

Repetitorium – Fernsehtechnik

von Rudolf Mäusl



ROHDE & SCHWARZ

Vorwort

Rudolf Mäusl, Professor an der Fachhochschule München, brachte in der Firmenzeitschrift „Neues von Rohde & Schwarz“ in einem mehrteiligen Repetitorium einen ausführlichen Überblick über den Stand der Fernsehtechnik zum Zeitpunkt der Abfassung der Artikelreihe.

Die ersten sieben Folgen des Repetitoriums entstanden in den Jahren 1977 bis 1979 und behandeln die Grundlagen der Aufnahme, Übertragung und Wiedergabe von Fernsehbildsignalen, bei Farbfernsehen ausführlich beschrieben nach dem PAL-Verfahren. In zwei Nachdrucken des Repetitoriums wurden weitere Kapitel hinzugenommen zu den Themen: HDTV, MAC- und HD-MAC-Verfahren, Satelliten-Fernsehsignalverteilung und PALplus. Diese Themen sind im Jahre 1998 zum Teil nicht mehr aktuell oder in einer Phase des Übergangs auf digitale Signalübertragung. Dem wird nun dadurch Rechnung getragen, dass in der vorliegenden Neuauflage des Repetitoriums ausführlich die Aufbereitung des digitalen Video-Studiosignals, die wesentlichen Datenkompressionsverfahren, der MPEG-2-Standard und die Verfahren bei der trägerfrequenten Übertragung des MPEG-2-Multiplexsignals nach dem DVB-Standard beschrieben werden.

Eine über diesen Rahmen hinausgehende, umfassendere Behandlung der Materie sowie der neuen Techniken und Verfahren findet sich in dem von Rudolf Mäusl nun in der zweiten Auflage verfassten Buch „Fernsehtechnik - Übertragungsverfahren für Bild, Ton und Daten“, erschienen im Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1995.

Inhalt

1	Übertragungsverfahren	5
	1.1 Bildabtastung	
	1.2 Zeilenzahl	
	1.3 Bildwechselfrequenz	
	1.4 Bandbreite des Bildsignals	
2	BAS-Signal	8
	2.1 Austastsignal	
	2.2 Synchronsignal	
3	Hochfrequente Übertragung des Bild- und Tonsignals	10
	3.1 Restseitenband-Amplitudenmodulation	
	3.2 Tonsignalübertragung	
	3.3 Fernsehsender und Schwarzweiß-Empfänger	
	3.4 Fernsehnormen	
4	Hinzunahme der Farbinformation	13
	4.1 Problematik	
	4.2 Grundlagen der Farbenlehre und Farbmatrik	
	4.3 Leuchtdichte- und Farbartsignal, Farbdifferenzsignale	
5	Übertragung des Farbartsignals mit Farbträger	18
	5.1 Festlegung der Farbträgerfrequenz	
	5.2 Modulation des Farbträgers	
	5.3 FBAS-Signal	
	5.4 NTSC-Verfahren	
	5.5 PAL-Verfahren	
	5.6 SECAM-Verfahren	
6	Farbbildaufnahme und -wiedergabe	26
	6.1 Prinzip der Farbbildaufnahme	
	6.2 Farbbildwiedergabe mit Loch- bzw. Schlitzmaskenröhre	
7	Blockschaltbild eines PAL-Farbfernsehempfängers	28
8	PALplus-System	30
	8.1 Spektrum des PAL-FBAS-Signals	
	8.2 Color-Plus-Verfahren	
	8.3 Kompatible Übertragung im Breitbildformat 16:9	
9	Digitales Video-Studiosignal	35
10	Datenreduktionsverfahren	37
	10.1 Redundanzreduktion beim Videosignal	
	10.2 Irrelevanzreduktion beim Videosignal	
	10.3 MUSICAM-Verfahren beim Audiosignal	
11	Video- und Audiocodierung nach dem MPEG-2-Standard	41
	11.1 Definition von Profiles und Levels bei MPEG-2-Video	
	11.2 Layers beim Videodatenstrom	
	11.3 Layers beim Audiodatenstrom	
	11.4 Paketierter Programm- und Transportstrom	
12	Übertragung des DVB-Signals	46
	12.1 Fehlerschutzmaßnahmen	
	12.2 Satellitenkanal	
	12.3 Kabelkanal	
	12.4 Terrestrischer Funkkanal	
13	Literatur	51

1 Übertragungsverfahren

Das Prinzip der Fernsehbildübertragung, hier bezogen auf die Schwarzweiß-Bildwiedergabe, lässt sich kurz folgendermaßen darstellen: Die optische Bildvorlage wird in kleine Bildelemente (Bildpunkte) aufgeteilt.

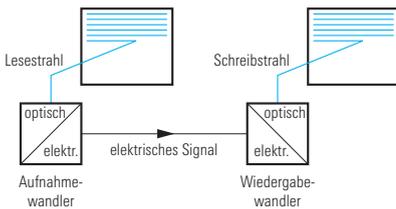


Bild 1
Prinzip der Fernsehbildübertragung.

Über einen optischelektrischen Wandler, meistens eine Kameraröhre, werden die einzelnen Bildpunkte nacheinander entsprechend ihrem Helligkeitsgrad in ein elektrisches Signal umgewandelt. Es folgt die Übertragung dieses Signals in seiner eigentlichen Frequenzlage oder moduliert auf einem hochfrequenten Träger. Empfangsseitig wird nach entsprechender Aufbereitung das elektrische Signal dem elektrisch-optischen Wandler, der Fernsehbildröhre, zugeführt und als ein Abbild der Helligkeitsverteilung der Bildvorlage wiedergegeben. Die kontinuierliche Übertragung von bewegten Bildvorlagen erreicht man – wie beim Kinofilm – durch Aufnahme einer Anzahl von Teilbildern.

1.1 Bildabtastung

Die Abtastung der Bildvorlage geht zeilenweise von links nach rechts und von oben nach unten vor sich (Bild 1). Der Abtaststrahl wird dazu horizontal und vertikal abgelenkt. Es wird ein Zeilenraster geschrieben. Damit sich Lesestrahle und Schreibstrahl gleichzeitig in richtiger Zuordnung auf den jeweiligen Bildpunkt über die Bildfläche bewegen, werden Synchronzeichen übertragen.

Der Abtastvorgang bringt die einzelnen Bildpunkte von der geometrischen in eine zeitliche Zuordnung. In der Darstellung nach Bild 2 wird vereinfachend davon

ausgegangen, dass der Abtaststrahl in vernachlässigbar kurzer Zeit an den linken Bildrand zurückkehrt. Im allgemeinen erhält man als Signalstrom eine sehr vielgestaltige Impulsfolge mit wechselndem zeitlichen Mittelwert, entsprechend dem mittleren Helligkeitswert der Bildvorlage. Dieser sowie auch sehr hohe Signalfrequenzkomponenten, bedingt durch feine Bilddetails, müssen dem Empfänger unverzerrt zugeführt werden. Daraus ergeben sich im Wesentlichen die notwendigen Eigenschaften des Übertragungssystems.

1.2 Zeilenzahl

Die Qualität des wiedergegebenen Bildes wird durch die Auflösung bestimmt. Die Auflösung ist um so besser, je höher die Zeilenzahl ist. Eine Mindestzeilenzahl ist notwendig, damit die Rasterstruktur nicht störend in Erscheinung tritt. Dies kann jedoch nur im Zusammenhang mit dem Betrachtungsabstand des Fernsehbildes und dem Auflösungsvermögen des menschlichen Auges erörtert werden.

Als optimalen Betrachtungsabstand findet man etwa den fünffachen Wert der Bildhöhe, womit sich ein Wert von $E/H = 5$ ergibt (Bild 3). Bei diesem Betrachtungsabstand soll die Zeilenstruktur gerade nicht mehr sichtbar sein, das heißt, es soll die Grenze des Auflösungsvermögens des menschlichen Auges erreicht werden. Der Grenzwinkel α beträgt unter normalen Bedingungen etwa $\alpha_0 = 1,5'$. Aus dem Ansatz:

$$\tan \alpha = \frac{H/Z}{D} \approx \alpha \quad (1)$$

mit $\alpha = \alpha_0 = 1,5'$ und $\tan \alpha_0 \approx 4 \cdot 10^{-4}$ erhält man folgende Näherungsformel zur Berechnung der Mindestzeilenzahl:

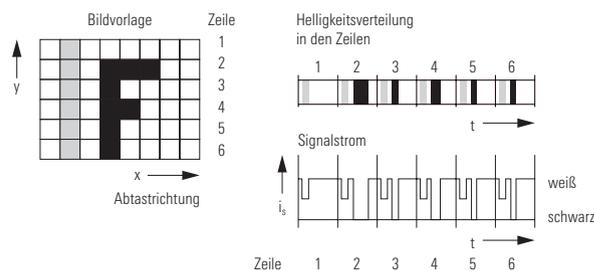


Bild 2
Zeitlicher Verlauf des Signalstroms bei zeilenweiser Abtastung einer Bildvorlage.

$$Z = \frac{2500}{E/H} \quad (2)$$

Das bedeutet bei $E/H = 5$ eine Anzahl von $Z = 500$ sichtbaren Zeilen [1]. Nach der CCIR-Norm wurde ein Wert von 625 Zeilen für die gesamte Rasterfläche festgelegt, wovon wegen des vertikalen Strahlrücklaufes etwa 575 Zeilen im sichtbaren Bildfeld liegen (Nordamerika und Japan 525 Zeilen, davon etwa 475 sichtbar).

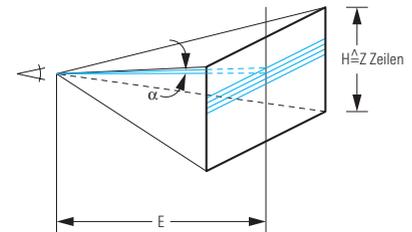


Bild 3
Sehwinkel bei der Betrachtung eines Fernsehbildes.

1.3 Bildwechselfrequenz

Bei der Festlegung der Bildwechselfrequenz sind die physiologischen Eigenschaften des menschlichen Auges zu berücksichtigen. Zunächst muss man davon ausgehen, dass zur Wiedergabe eines kontinuierlichen, schnellen Bewegungsvorgangs eine bestimmte Mindestteilbildfrequenz erforderlich ist, damit keine störenden Diskontinuitäten entstehen. Ein Wert von 16 bis 18 Teilbildern pro Sekunde, wie etwa in der Schmalfilmtchnik üblich, stellt die untere Grenze der Teilbildfrequenz dar. Beim Kinofilm arbeitet man mit 24 Teilbildern pro Sekunde. Dieser Wert könnte auch beim Fernsehen übernommen werden, doch es wurde hier mit Rücksicht auf eine Verknüpfung mit der Netzfrequenz ein Wert

von $f_w = 25$ Hz bei 50 Hz Netzfrequenz gewählt und entsprechend 30 Hz bei 60 Hz Netzfrequenz in Nordamerika und Japan.

Die Bildwechselfrequenz von 25 Hz reicht jedoch für eine flimmerfreie Bildwiedergabe nicht aus. Dieses Problem galt es auch beim Kinofilm zu lösen, wo durch eine sogenannte Flimmerblende die Projektion jedes Einzelbildes einmal unterbrochen wird und somit der Eindruck der doppelten Bildwechselfrequenz entsteht.

Beim Fernsehen ist dies nicht möglich, hier hat man jedoch eine Lösung mit dem „Zeilenprungverfahren“ gefunden. Die Zeilen des gesamten Rasters werden auf zwei Halbraster aufgeteilt, die ineinander verschachtelt sind und die zeitlich nacheinander übertragen werden. Jedes Halbraster enthält $Z/2$ Zeilen und läuft in der Zeit $T_w/2$ ab. Das bedeutet, dass dem 1. Halbraster die Zeilen 1, 3, 5,... und dem 2. Halbraster die Zeilen 2, 4, 6,... zugeschrieben werden (geometrische Zeilennumerierung, Bild 4).

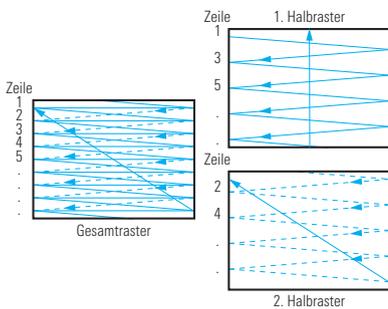


Bild 4
Aufteilung des Gesamtrasters beim Zeilenprungverfahren.

Bei der Wiedergabe der beiden Halbraster muss dafür gesorgt werden, dass diese genau ineinander geschrieben werden, da andernfalls durch eine Paarigkeit der Zeilen das Halbraster sehr störend hervortreten würde. In einem System mit ungerader Zeilenzahl, beispielsweise bei 625 Zeilen, findet der Übergang vom 1. zum 2. Halbraster nach der Hälfte der letzten Zeile des 1. Halbrasters statt. Man erspart sich in diesem Fall ein besonderes Hilfssignal zum periodischen Versatz der beiden Halbraster. In Abschnitt 2.2 wird hierauf noch eingegangen.

