezeichnet die volle Horizontalauflösung des Luminanz-Signals, während die „2“-Werte für die halbe Horizontalauflösung der beiden Farbdifferenzsignale stehen. Alle drei beziehen sich ausschließlich auf die horizontale Auflösung innerhalb einer Zeile und gehen dabei davon aus, dass die vertikale Auflösung von Luminanz- und Farbdifferenzsignalen identisch ist. Diese Zuordnung wird gleichermaßen verwendet bei den Bezeichnungen „4:4:4“ und „4:1:1“. In den folgenden Bildern sind die Luminanz-Bildpunkte mit einem quadratischen und die beiden Farbpunkte zusammen mit einem runden Symbol dargestellt.

Im Rahmen der Datenreduktion bei MPEG wird eine Reduzierung der vertikalen

Farbauflösung eingeführt, so dass in jeder zweiten Zeile die Farbwerte weggelassen werden. Dadurch reduziert sich die Farbauflösung in diesen Zeilen naturgemäß auf „0“. Eine entsprechende Bezeichnung hätte z.B. lauten können: „4:2:2-4:0:0“. Letztlich wurde die Bezeichnung „4:2:0“ gewählt. Sie ist zu interpretieren in dem Sinn, dass bei jederzeit voller Luminanzauflösung („4“) die beiden Farbdifferenzsignale im zeilenweisen Wechsel einmal mit halber Horizontalauflösung vorliegen („2“) und in der nächsten Zeile gänzlich entfallen („0“).