Statt 25 Vollbilder mit je 625 Zeilen werden also 50 Halbbilder mit je $312\frac{1}{2}$ Zeilen übertragen. Es ergibt sich somit eine Halbbildwechselfrequenz (Rasterwechselfrequenz) oder Vertikalfrequenz von $f_v = 50$ Hz. Daraus leitet sich eine Zeilenwechselfrequenz oder Horizontalfrequenz ab von

$$f_h = 25 \cdot 625 = 50 \cdot 312\frac{1}{2} = 15\,625 \text{ Hz.}$$

Die Periodendauer der Horizontalablenkung beträgt $T_h = 64 \mu\text{s}$, die der Vertikalablenkung $T_v = 20$ ms. Horizontal- und Vertikalfrequenz müssen synchron und phasenstarr miteinander verkoppelt sein. Man erreicht dies durch Ableitung der beiden Frequenzen aus der doppelten Horizontalfrequenz (Bild 5).

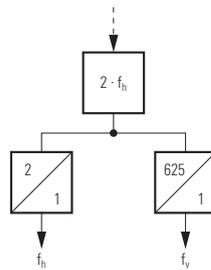


Bild 5
Verkopplung der Horizontal- und Vertikalablenkfrequenz beim Zeilenprungverfahren nach dem CCIR-Standard.

1.4 Bandbreite des Bildsignals

Die Auflösung des zu übertragenden Bildes wird durch die Zeilenzahl bestimmt. Bei gleicher Auflösung in horizontaler und vertikaler Richtung ist die Bildpunktweite b gleich dem Zeilenabstand a (Bild 6).

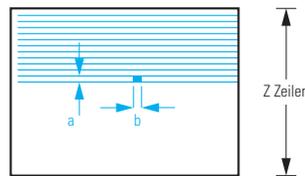


Bild 6
Auflösung der Bildvorlage durch das Zeilenraster.

Der Abtaststrahl muss nach Durchlaufen jeder Zeile und jedes Teilbildes wieder zurückgeführt werden. Dazu sind Rücklaufzeiten notwendig. Während des Strahlrücklaufes werden sowohl der

Lese- als auch der Schreibstrahl ausgeblendet.

Die benötigten Rücklaufzeiten, bezogen auf die Periodendauer T_h der Horizontalablenkung beziehungsweise T_v der Vertikalablenkung, sind in Bild 7 angegeben.

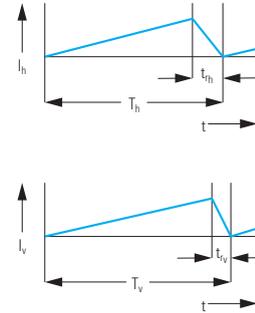


Bild 7
Periodendauer der Horizontal- und Vertikalablenkung mit Rücklaufzeiten.

Sie betragen gemäß CCIR-Norm:

$$T_{r_h} = 0,18 \cdot T_h = 11,52 \mu\text{s},$$

$$t_{r_v} = 0,08 \cdot T_v = 1,6 \text{ ms.}$$

Von der gesamten Zeilenperiodendauer T_h steht somit zur Übertragung des Bildinhalts nur die Zeit $T_h \cdot (1 - 0,18) = 52,48 \mu\text{s}$ und von der gesamten, der Periodendauer $T_w = 2 \cdot T_v$ des Rasterwechsels zugeordneten Zeilenzahl Z nur der Anteil $Z \cdot (1 - 0,08) = 575$ Zeilen zur Bildübertragung zur Verfügung. Man erhält damit für das sichtbare Bildfeld eine reduzierte Rasterfläche (Bild 8).

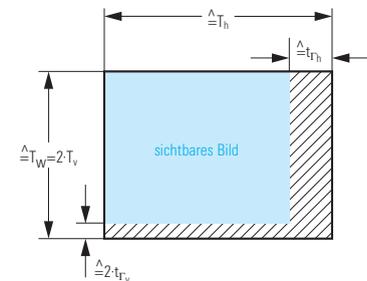


Bild 8
Durch Rücklaufzeiten reduzierte Rasterfläche.

Aus optisch-ästhetischen Gründen wählt man für das sichtbare Bild ein rechteckiges Format mit einem Verhältnis der Seiten von 4:3. Bei gleicher Auflösung in

horizontaler und vertikaler Richtung berechnet sich hieraus eine Bildpunktanzahl pro Zeile von

$$\frac{4}{3} \cdot 625 \cdot (1 - 0,08) = 767$$

und die gesamte Anzahl der Bildpunkte pro Bild von

$$\frac{4}{3} \cdot 625 \cdot (1 - 0,08) \cdot 625 \cdot (1 - 0,08) = 440\,833$$

Diese Anzahl der Bildpunkte wird übertragen während einer Zeit von

$$64 \mu\text{s} \cdot (1 - 0,18) \cdot 625 \cdot (1 - 0,08) = 30,176 \text{ ms.}$$

Somit ergibt sich die Zeit T_{BP} zum Durchlaufen eines Bildpunktes zu

$$T_{BP} = \frac{30,176 \text{ ms}}{440\,833} = 0,0684 \mu\text{s}$$

Die höchste Bildsignalfrequenz tritt auf, wenn helle und dunkle Bildpunkte auf-

einanderfolgen (Bild 9). Es ist dann die Periodendauer des Bildsignals

$$T_B = 2 \cdot T_{BP} = 0,137 \mu\text{s.}$$

Wegen des endlichen Durchmessers des Abtaststrahls ergibt sich eine Verschleifung der Hell-Dunkel-Kante, so dass es genügt, die Grundschiwingung des rechteckförmigen Bildsignals zu übertragen. Dies führt zu einer maximalen Bildsignalfrequenz von

$$f_{B_{\max}} = \frac{1}{T_B} = 7,3 \text{ MHz}$$

Unter Berücksichtigung eines endlichen Strahldurchmessers ergibt sich schließlich noch eine gegenüber dem Ansatz verminderte Vertikalauflösung, die durch den sogenannten Kell-Faktor K ausgedrückt wird. Mit einem Wert für K von etwa $2/3$ erhält man dann die Bandbreite des Bild oder Videosignals zu

$$B = 5 \text{ MHz.}$$

Dieser Wert ist auch in der CCIR-Norm festgelegt.

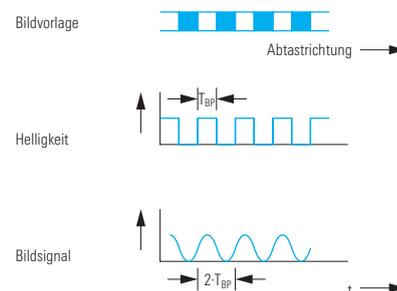


Bild 9

Verschleifung des Bildsignals als Folge des endlichen Strahldurchmessers.

LITERATUR

- [1] Theile, R.: Fernsehtechnik, Band 1: Grundlagen. Springer-Verlag, Berlin - Heidelberg, New York, 1973.

2 BAS-Signal

Unter dem BAS-Signal versteht man das komplette Fernsehsignal, das sich aus dem Bildsignal (B), dem Austastsignal (A) und dem Synchronsignal (S) zusammensetzt. Das Bildsignal ist bereits in Abschnitt 1 erläutert worden.

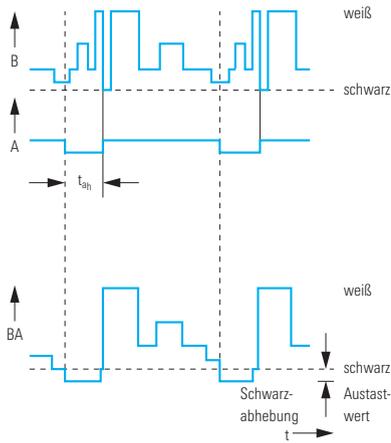


Bild 10
Horizontal-Austastsignal und Bildung des BA-Signals.

2.1 Austastsignal

Während des horizontalen und vertikalen Strahlrücklaufs wird das Bildsignal unterbrochen, es wird „ausgetastet“.

Der Signalpegel wird auf einem definierten Austastwert festgehalten. Dieser ist nahezu oder gleich dem Schwarzwert des Bildsignals. Auf eine früher noch vorgenommene Unterscheidung des Austastwertes vom Schwarzwert durch die Schwarzabhebung wird heute zugunsten einer besseren Ausnutzung des gesamten Pegelbereiches meistens verzichtet. Die Austastung erfolgt durch das Austastsignal, das aus den Horizontal-Austastimpulsen mit der Dauer

$$t_{ah} = 0,18 \cdot T_h$$

und den Vertikal-Austastimpulsen mit der Dauer

$$t_{av} = 0,08 \cdot T_v$$

gebildet wird. Das von der Bildsignalquelle kommende Signal wird so zum BA-Signal (Bild 10).

2.2 Synchronsignal

Damit das Fernsehbild am Empfänger synchron und rastergleich mit der Aufnahme wieder gegeben wird, werden Synchronsignale übertragen. Diese steuern die Ablenkeinrichtungen auf der Sende- und Empfangsseite. Pegelmäßig liegen die Synchronsignale unter dem Austastwert; sie entsprechen also einem Signalniveau „schwärzer als schwarz“ (Bild 11).

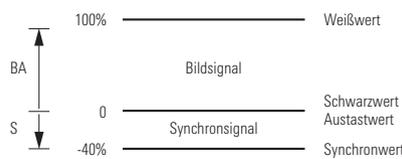


Bild 11
Aussteuerbereich des BAS-Signals.

In dem genannten Pegelbereich müssen Synchronsignale für die Horizontal- und Vertikalablenkung mit eindeutig unterscheidbaren Merkmalen übertragen werden. Dies erfolgt durch unterschiedliche Impulsdauer. Empfängerseitig ist damit und durch die unterschiedliche Folgefrequenz eine einfache Trennung in Horizontal- oder Zeilen-Synchronimpulse und Vertikal- oder Bild-Synchronimpulse möglich.

Das Horizontal-Synchronsignal wird über ein Differenzglied aus dem Synchronsignalgemisch ausgesiebt. Damit bestimmt die Vorderflanke des Impulses, dessen Dauer etwa $4,5 \mu\text{s}$ bis $5 \mu\text{s}$ beträgt, das Einsetzen der Synchronisierung, und zwar beim Strahlrücklauf. Die sogenannte vordere Schwarzschar bietet dabei die Sicherheit, dass der Zeilenrücklauf bestimmt in die Austastlücke t_{ah} fällt (Bild 12). Die hintere Schwarzschar dient als Bezugspegel. Sie wird aber auch für die Übertragung zusätzlicher Signale genutzt, zum Beispiel des Farb-Synchronsignals.

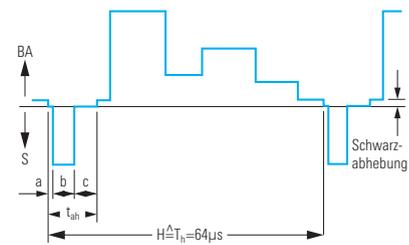


Bild 12
Horizontal-Synchronsignal.

Innerhalb der Vertikal-Austastlücke wird der Vertikal-Synchronimpuls übertragen. Er ist mit $2,5 H$ -Perioden ($2,5 \cdot 64 \text{ ms}$) wesentlich länger als der Horizontal-Synchronimpuls (etwa $0,07 H$ -Perioden).

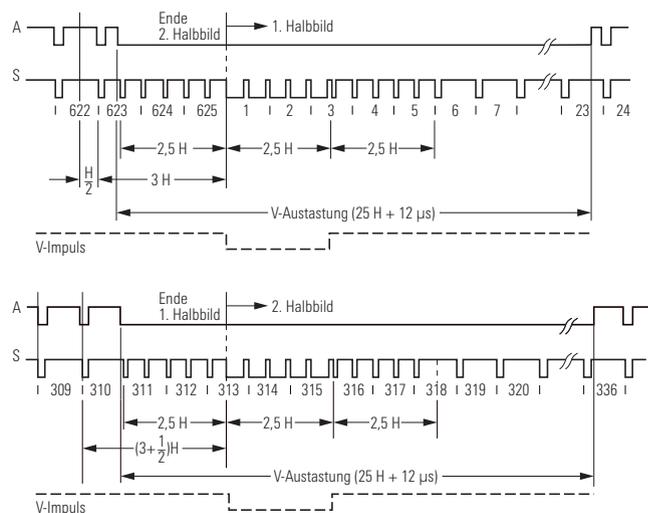


Bild 13
Vertikal-Synchronsignal mit Vor- und Nachimpulsen.

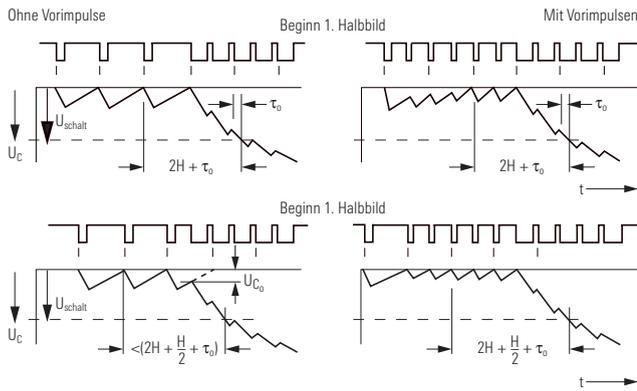


Bild 14

Bedeutung der Vorimpulse:

links: Integration des V-Synchronimpulses ohne Vorimpulse;
rechts: Integration des V-Synchronimpulses mit Vorimpulsen.

Damit die Folge der Horizontal-Synchronimpulse stetig bleibt, wird der Vertikal-Synchronimpuls im Abstand von $H/2$ kurz unterbrochen. Die in Bild 13 markierten Stellen erzeugen die für die Horizontal-Synchronisierung notwendigen Impulsflanken. Wegen des Halbzeilenversatzes der beiden Teilraster erfolgt die Unterbrechung im Abstand von $H/2$. Das Zeilensprungverfahren bedingt auch, dass der Vertikal-Synchronimpuls um $H/2$ relativ zum Horizontal-Synchronsignal von einem Halbbild zum ändern verschoben ist.

Nachdem der Vertikal-Synchronimpuls durch Integration aus dem Synchronsignalgemisch gewonnen wird, ergeben sich durch die Halbzeilenverschiebung in beiden Halbbildern unterschiedliche Anfangsbedingungen für den Integrationsvorgang (Bild 14, links). Dies könnte zu einer Paarigkeit der Rasterzeilen führen. Es werden deshalb dem eigentlichen Vertikal-Synchronimpuls fünf schmale Ausgleichsimpulse, die Vorimpulse oder Vorabtrabanten, jeweils im Abstand von $H/2$

vorausgeschickt, damit in jedem Halbbild gleiche Anfangsbedingungen für die Integration herrschen (Bild 14, rechts). In ähnlicher Weise sorgen fünf Nachimpulse für eine gleichmäßige Rückflanke der integrierten Vertikal-Teilimpulse.

Zur Zählweise der Zeilen in Bild 13 ist noch Folgendes zu sagen: In der Fernsehtechnik ist es üblich, die aufeinanderfolgend übertragenen Zeilen durchlaufend zu numerieren. Das 1. Halbbild beginnt mit der Vorderflanke des Vertikal-Synchronimpulses, und es weist $312\frac{1}{2}$ Zeilen auf. Davon fallen die ersten $22\frac{1}{2}$ Zeilen in die Vertikal-Austastlücke. Das 2. Halbbild beginnt nach $312\frac{1}{2}$ Zeilen in der Mitte der 313. Zeile auch mit der Vorderflanke des Vertikal-Synchronimpulses und endet mit der 625. Zeile.

Das komplette Synchronsignal wird in einer Signalmischstufe pegelgerecht dem BA-Signal zugesetzt. Man erhält damit das BAS-Signal.

3 Hochfrequente Übertragung des Bild- und Tonsignals

Zur drahtlosen Übertragung des Bildsignals und auch für manche Sonderfälle wird das BAS-Signal einer hochfrequenten Trägerschwingung aufmoduliert. Beim Fernseh-Rundfunk sowie in Systemen, in denen übliche Fernsehempfänger verwendet werden, geschieht dies durch Amplitudenmodulation. Bei der Fernsehsignalübertragung in Richtfunksystemen arbeitet man wegen der höheren Übertragungsqualität mit Frequenzmodulation.

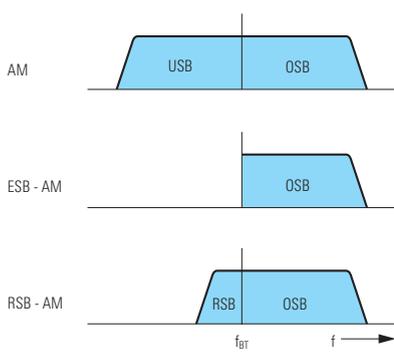


Bild 15 Hochfrequente Übertragung des BAS-Signals durch Modulation des Bildträgers: oben: Amplitudenmodulation, Träger mit zwei Seitenbändern; Mitte: Einseitenband-Amplitudenmodulation; unten: Restseitenband-Amplitudenmodulation.

3.1 Restseitenband-Amplitudenmodulation

Der Vorteil der Amplitudenmodulation liegt in der geringeren Bandbreite des Modulationsproduktes. Bei üblicher Amplitudenmodulation (AM) wird mit einer Bandbreite des modulierenden BAS-Signals von $B = 5 \text{ MHz}$ eine hochfrequente Übertragungsbandbreite von $B_{Hf} = 10 \text{ MHz}$ beansprucht (Bild 15, oben). Prinzipiell könnte man auch ein Seitenband unterdrücken, da der Signalinhalt in beiden Seitenbändern gleichermaßen enthalten ist. Man käme so zur Einseitenband-Amplitudenmodulation (ESB-AM) (Bild 15, Mitte).

Wegen der bis zu sehr niedrigen Frequenzen reichenden Modulationssignale und der deshalb notwendigen steiflankigen Filter ergeben sich jedoch Schwierigkei-

ten durch die Gruppenlaufzeitverzerrungen dieser Filter an der Grenze des Durchlassbereiches.

Das Problem wird dadurch umgangen, dass anstelle der reinen Einseitenband-Amplitudenmodulation die Restseitenband-Amplitudenmodulation (RSB-AM) angewendet wird. Es wird dabei ein Seitenband vollständig und das andere Seitenband nur teilweise übertragen (Bild 15, unten). Empfängerseitig muss dafür gesorgt werden, dass die Signalfrequenzen im Bereich des Restseitenbandes nach der Demodulation nicht mit doppelter Amplitude erscheinen. Man erreicht dies durch eine um die Frequenz des Bildträgers frequenzlinear ansteigende beziehungsweise abfallende Selektionskurve des Empfängers mit der sogenannten Nyquist-Flanke (Bild 16).

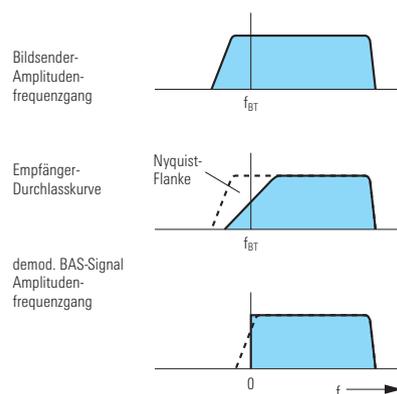


Bild 16 Korrektur des Amplitudenfrequenzgangs bei Restseitenband-Übertragung durch ein Nyquist-Filter.

Nach der CCIR-Norm werden im VHF-Bereich 7 MHz breite und im UHF-Bereich 8 MHz breite Frequenzbänder für den Fernseh-Rundfunk bereitgestellt. Der Bildsender-Amplitudenfrequenzgang und die Empfängerdurchlasskurve sind ebenfalls durch eine CCIR-Norm vorgegeben (Bild 17). Modulation und Demodulation des BAS-Signals erfolgen meistens im Zwischenfrequenzbereich, für den die Bildträgerfrequenz bei 38,9 MHz und die Tonträgerfrequenz bei 33,4 MHz festgelegt ist.

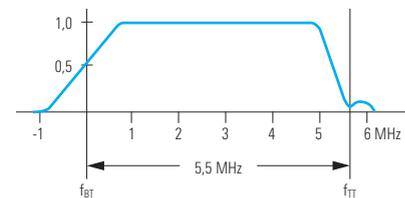
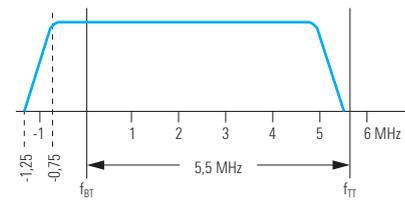


Bild 17 CCIR-Norm für den Bildsender-Amplitudenfrequenzgang (oben) und die Empfänger-Durchlasskurve (unten).

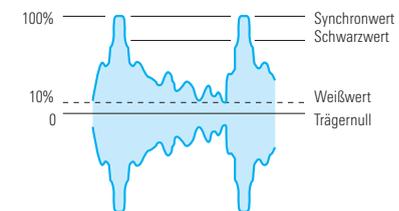


Bild 18 Negative Amplitudenmodulation des hochfrequenten Bildträgers durch das BAS-Signal.

Die Modulation des hochfrequenten Bildträgers durch das BAS-Signal geschieht als negative Amplitudenmodulation, das heißt, hellen Bildstellen entspricht eine niedrige Trägeramplitude, und der Synchronimpuls ruft maximale Trägeramplitude hervor (Bild 18). Ein Restträgerwert (Weißwert) von 10% ist notwendig wegen der Anwendung des Inter-carrier-Tonträgerverfahrens im Empfänger. Der Vorteil der Negativmodulation liegt unter anderem in einer günstigen Ausnutzung des Senders, weil die Maximalleistung nur kurzzeitig während der Synchronspitzen aufgebracht werden muss sowie in der periodisch während der Synchronimpulse auftretenden Maximalamplitude

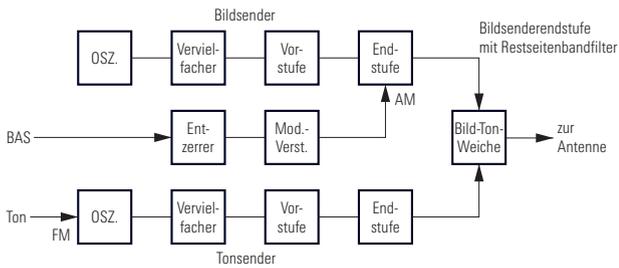


Bild 19
Blockschaltung eines Fernsehsenders mit Endstufenmodulation im Bildsender.

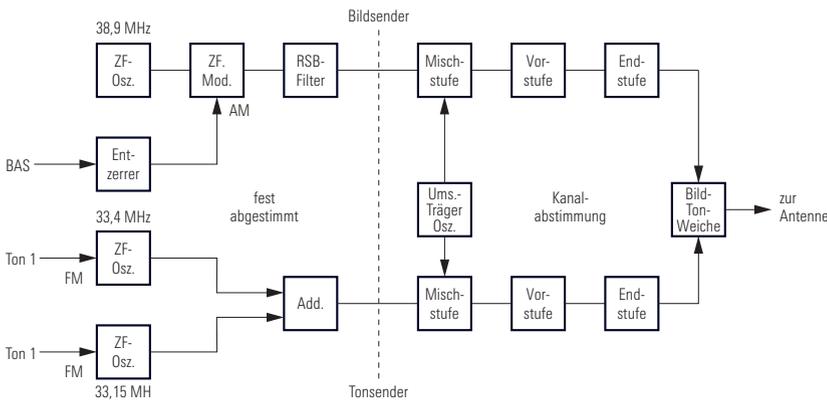


Bild 20
Blockschaltung eines Fernsehsenders mit Modulation in der Zwischenfrequenz beim Bild- und Tonsender.

als Bezugswert für eine automatische Verstärkungsregelung im Empfänger.

3.2 Tonsignalübertragung

Das Tonsignal wird beim Fernseh-Rundfunk durch Frequenzmodulation des hochfrequenten Tonträgers übertragen. Gemäß CCIR-Norm liegt die Frequenz des Tonträgers um 5,5 MHz oberhalb des zugehörigen Bildträgers. Der Frequenzhub beträgt maximal 50 kHz. Das Verhältnis von Tonträgerleistung zu Bildträgerleistung wurde von ursprünglich 1:5 auf Grund gewisser Störungen bei der Farbübertragung auf 1:10 beziehungsweise 1:20 reduziert [2]. Selbst bei letzterem Wert zeigte sich bei ausreichendem Signal für ein einwandfreies Bild keine Verschlechterung der Tonqualität.

Wie bereits erwähnt, wendet man im Fernsehempfänger meistens das Inter-carrier-Tonträgerverfahren an. Aus Tonträgerfrequenz und Bildträgerfrequenz wird die Differenzfrequenz von 5,5 MHz gewonnen. Dieses Signal ist mit der Toninformation frequenzmoduliert. Die Frequenz des Inter-carrier-Tonträgers ist konstant und wird nicht durch eine

FehlAbstimmung oder durch Schwankungen des Empfängeroszillators beeinflusst.

Neuere Untersuchungen zeigen weitere Möglichkeiten der Tonsignalübertragung beim Fernsehen auf, insbesondere auch im Hinblick auf die gleichzeitige Übertragung von mehreren Tonsignalen. Ein zweiter Tonkanal ermöglicht zum Beispiel mehrsprachige Übertragungen oder Stereobetrieb.

Beim Zwei-Tonträger-Verfahren wird ein zusätzlicher Tonträger im Abstand von 250 kHz oberhalb des eigentlichen Tonträgers frequenzmoduliert. Sein Leistungspegel liegt um 6 dB niedriger als der des ersten Tonträgers. Weitere Möglichkeiten ergeben sich nach einem Multiplexverfahren durch Modulation eines Hilfsträgers bei der doppelten Zeilenfrequenz oder durch Ausnutzung der horizontalen oder vertikalen Austastlücken in Verbindung mit Pulsmodulationsverfahren.

3.3 Fernsehsender und Schwarzweiß-Empfänger

Die Erzeugung des hochfrequenten Fernsehsignals ist nach zwei verschiedenen Verfahren möglich:

Bei der Endstufenmodulation im Bildsender (Bild 19) wird die hochfrequente Bildträger-schwingung zunächst auf die notwendige Steuerleistung gebracht und dann in der Bildsenderendstufe bei gleichzeitiger Amplitudenmodulation auf die nominelle Bildträgerleistung des Senders verstärkt. In die Bildsenderendstufe ist das Restseitenbandfilter mit einbezogen. Der Modulationsverstärker muss das breitbandige BAS-Signal auf den zur Amplitudenmodulation in der Endstufe erforderlichen Wert bringen. Die Frequenzmodulation des Tonträgers erfolgt mit geringem Hub bei einer relativ niedrigen Frequenz. Ober Vervielfacherstufen werden die Endfrequenz sowie der eigentliche Frequenzhub erzeugt. Bildsenderendstufe und Tonsenderendstufe werden über die Bild-Ton-Weiche zusammen an eine gemeinsame Antenne geführt.

Nach dem Verfahren der ZF-Modulation (Bild 20) wird zunächst ein ZF-Bildträger bei 38,9 MHz amplitudenmoduliert. Durch das nachfolgende Filter wird eine Restseitenband-Amplitudenmodulation erzeugt. Auch ein oder zwei Tonträger werden in der ZF-Ebene frequenzmoduliert. Anschließend folgt im Bild- und im Tonkanal die Umsetzung mit einem gemeinsamen Träger, so dass auch in der HF-Ebene der Bild/Tonträger-Abstand von 5,5 MHz eingehalten wird. Über lineare Verstärkerstufen werden Bildträgerleistung und Tonträgerleistung auf den erforderlichen Wert gebracht.

Der Vorteil dieses Verfahrens liegt darin, dass die eigentliche Aufbereitung des hochfrequenten Fernsehsignals in der ZF-Ebene, und damit bei niedrigerer Frequenz, sowie band- und kanalunabhängig erfolgt. Zur weiteren Verstärkung sind allerdings, zumindest im Bildsenderteil, sehr lineare Verstärkerstufen notwendig.

4 Hinzunahme der Farbinformation

Zur Wiedergabe eines farbigen Abbildes der Bildvorlage muss neben der Helligkeits- beziehungsweise Leuchtdichte- verteilung noch zusätzlich eine Information über die Farbverteilung, das heißt über die „Farbart“ der einzelnen Bildpunkte übertragen werden. Dies setzt zunächst die Gewinnung der Farbinformation voraus und dann auch eine Möglichkeit der Farbbildwiedergabe.

4.1 Problematik

Die Problematik der Farbbildübertragung liegt darin, das beim Schwarzweiß-Fernsehen benutzte Übertragungsverfahren beizubehalten und die zusätzliche Farbinformation möglichst innerhalb des verfügbaren Frequenzbandes des BAS-Signals dem Empfänger zu übermitteln. Das bedeutet für ein Farbfernsehensystem, dass ein darin übertragenes Farbbildsignal von einem Schwarzweiß-Empfänger als einwandfreies Schwarzweiß-Bild wiedergegeben wird (Kompatibilität) und andererseits aber auch, dass ein Farbfernsehempfänger ein übertragenes Schwarzweiß-Bild als einwandfreies Schwarzweiß-Bild wiedergibt (Rekompatibilität).

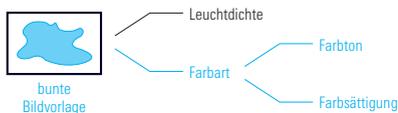


Bild 22 Darstellung einer bunten Bildvorlage durch Angabe der Leuchtdichte und Farbart.

Diese Forderungen können nur erfüllt werden, wenn aus der Farbbildvorlage:

- eine Information über die Helligkeits- beziehungsweise Leuchtdichteverteilung sowie
- eine Information über die Farbverteilung

gewonnen und übertragen werden.

Die Farbart ist gekennzeichnet durch den Farbton – bestimmt durch die dominierende Wellenlänge des Lichtes, zum Beispiel für bestimmte Farben wie Blau, Grün, Gelb, Rot - und durch die Farbsättigung als ein Maß für die spektrale Reinheit, das heißt für die Intensität der Farbe

gegenüber dem Unbunten (Weiß) (Bild 22). Das Farbartsignal kann aus der Bildvorlage nicht direkt gewonnen werden. Es wird vielmehr gemäß der Dreifarben- theorie (Helmholtz) von den drei Farbauszügen (Rot, Grün, Blau) ausgegangen. Auch bei der Farbbildwiedergabe werden das Rot-, Grün- und Blausignal benötigt. Man erhält so das Schema der kompatiblen Farbbildübertragung durch Leuchtdichtesignal Y und Farbartsignal F (Bild 23).

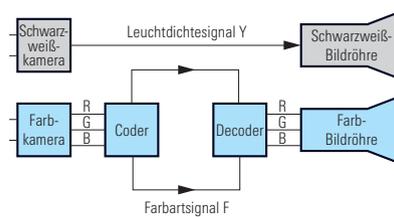


Bild 23 Schema der kompatiblen Farbbildübertragung.

4.2 Grundlagen der Farbenlehre und Farbmatrik

Als „Licht“ wird der Teil der elektromagnetischen Strahlung bezeichnet, der vom menschlichen Auge wahrgenommen wird. Es umfasst den Wellenlängenbereich von etwa 400 nm (violett) bis 700 nm (rot). Das von der Sonne ausgestrahlte Licht besteht aus einer Vielzahl von Spektralfarben, die fließend ineinander übergehen. Spektralfarben sind gesättigte Farben. Durch Mischung mit weißem Licht entstehen ungesättigte Farben.

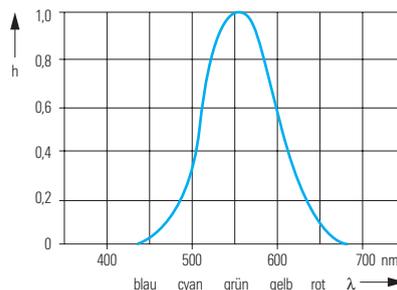


Bild 24 Heilempfindlichkeitskurve des menschlichen Auges.

Eine farbige (bunte) Lichtstrahlung kann durch ihre spektrale Energieverteilung gekennzeichnet werden. Die Strahlung mit der Wellenlänge λ ruft im Auge die Empfindungen „Helligkeit“ und „Farbe“ hervor. Die von der Wellenlänge abhängige Hellempfindung des menschlichen Auges wird durch die „Augenempfindlichkeitskurve“ oder „Hellempfindlichkeitskurve“ ausgedrückt (Bild 24). Sie gibt an, wie hell das Auge die einzelnen Spektralfarben beurteilt, wenn diese mit gleicher Energie auf das Auge treffen.

Daraus ist zu entnehmen, dass gewisse Farben „dunkel“ (z. B. Blau) und andere Farben „hell“ (z. B. Grün) empfunden werden.

Beim Schwarzweiß-Fernsehen, bei dem von einer farbigen Bildvorlage nur die Helligkeitsverteilung übertragen wird, muss diese Hellempfindlichkeitskurve des Auges berücksichtigt werden. Dies geschieht durch die spektrale Empfindlichkeit der Kameraröhre und eventuelle Korrekturfilter im Zusammenhang mit der Farbtemperatur der Beleuchtung.

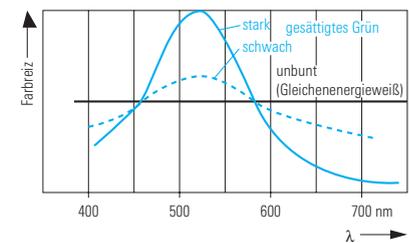


Bild 25 Farbreizfunktion bei verschiedenem Sättigungsgrad.

Die Farben von Gegenständen, die sogenannten Körperfarben, sind diejenigen Farben, die aus dem Licht, mit dem der Gegenstand bestrahlt wird, reflektiert werden. Die Farbreizfunktion gibt die zugehörige Spektralverteilung an (Bild 25). Meist handelt es sich bei den Körperfarben nicht um Spektralfarben, sondern um Mischfarben, die aus einer Anzahl von nahe beisammen liegenden Spektralfarben oder aus mehreren Gruppen von Spektralfarben gebildet werden.

Es liegt eine additive Farbmischung vor. Auch Weiß (Unbunt) kann als „Mischfarbe“ entstehen. Typische Beispiele für eine additive Farbmischung zeigt Bild 26.

Untersuchungen über das Farbreizempfinden des menschlichen Auges haben ergeben, dass ein Farbeindruck über die Mischung der Teilempfindungen in den Grundfarben Rot, Grün und Blau zustande kommt. Daraus lässt sich ableiten, dass man jede in der Natur vorkommende Farbe durch entsprechende Anteile von drei Primär-Farbstrahlungen Rot, Grün und Blau zusammensetzen kann.

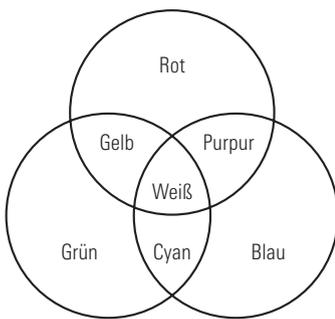


Bild 26 Additive Farbmischung mit den drei Grundfarben R, G, B.

Nach der Dreifarbentheorie von Helmholtz fand Graßmann (1854) folgende Gesetzmäßigkeit:

$$F = R(R) + G(G) + B(B). \quad (3)$$

Das bedeutet, dass ein bestimmter Farbeiz F durch R Anteile der Spektralfarbe Rot (R), G Anteile der Spektralfarbe Grün (G) und B Anteile der Spektralfarbe Blau (B) dargestellt werden kann.

Als Norm-Spektralfarben, sogenannte „Primärfarben“ oder „Primärreize“, wurden monochromatische Strahlungen mit den Wellenlängen

$$\lambda_R = 700 \text{ nm}, \lambda_G = 546,1 \text{ nm} \text{ und } \lambda_B = 435,8 \text{ nm}$$

festgelegt. Keine der drei Primärfarben darf aus den beiden anderen ermischtbar sein.

Auf der Grundlage der Farbgleichung (Gl. 3) wurden nun Farbmischkurven

ermittelt, die für jede Spektralfarbe das erforderliche Verhältnis der Primärreize angeben (Bild 27). Der Ordinatenmaßstab ist durch die Bezugnahme auf das Gleichenergieweiß bedingt. Den Kurven ist zu entnehmen, dass einzelnen Anteilen negative Farbwerte zugeordnet werden. Das bedeutet, dass zur Nachbildung bestimmter Spektralfarben zu dem betreffenden Farbreiz noch ein gewisser Anteil eines Primärreizes hinzugefügt werden muss.

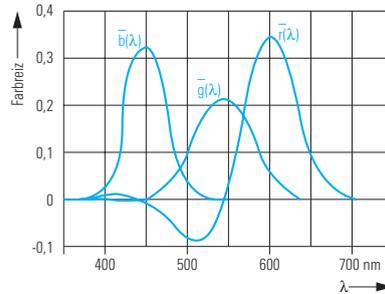


Bild 27 Farbmischkurven $\bar{b}(\lambda)$, $\bar{g}(\lambda)$, $\bar{r}(\lambda)$, bezogen auf die Primärfarben R, G, B.

In einer farbmetrischen Darstellung eines Farbeizes ergibt sich mit den drei Primärreizeanteilen ein räumlicher Farbvektor. Die Richtung des Farbvektors im Raum bestimmt dabei die Farbart, die Länge des Vektors ist ein Maß für die Helligkeit. Die grafische Darstellung im dreidimensionalen Koordinatensystem ist jedoch unbequem. Da aber Helligkeit (Leuchtdichte) und Farbart voneinander unabhängig sind, kann man eine Normierung der Farbwerte auf den Leuchtdichteanteil vornehmen. Man erhält:

$$\begin{aligned} \frac{F}{R + G + B} &= \\ &= \frac{R(R)}{R + G + B} + \frac{G(G)}{R + G + B} + \frac{B(B)}{R + G + B} \\ &= 1 \end{aligned} \quad (4)$$

beziehungsweise mit den „reduzierten Farbwerten“

$$r + g + b = 1. \quad (5)$$

In diesen reduzierten Farbwerten ist die Leuchtdichte nicht mehr enthalten, son-

dern nur noch die Farbart. Da aber die Summe von r, g und b immer gleich eins ist, kann man auf eine der drei Größen in der Angabe der Farbart verzichten und kommt so zu einem zweidimensionalen System, der Farbfläche. Trägt man in ein r-g-Diagramm die über die Farbmischkurven ermittelten reduzierten Farbwerte ein, dann erhält man den sogenannten Spektralfarbenzug als geometrischen Ort aller Spektralfarben (Bild 28).

Bedingt durch den negativen Anteil der $r(\lambda)$ -Farbmischkurve ergeben sich auch hier negative Farbwerte. Durch eine Koordinatentransformation unter Bezugnahme auf neue, fiktive, das heißt physikalisch nicht realisierbare Primärstrahler X, Y und Z erhält man eine Darstellung, in der nur noch positive Farbwerte auftreten [3]. Auch mit den fiktiven Primärstrahlern (Normfarbwerte X, Y, Z) gilt die Beziehung nach Gl. (4); ausgedrückt durch die Normfarbwerteanteile x, y, z lautet sie:

$$x + y + z = 1. \quad (6)$$

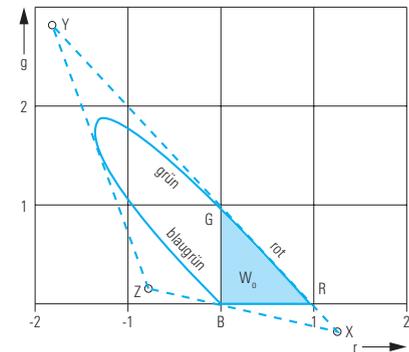


Bild 28 Farbfläche im r-g-Diagramm.

Die zweidimensionale Darstellung der Farbart im x-y-Koordinatensystem wird als „Normfarbtafel“ nach IBK (Internationale Beleuchtungskommission) oder kurz als „Farbdreieck“ bezeichnet (Bild 29). Vom Spektrallinienzug und der Purpurlinie wird die Fläche der durch additive Mischung realisierbaren Farbeize umschlossen. Die Verbindung vom Weißpunkt W (Gleichenergieweiß) mit $x = 0,33$ und $y = 0,33$ mit dem Ort irgendeiner Farbart F ergibt in ihrer Verlängerung durch den Schnittpunkt mit dem Spektrallinienzug die dominierende Wellenlänge, das heißt den Farbton.

Das Verhältnis der Strecke vom Farbton F zum Weißpunkt W zu der Strecke vom Spektrallinienzug bis zum Weißpunkt W auf der Verbindungsgeraden über den Farbort gibt die Farbsättigung an. Je näher der Farbort zum Weißpunkt rückt, um so geringer ist die Farbsättigung. Der Farbort einer Mischfarbe liegt auf der Geraden zwischen den Farborten von zwei Ausgangsfarben beziehungsweise bei drei Ausgangsfarben innerhalb des durch die Verbindungslinien eingeschlossenen Dreiecks.

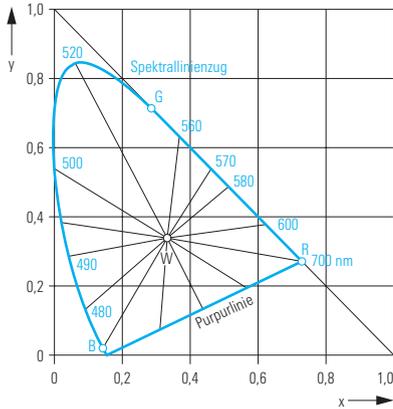


Bild 29 Normfarbtafel, Farbfläche im x-y-Diagramm.

Bei der Bestimmung der Farbwertanteile in einem Farbfernsehsystem muss in erster Linie die Realisierbarkeit der Primärreize auf der Empfängerseite berücksichtigt werden. Die Forderungen an die Empfänger-Primärstrahler sind nun zunächst einmal durch einen möglichst großen Bereich der darstellbaren Mischfarben gegeben, das heißt die Farbkoordinaten der Empfänger-Primärstrahler sollten möglichst auf dem Spektralfarbenzug liegen. Andererseits braucht man Strahler mit möglichst hoher Leuchtdichte, die wirtschaftlich herzustellen sind. Nach neueren Festlegungen der EBU (European Broadcasting Union) bezieht man sich auf die Empfänger-Primärstrahler R_e , G_e und B_e , deren Farborte in Bild 30 angegeben sind.

Bei der Bestimmung der Farbmischkurven als Anteile der Primärreize R, G und B wurde das Gleichenergieweiß W zugrunde gelegt. In der Farbfernsehtechnik wird die „Normlichtart C“ als Bezugsweiß verwendet. Dieses Weiß entspricht dem mittleren Tageslicht mit einer Farb-

temperatur von etwa 6500 K. Die Normfarbwertanteile sind:

$$x_C = 0,310, \quad y_C = 0,316, \quad z_C = 0,374.$$

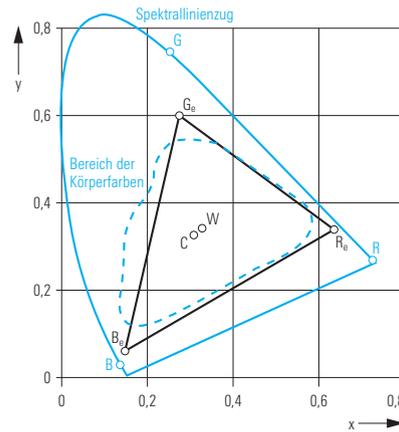


Bild 30 Farborte der Empfänger-Primärstrahler und der damit darstellbare Farbbereich.

Werden nun für alle spektralen Farbreize mit gleicher Strahlungsenergie die Farbwerte zu den Empfänger-Primärstrahlern R_e , G_e und B_e ermittelt und über der Wellenlänge λ als normierte Farbwerte aufgetragen (Maximalwert der Kurve auf 1 bezogen), so erhält man die in der Fernsehtechnik maßgeblichen Farbmischkurven (Bild 31).

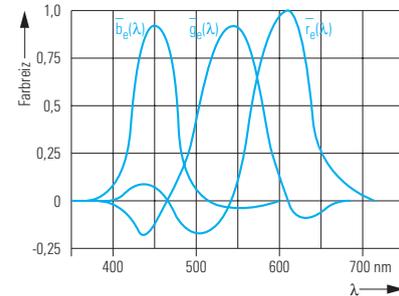


Bild 31 Farbmischkurven $\bar{b}_e(\lambda)$, $\bar{g}_e(\lambda)$, $\bar{r}_e(\lambda)$, bezogen auf die Empfänger-Primärstrahler R_e , G_e , B_e .

Es treten auch hier wieder negative Farbwerte auf, bedingt durch die Farbreize außerhalb des durch R_e , G_e und B_e gebildeten Dreiecks. Die Farbmischkurven werden deshalb für den praktischen Betrieb geringfügig geändert (gestrichelt eingezeichnet). Auf diese Farbmischkurven müssen die Signale der Kameraröh-

ren im Rot-, Grün- und Blau-Kanal der Farbkamera über ihre spektrale Empfindlichkeit und durch zusätzliche Farbfilter abgestimmt werden (s. Bild 23). Die Ausgangsspannungen der Farbkamera in den drei Kanälen müssen das gleiche Verhältnis zueinander haben wie die Farbwerte. Bei der Normlichtart C müssen die drei Ausgangsspannungen untereinander gleich sein, auch bei verschiedenen Leuchtdichtewerten.

4.3 Leuchtdichte- und Farbartsignal, Farbdifferenzsignale

Aus Gründen der Kompatibilität muss einem Schwarzweiß-Fernsehempfänger bei einer bunten Bildvorlage von der Farbfernsehkamera das gleiche Signal wie von einer Schwarzweiß-Fernsehkamera zugeführt werden, nämlich das Helligkeits- oder Leuchtdichtesignal. Die spektrale Empfindlichkeit einer Schwarzweiß-Kameraröhre entspricht der Augempfindlichkeitskurve, damit die Schwarzweiß-Bildröhre die verschiedenen Farbreize als Graustufen mit der Helligkeit wiedergibt, mit der sie auch vom Auge empfunden werden.

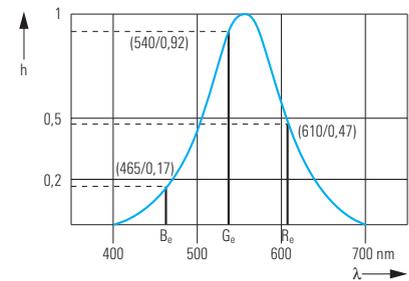


Bild 32 Hellempfinden des menschlichen Auges bei den Empfänger-Primärfarben.

Die Farbfernsehkamera aber liefert drei Signale mit der spektralen Abhängigkeit gemäß dem Verlauf der Farbmischkurven. Um aus den drei Signalen eines zu gewinnen, das in der spektralen Abhängigkeit der Augempfindlichkeitskurve entspricht, muss man eine entsprechende Codierung vornehmen. Dazu werden die drei Farbwertsignale, dargestellt durch die Funktionen $\bar{r}_e(\lambda)$, $\bar{g}_e(\lambda)$ und $\bar{b}_e(\lambda)$, mit den relativen Helligkeitsbeiwerten h_r , h_g und h_b multipliziert und dann addiert. Das Ergebnis muss, bis auf eine Proportionalitätskonstante k,

identisch sein mit der Augenempfindlichkeitsfunktion $h(\lambda)$.

$$h(\lambda) = k[h_r \cdot \bar{r}_e(\lambda) + h_g \cdot \bar{g}_e(\lambda) + h_b \cdot \bar{b}_e(\lambda)] \quad (7)$$

Die relativen Helligkeitsbeiwerte h_r , h_g und h_b werden durch Normierung aus den entsprechenden Werten $h(R_e)$, $h(G_e)$ und $h(B_e)$ der Augenempfindlichkeitskurve ermittelt (Bild 32). Man erhält:

$$\begin{aligned} h_{(R_e)} &= 0,47 \\ h_{(G_e)} &= 0,92 \\ h_{(B_e)} &= 0,17 \end{aligned}$$

$$\Sigma h = 1,56$$

Die relativen Helligkeitsbeiwerte berechnen sich dann zu:

$$h_r = \frac{h_{(R_e)}}{\Sigma h} = \frac{0,47}{1,56} = 0,30$$

$$h_g = \frac{h_{(G_e)}}{\Sigma h} = \frac{0,92}{1,56} = 0,59$$

$$h_b = \frac{h_{(B_e)}}{\Sigma h} = \frac{0,17}{1,56} = 0,11$$

Wegen der Normierung gilt:

$$h_r + h_g + h_b = 1. \quad (8)$$

Damit erhält man für Gl. (7):

$$h(\lambda) = k[0,30 \cdot \bar{r}_e(\lambda) + 0,59 \cdot \bar{g}_e(\lambda) + 0,11 \cdot \bar{b}_e(\lambda)]. \quad (7')$$

beziehungsweise für das, dem Verlauf der Augenempfindlichkeitskurve entsprechende Helligkeits- oder Leuchtdichtesignal Y in vereinfachter Schreibweise

$$Y = 0,30 \cdot R + 0,59 \cdot G + 0,11 \cdot B. \quad (9)$$

Diese Gleichung stellt eine der wichtigsten Beziehungen der Farbfernsehtechnik dar.

Technisch wird das Leuchtdichtesignal U_Y über eine Matrixschaltung aus den Farbwertsignalen U_R , U_G und U_B gewonnen (Bild 33). Für eine Bildvorlage mit acht Farbbalken (Normfarbbalkenfolge), bestehend aus den drei Primärfarben und

den dazugehörigen Komplementärfarben als Mischfarben sowie aus den Unbuntstufen Weiß und Schwarz, ergeben sich Signale, wie sie in Tabelle 3 zusammengestellt sind.

Tabelle 3 Signale der Normfarbbalkenfolge

Bildvorlage	R	G	B	Y
Weiß	1	1	1	1,00
Gelb (R + G)	1	1	0	0,89
Cyan (G + B)	0	1	1	0,70
Grün	0	1	0	0,59
Purpur (R + B)	1	0	1	0,41
Rot	1	0	0	0,30
Blau	0	0	1	0,11
Schwarz	0	0	0	0

Zur Wiedergabe eines Farbbildes werden die drei Farbwertsignale R, G und B benötigt, aus Kompatibilitätsgründen erfolgt aber die Farbbildübertragung in Form des Leuchtdichtesignals Y und des Farbartsignals F. Das Farbartsignal kann aus den Farbwertsignalen nicht direkt gewonnen werden. Es geschieht dies vielmehr auf dem Umweg über die Farbdifferenzsignale

$$R - Y, \quad G - Y, \quad B - Y.$$

Man versteht darunter die um den Leuchtdichteanteil reduzierten Farbwertsignale.

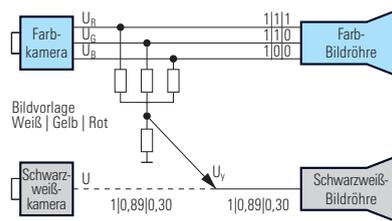


Bild 33

Bildung des Leuchtdichtesignals U_Y aus den Farbwertsignalen U_R , U_G , U_B und Kompatibilitätsbeziehung.

Das Farbartsignal beinhaltet die Information über Farbton und Farbsättigung. Zur

Bildung des Farbartsignals genügen deshalb bereits zwei Farbdifferenzsignale. Man wähle die beiden Farbdifferenzsignale R-Y und B-Y [4].

Über die Beziehung

$$U_Y = 0,30 \cdot U_R + 0,59 \cdot U_G + 0,11 \cdot U_B \quad (10)$$

für die Spannung des Leuchtdichtesignals aus dem Coder erhält man die Zusammensetzung der beiden Farbdifferenzsignale zu:

$$U_R - U_Y = 0,70 \cdot U_R - 0,59 \cdot U_G - 0,11 \cdot U_B \quad (11)$$

und

$$U_B - U_Y = -0,30 \cdot U_R - 0,59 \cdot U_G + 0,89 \cdot U_B \quad (12)$$

Die Farbdifferenzsignale enthalten nur eine Information über die Farbart. Bei unbunten Bildvorlagen ($U_R = U_G = U_B$) werden sie zu Null.

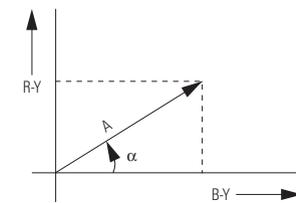


Bild 34

Darstellung der Farbart über die Farbdifferenzsignale.

Die Amplitude der Farbdifferenzsignale gibt die Abweichung der Farbart von Unbunt an und ist damit ein Maß für die Farbsättigung. Der Farbton wird durch das Verhältnis der Amplituden und durch das Vorzeichen der Farbdifferenzsignale bestimmt. Durch Transformation von einem rechtwinkligen $(B - Y)$ - $(R - Y)$ -Koordinatensystem in Polarkoordinaten (Bild 34) erhält man die Farbsättigung aus der Zeigerlänge A zu:

$$A = \sqrt{(B \ominus Y)^2 + (R \ominus Y)^2} \quad (13)$$

und den Farbton aus dem Winkel α zu:

$$\alpha = \arctan \frac{(R \ominus Y)}{(B \ominus Y)} \quad (14)$$

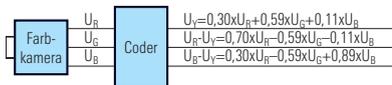


Bild 35

Bildung des Leuchtdichtesignals U_Y sowie der Farbdifferenzsignale $U_R - U_Y$ und $U_B - U_Y$.

Untersuchungen haben ergeben, dass das menschliche Auge für farbige Bildetails ein geringeres Auflösungsvermögen hat als für Helligkeitsänderungen. Es genügt daher, nur das Leuchtdichtesignal mit der vollen Bandbreite von 5 MHz zu übertragen. Das Farbsignal kann auf etwa 1,5 MHz bandbegrenzt werden. Man erreicht dies, indem man die beiden Farbdifferenzsignale über Tiefpässe führt.

Die von der Farbkamera erzeugten Signale U_R , U_G und U_B werden im Coder in das Leuchtdichtesignal U_Y und die Farbdifferenzsignale $U_R - U_Y$ und $U_B - U_Y$ umgewandelt (Bild 35) und in dieser Form dem Wiedergabesystem zugeführt. Zur Helligkeitssteuerung des Rot-, Grün- und Blaustrahls aber werden die Farbwertsignale benötigt. Zwei Verfahren der Rückgewinnung der Farbwertsignale sind üblich:

1. RGB-Ansteuerung der Farbbildröhre (Bild 36)

Über Matrixschaltungen werden aus dem Leuchtdichtesignal U_Y und den beiden Farbdifferenzsignalen $U_R - U_Y$ und $U_B - U_Y$ die Farbwertsignale U_R , U_G und U_B gebildet und direkt den entsprechenden Steuergittern der Farbbildröhre zugeführt. Die Kathoden liegen auf festem Potential.

2. Farbdifferenzsignal-Ansteuerung der Farbbildröhre (Bild 37)

Aus den beiden Farbdifferenzsignalen $U_R - U_Y$ und $U_B - U_Y$ wird in einer Matrixschaltung das dritte Farbdifferenzsignal $U_G - U_Y$ gewonnen. Zugrunde gelegt wird der Ansatz:

$$U_Y = 0,30 \cdot U_R + 0,59 \cdot U_G + 0,11 \cdot U_B$$

$$U_Y = 0,30 \cdot U_Y + 0,59 \cdot U_Y + 0,11 \cdot U_Y$$

$$U_Y - U_Y = 0,30 \cdot (U_R - U_Y) + 0,59 \cdot (U_G - U_Y) + 0,11 \cdot (U_B - U_Y) = 0 \quad (15)$$

beziehungsweise nach Umformung:

$$U_G - U_Y = -0,51 \cdot (U_R - U_Y) - 0,19 \cdot (U_B - U_Y) \quad (16)$$

Die Farbdifferenzsignale werden an die Steuergitter der Strahlensysteme, das negative Leuchtdichtesignal an die Kathoden angelegt, so dass sich als Steuerspannungen an den drei Systemen die Farbwertsignale bilden, wie beispielsweise

$$U_{stR} = (U_R - U_Y) - (-U_Y) = U_R. \quad (17)$$

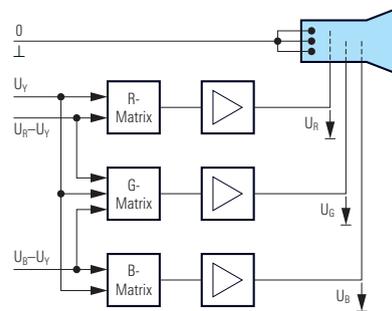


Bild 36

Rückgewinnung der Farbwertsignale bei RGB-Ansteuerung der Farbbildröhre.

Der Vorzug dieses Verfahrens liegt in der geringeren Bandbreite der Endverstärkerstufen für die Farbdifferenzsignale gegenüber denen für die Farbwertsignale und weiterhin darin, dass bei Ausfall der Farbdifferenzsignale ein Schwarzweiß-Bild erscheint. Als Nachteil zeigt sich jedoch, dass in den Farbdifferenzsignal-Endstufen höhere Signalspannungen zu erzeugen sind. In Bild 38 sind als Beispiel die Signale für den Normfarbbalken dargestellt.

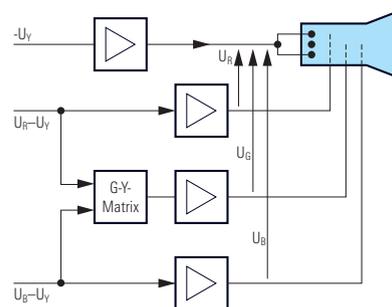


Bild 37

Rückgewinnung der Farbwertsignale bei Farbdifferenzsignal-Ansteuerung der Farbbildröhre.

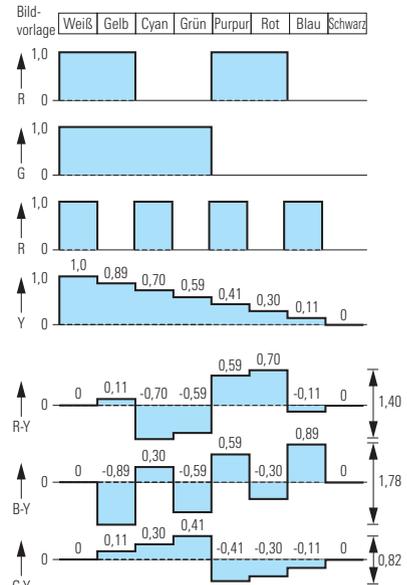


Bild 38

Farbwertsignale, Leuchtdichtesignal und Farbdifferenzsignale bei der Normfarbbalken-Bildvorlage.

LITERATUR

- [3] Schönfelder, H.: Fernsehtechnik, Teil I und II. Vorlesungsniederschrift. Justus-von-Liebig-Verlag, Darmstadt, 1972 und 1973.
- [4] Mayer, N.: Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis. Verlag für Radio-, Foto-, Kinetik, 1967.

5 Übertragung des Farbartsignals mit Farbträger

Wie im vorangegangenen Kapitel erläutert, geschieht die Aufbereitung des Farbfernsehensignals aus Gründen der Kompatibilität in das Leuchtdichtesignal Y und in die beiden Farbdifferenzsignale R-Y und B-Y. Zur Übertragung der gesamten Bildinformation - Leuchtdichte und Farbart - ist ein dreifach belegbarer Übertragungskanal notwendig. Zu denken wäre dabei an eine Mehrfachausnutzung des Fernsehübertragungskanal nach dem Frequenz oder Zeitmultiplexverfahren. Beide Verfahren erweisen sich aber als nicht kompatibel mit dem bereits eingeführten Schwarzweiß-Übertragungsverfahren.

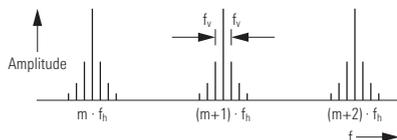


Bild 39
Spektrum des BAS-Signals, ausschnittsweise dargestellt.

Ein für das tatsächlich gewählte Farbübertragungsverfahren entscheidender Gedanke leitet sich von der spektralen Analyse des Leuchtdichte- beziehungsweise BAS-Signals ab. Es zeigt sich nämlich, dass im Spektrum des BAS-Signals nur bestimmte Frequenzkomponenten auftreten, die im Wesentlichen, wegen des periodischen Abtastvorgangs, durch Vielfache der Zeilenfrequenz gebildet werden. Durch den schwankenden Bildinhalt ergibt sich eine Amplitudenmodulation der zeilenfrequenten Impulsfolge, was wiederum zu Seitenschwingungen im Abstand von Vielfachen der Vertikalfrequenz zu den Spektralkomponenten des Zeilenimpulses führt. Bild 39 zeigt ausschnittsweise das Spektrum des BAS-Signals. Dieses ist im Wesentlichen nur bei Vielfachen der Horizontalfrequenz und in deren Umgebung besetzt. Zwischen diesen Frequenzgruppen weist das Spektrum bedeutende Energielücken auf.

Da auch die Farbinformation zeilenperiodisch auftritt, setzt sich das Spektrum des Farbartsignals ebenfalls nur aus Vielfa-

chen der Horizontalfrequenz und deren Seitenbändern zusammen. Es liegt deshalb nahe, die zusätzliche Farbinformation in die Lücken des Frequenzspektrums des BAS-Signals einzufügen. Dies geschieht, indem das Farbartsignal einem Farbträger aufmoduliert wird, dessen Frequenz f_F , und damit auch das Spektrum der zeilenfrequenten Modulationsprodukte, zwischen den Frequenzkomponenten des BAS-Signals liegt (Bild 40).

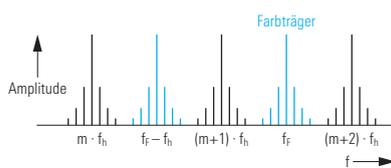


Bild 40
Spektrum des BAS-Signals und des modulierten Farbträgers.

5.1 Festlegung der Farbträgerfrequenz

Eine Bedingung für die Frequenz des Farbträgers ergibt sich aus der symmetrischen Verschachtelung von BAS- und Farbartsignalspektrum: Die Frequenz f_F soll ein ungeradzahliges Vielfaches der halben Zeilenfrequenz f_h sein.

$$f_F = (2n + 1) \cdot \frac{f_h}{2} \quad (18)$$

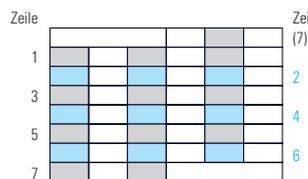
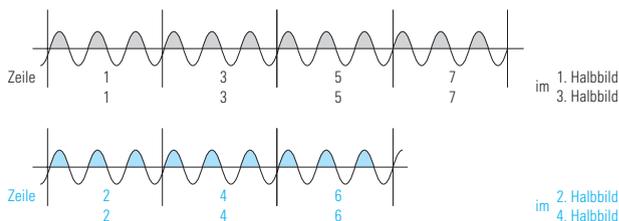
Man erhält so den sogenannten Halbzeilen-Offset.

Der Störeinfluss eines Farbträgers auf das Schwarzweißbild lässt sich allgemein folgendermaßen erläutern, wenn davon ausgegangen wird, dass eine sinusförmige Schwingung im Frequenzbereich des BAS-Signals zu einem Hell-Dunkel-Störmuster am Bildschirm führt:

Bei einer ganzzahligen Beziehung zwischen Farbträgerfrequenz und Horizontalfrequenz, das heißt bei Nicht-Offset-Lage zur Horizontalfrequenz, tritt ein Störmuster aus hellen und dunklen vertikalen Streifen auf, deren Anzahl entsprechend dem Faktor n ist (Bild 41). Durch den Halbzeilen-Offset ergibt sich ein Wechsel der Phasenlage der Farbträgerschwingung um 180° von Zeile zu Zeile eines Halbbildes. Nach jeweils zwei Halbbildern aber fallen, wegen der ungeradzahligem Anzahl von Zeilen, helle und dunkle Bildpunkte aufeinander. Das im Takt von $f_v/4 = 12,5 \text{ Hz}$ auftretende Störmuster würde sich so über vier Halbbilder hinweg kompensieren (Bild 42). Die Kompensation des Störmusters auf dem Bildschirm ist jedoch wegen der Nichtlinearität der Bildröhrenkennlinie und des nicht ausreichenden Integrationsvermögens des Auges unvollkommen.

Geht man vom Halbzeilen-Offset der Farbträgerfrequenz zur Horizontalfrequenz aus, so lässt sich der subjektive Störeindruck noch dadurch reduzieren, dass die Frequenz des Farbträgers möglichst hoch gewählt wird. Das Störmuster erhält damit eine sehr feine Struktur.

Bild 41
Störmuster durch den Farbträger bei ganzzahliger Beziehung zwischen Farbträgerfrequenz und Horizontalfrequenz



$f_F = n \cdot f_h$
z.B. $n=3$

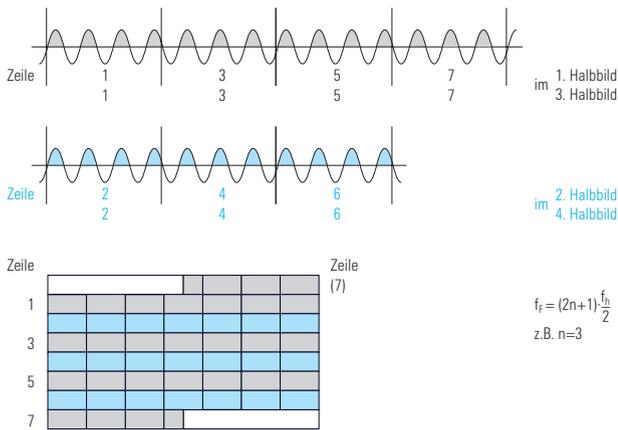


Bild 42
Kompensation des
Störmusters bei
Halbzeilen-Offset der
Farbträgerfrequenz.

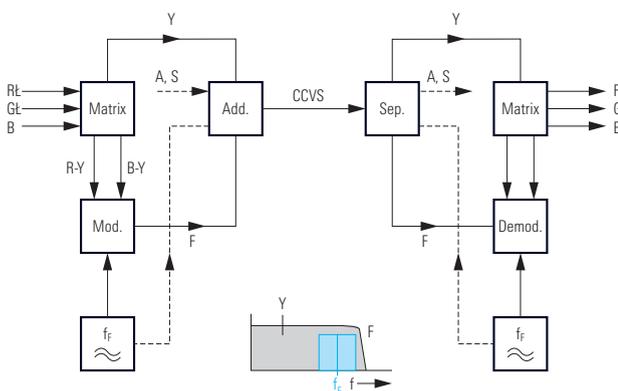


Bild 43
Prinzip der kompatiblen
Farbfernsehübertragung
durch Leuchtdichte- und
Farbsignale.

Dagegen muss aber berücksichtigt werden, dass der Farbträger durch die Farbdifferenzsignale moduliert wird, so dass zur Übertragung des oberen Seitenbandes ein gewisser Mindestabstand der Farbträgerfrequenz zur oberen Frequenzbandgrenze des BAS-Signals eingehalten werden muss.

Als günstigster Kompromiss erwies sich ein Wert von etwa 4,4 MHz für die Farbträgerfrequenz. Man kommt so zu dem Schema der kompatiblen Farbfernsehübertragung durch das Leuchtdichtesignal und dem einem Farbträger aufmodulierten Farbsignal, wie es dem NTSC-System und seinen Varianten zugrunde liegt (Bild 43). Für ein auf die CCIR-Norm modifiziertes NTSC-Verfahren, das später noch ausführlich beschrieben wird, wurde eine Farbträgerfrequenz festgelegt von

$$f_F = 567 \cdot \frac{f_h}{2} = 283,5 \cdot f_h = 4,4296875 \text{ MHz.} \quad (19)$$

Eine weitere Entwicklung des NTSC-Verfahrens führte zu dem heute weit verbreiteten PAL-Verfahren. Bei diesem wird

eine Komponente der Farbträgerschwingung zeilenweise um 180° umgeschaltet. Damit wird aber die Offset-Bedingung für diese Komponente des Farbträgers wieder aufgehoben, und es entsteht im kompatiblen Schwarzweißbild ein starkes Störmuster. Man vermeidet dies nun durch einen Viertelzeilen-Offset des Farbträgers und durch einen zusätzlichen Versatz um $f_v/2 = 25 \text{ Hz}$. Die Farbträgerfrequenz beim PAL-Verfahren nach der CCIR-Norm ergibt sich somit zu

$$f_F = 283,75 \cdot f_h + 25 \text{ Hz} = 4,43361875 \text{ MHz} \quad (20)$$

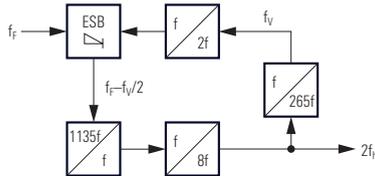


Bild 44
Verkopplung der Farbträgerfrequenz mit der Horizontalfrequenz.

Die starre Verkopplung der Farbträgerfrequenz mit der Horizontalfrequenz erreicht man durch Ableitung der Zeilenfrequenz

f_h beziehungsweise der doppelten Zeilenfrequenz $2 \cdot f_h$ aus der Frequenz f_F des Farbträgers (Bild 44).

5.2 Modulation des Farbträgers

Das Farbsignal wird durch Modulation des Farbträgers von den beiden Farbdifferenzsignalen übertragen. Das Modulationsverfahren muss es erlauben, auf der Empfangsseite die Farbdifferenzsignale wieder getrennt zu gewinnen.

Beim NTSC- und auch beim PAL-Verfahren wird eine Doppel-Amplitudenmodulation angewendet. Vom Farbträger wird eine 0°-Komponente durch das (B - Y)-Signal und eine 90°-Komponente durch das (R - Y)-Signal amplitudenmoduliert bei gleichzeitiger Trägerunterdrückung. Man erhält so die Quadraturmodulation (Bild 45). Das resultierende Modulationsprodukt ist eine Farbträgerschwingung, deren Amplitude und Phasenlage von den beiden Farbdifferenzsignalen bestimmt wird. Es liegt gleichzeitig eine Amplituden- und Phasenmodulation vor. Verglichen mit der Darstellung des Farbsignals nach Bild 34, entspricht der Farbsättigung jetzt die Amplitude F und dem Farbton der Phasenwinkel ϕ_F der modulierten Farbträgerschwingung. Es ist deshalb auch üblich, bei der modulierten Farbträgerschwingung vom Farbsignal zu sprechen.

$$F = \sqrt{(B \ominus Y)^2 + (R \ominus Y)^2} \quad (21)$$

$$\phi_F = \arctan \frac{R \ominus Y}{B \ominus Y} \quad (22)$$

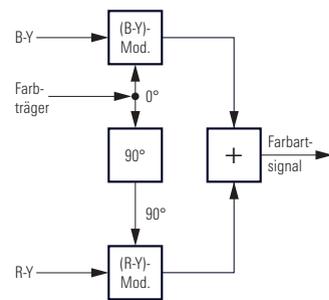


Bild 45
Erzeugung des Farbsignals durch
Quadraturmodulation des Farbträgers
von den beiden Farbdifferenzsignalen.

Ein Zeigerdiagramm des Farbsignals veranschaulicht die Lage der Farborte im Farbkreis (Bild 46). Ähnlich wie beim

Farbdreieck in Bild 29 erkennt man die sich über den Koordinaten-Nullpunkt (Unbunt) gegenüberliegenden Komplementärfarben. Bei der Übertragung einer unbunten Bildstelle werden die Farbdifferenzsignale und damit auch die Amplitude der Farbträgerschwingung zu Null. Im Schwarzweißbild treten in diesem Fall auch keine Störungen durch den Farbträger auf.

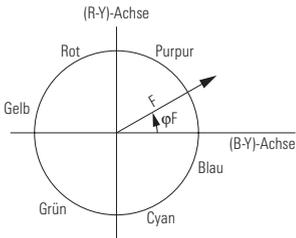


Bild 46 Vektordarstellung des Farbartsignals, Farbkreis.

Zur Demodulation des Farbartsignals wird die phasenrichtige unmodulierte Trägerschwingung benötigt. Es findet eine Synchrondemodulation statt, bei der nur die in Phase zur Referenzträgerschwingung liegende Komponente des Farbartsignals bewertet wird. Da die eigentliche Trägerschwingung nicht übertragen wird, muss sie am Empfangsort als Referenzträger erzeugt werden. Zur Synchronisierung mit dem sendeseitigen Farbträger wird während jeder Zeile innerhalb der H-Austastlücke ein Bezugssignal gesendet, das Farbsynchronsignal, das nach dem englischen Sprachgebrauch auch als Burst bezeichnet wird. Dieses Signal besteht aus etwa zehn Schwingungszügen des sendeseitigen Farbträgers, die innerhalb des Zeitabschnitts der hinteren Schwarzscher übertragen werden (Bild 47).

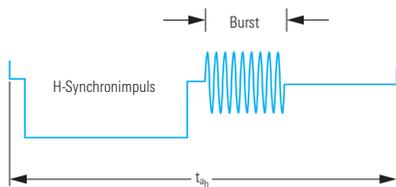


Bild 47 Farbsynchronsignal (Burst).

Die Phase des Farbsynchronsignals liegt beim NTSC-Verfahren bei 180° gegenüber der 0° -Bezugsphase des Farbträgers.

Im Empfänger wird das Farbsynchronsignal durch Austasten vom Farbartsignal getrennt. In einer Phasenvergleichsschaltung wird aus der Abweichung der Referenzträgerphase von der Phase des Farbsynchronsignals eine Regelspannung gewonnen, die über ein Integrationsglied den Referenzträgerszillator in Frequenz und Phase nachsteuert. Die Regelspannung wird zu Null, wenn die Phasendifferenz 90° beträgt. Vom Referenzträgerszillator wird die 90° -Komponente direkt dem (R - Y)-Synchrondemodulator und über eine 90° -Phasenrückdrehung als 0° -Komponente dem (B - Y)-Synchrondemodulator zugeführt (Bild 48).

5.3 FBAS-Signal

Das Farbartsignal F wird mit dem BAS-signal zum FBAS-Signal zusammengefasst. Dem hochfrequenten Bildträger wird durch Amplitudenmodulation das FBAS-Signal aufgeprägt. Bei Berücksichtigung der vollen Farbdifferenzsignalpegel würde eine Übermodulation des

hochfrequenten Bildträgers durch das Farbartsignal bei verschiedenen bunten Bildvorlagen auftreten. Am Beispiel der Normfarbbalkenfolge sei dies gezeigt (Tabelle 4).

Die Übermodulation tritt in beiden Richtungen auf (Bild 49). Insbesondere durch das periodische Aussetzen der hochfrequenten Trägerschwingung und das Unterschreiten des 10%-Weißpegels würden starke Störungen auftreten. Es muss deshalb die Farbartsignalamplitude reduziert werden. Man hat sich entschieden, als Kompromiss zwischen Übermodulation einerseits und Verringerung des Signal/Rausch-Abstandes andererseits eine Übermodulation von 33% in beiden Richtungen bei voll gesättigten Farben zuzulassen. In der Praxis treten voll gesättigte Farben nämlich kaum auf. Man erreicht dies durch unterschiedliche Reduktionsfaktoren für die beiden Farbdifferenzsignale, und zwar durch Multiplikation mit dem Faktor

0,49 beim (B - Y)-Signal
und 0,88 beim (R - Y)-Signal

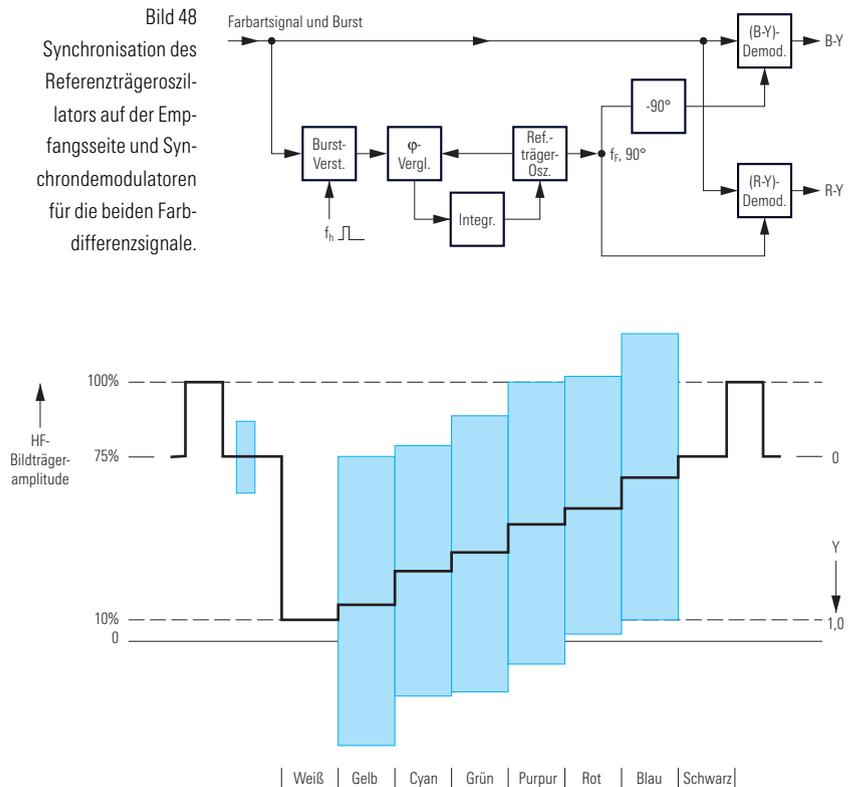


Bild 49 Amplitudenmodulation des hochfrequenten Bildträgers durch das FBAS-Signal ohne Reduzierung der Farbdifferenzsignale.

Tabelle 4 Übermodulation des HF-Bildträgers durch Normfarbbalken

Farbbalken	Y	B - Y	R - Y	F	Y + F	Y - F
Weiß	1	0	0	0	1	1
Gelb	0,89	-0,89	+0,11	0,89	1,78	0
Cyan	0,70	+0,30	-0,70	0,76	1,46	-0,06
Grün	0,59	-0,59	-0,59	0,83	1,42	-0,24
Purpur	0,41	+0,59	+0,59	0,83	1,24	-0,42
Rot	0,30	-0,30	+0,70	0,76	1,06	-0,46
Blau	0,11	+0,89	-0,11	0,89	1,00	-0,78
Schwarz	0	0	0	0	0	0

Tabelle 5 Modulation des HF-Bildträgers durch Normfarbbalken mit reduzierten Farbdifferenzsignalen

Farbbalken	Y	U	V	F _{red}	Y + F _{red}	Y - F _{red}
Weiß	1	0	0	0	1	+1
Gelb	0,89	-0,44	+0,10	0,44	1,33	+0,45
Cyan	0,70	+0,15	-0,62	0,63	1,33	+0,07
Grün	0,59	-0,29	-0,52	0,59	1,18	0
Purpur	0,41	+0,29	+0,52	0,59	1,00	-0,18
Rot	0,30	-0,15	+0,62	0,63	0,93	-0,33
Blau	0,11	+0,44	-0,10	0,44	0,55	-0,33
Schwarz	0	0	0	0	0	0

Es ergeben sich daraus die „reduzierten Farbdifferenzsignale“, denen man die Bezeichnungen U und V gegeben hat.

$$U = (B - Y)_{red} = 0,49 \cdot (B - Y) = -0,15 \cdot R - 0,29 \cdot G + 0,44 \cdot B, \quad (23)$$

$$V = (R - Y)_{red} = 0,88 \cdot (R - Y) = -0,61 \cdot R - 0,52 \cdot G - 0,10 \cdot B, \quad (24)$$

(Die Zahlenwerte sind auf- beziehungsweise abgerundet.)

Für das Farbbalken-Testbild mit 100% gesättigten Farben ergibt dies die in Tabelle 5 zusammengefassten Signalwerte. Das Zeilenoszillogramm des FBAS-Signals für die Farbbalkenfolge mit 100% gesättigten Farben zeigt Bild 50.

Für messtechnische Untersuchungen und Einstellungen an Farbfernseh-Übertragungssystemen dient als Testsignal die Normfarbbalkenfolge, bei der nach EBU-Norm (European Broadcasting Union) alle Farbwertsignale, außer im Weiß-Balken, auf 75% reduziert werden. Damit wird die 33%ige Übermodulation durch den Farbträger vermieden (Bild 51).

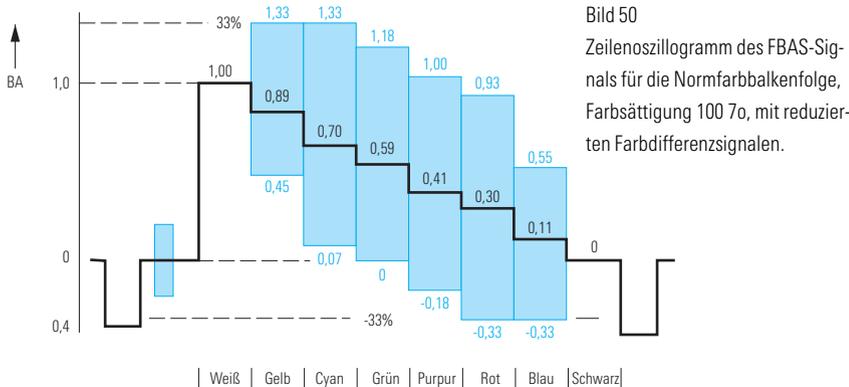


Bild 50 Zeilenoszillogramm des FBAS-Signals für die Normfarbbalkenfolge, Farbsättigung 100%, mit reduzierten Farbdifferenzsignalen.

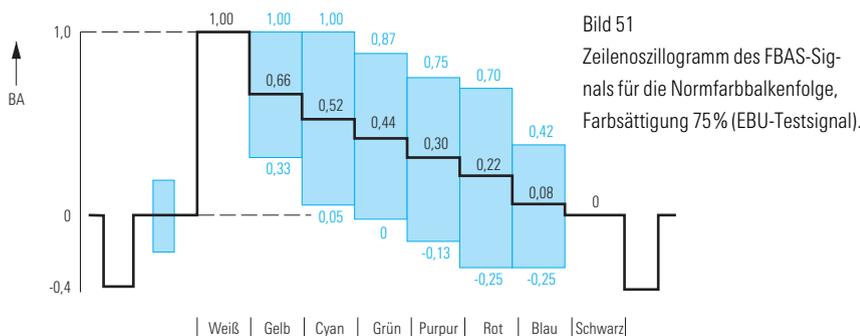


Bild 51 Zeilenoszillogramm des FBAS-Signals für die Normfarbbalkenfolge, Farbsättigung 75% (EBU-Testsignal).

Zur Bestimmung der Farbträger-Phasenlage beziehungsweise der Farborte in der (B - Y)-(R - Y)-Ebene verwendet man das Vektorskop. Es handelt sich dabei um ein in Polarkoordinaten geeichtes Oszilloskop mit zwei Synchron-demodulatoren für die F_U- und F_V-Komponente des Farbsignals. Die demodulierten Farbdifferenzsignale werden dem X- und Y-Eingang des Oszilloskops zugeführt. Das Vektroszillogramm der Normfarbbalkenfolge zeigt Bild 52.

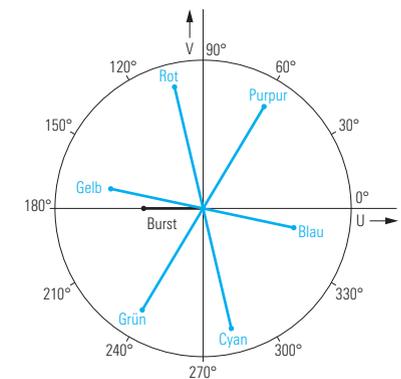


Bild 52 Vektroszillogramm der Normfarbbalkenfolge.

5.4 NTSC-Verfahren

Die bei der Farbfernsehübertragung im Wesentlichen verwendeten Verfahren NTSC, PAL und SECAM unterscheiden sich nur hinsichtlich der Modulation des Farbträgers. Das nach dem „National Television System Committee“ benannte NTSC-Verfahren bildet die Grundlage für die verbesserten Varianten PAL und SECAM.

Das NTSC-Verfahren ist durch die bisherigen Ausführungen über die Modulation des Farbträgers und das FBAS-Signal im Prinzip bereits beschrieben worden. Abweichend von dem bisher Gesagten werden aber beim Original-NTSC-System (US-Norm) nicht die reduzierten Farbdifferenzsignale U und V übertragen, sondern die auf ein um 33° gedrehtes Koordinatensystem bezogenen Komponenten, die „I-Komponente“ und die „Q-Komponente“ (Bild 53).

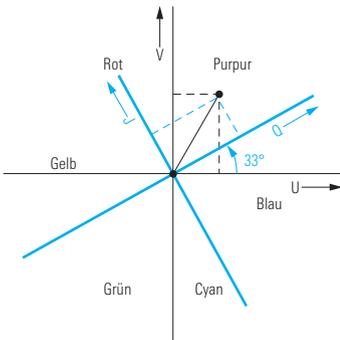


Bild 53 I- und Q-Komponente der reduzierten Farbdifferenzsignale beim Original-NTSC-System.

Die I-Achse entspricht im Farbdreieck der Achse maximaler und die Q-Achse der Achse minimaler Farbauflösung des menschlichen Auges (Bild 54). Man erreicht dadurch eine günstigere Übertragung von Farbübergängen.

Die Modulationssignale sind jetzt

$$I = V \cdot \cos 33^\circ - U \cdot \sin 33^\circ, \quad (25)$$

$$Q = V \cdot \sin 33^\circ + U \cdot \cos 33^\circ \quad (26)$$

oder mit den Matrixgleichungen aus den Farbwertsignalen

$$I = 0,60 \cdot R - 0,28 \cdot G - 0,32 \cdot B, \quad (27)$$

$$Q = 0,21 \cdot R - 0,52 \cdot G + 0,31 \cdot B. \quad (28)$$

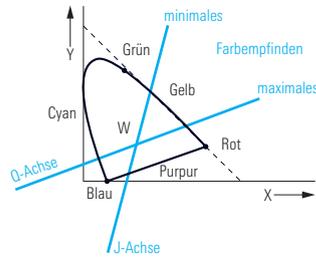


Bild 54 I-Q-Achsensystem im Farbdreieck.

Die beiden Signale I und Q werden mit unterschiedlicher Bandbreite übertragen, nämlich das

I-Signal mit 1,3 MHz

und das Q-Signal mit 0,5 MHz.

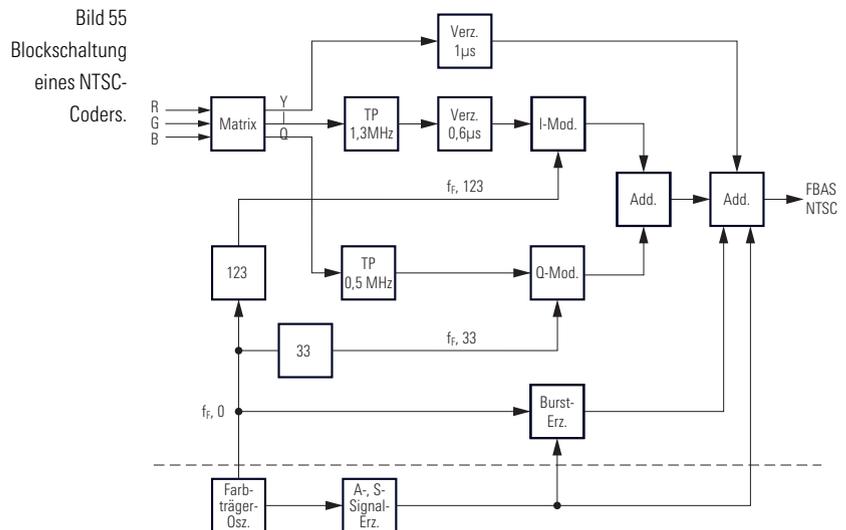
Bild 55 zeigt das vollständige Blockschaubild eines NTSC-Coders. Die Funktion eines entsprechenden Decoders ist, abgesehen von der 33°-Phasendrehung, im Wesentlichen durch Bild 48 erläutert.

Das menschliche Auge reagiert sehr stark auf Farbtonverfälschungen. Der Farbton des von der Bildröhre wiedergegebenen Farbbildes wird bestimmt durch den Phasenwinkel des Farbartsignals, bezogen auf die Phase des Farbsynchronsignals. Bei der Bildung des FBAS-Signals im Studio kann es vorkommen, dass das Farbartsignal von verschiedenen Quellen her unterschiedliche Signallaufzeiten und damit verschiedene Phasendrehungen gegenüber dem Burst aufweist. Beim NTSC-Farbfernsehempfänger ist zur Kor-

rektur von Farbtonfehlern, die sich auf Grund statischer Phasenfehler im Übertragungsweg ergeben, eine Einstellvorrichtung vorhanden, mit der die Phasenlage des Referenzträgers nachgestellt werden kann. Dies geschieht meist unter Bezugnahme auf den Farbton eines bekannten Bildteiles, beispielsweise der Hautfarbe.

Nicht korrigieren lassen sich mit diesem Farbtonregler allerdings die sogenannten differentiellen Phasenfehler. Unter dem Begriff der „differentiellen Phase“ versteht man nach DIN 45061 „die Differenz der Phasendrehungen in einem Vierpol an zwei verschiedenen Stellen der Aussteuerungskennlinie bei der Farbträgerfrequenz“. Ähnlich ist auch der Begriff „differentielle Verstärkung“ definiert.

Das Farbartsignal erleidet zum Beispiel beim Durchlaufen einer Verstärkerstufe mit vorgeschaltetem Schwingkreis auf Grund des über den Y-Anteil des FBAS-Signals unterschiedlichen Arbeitspunktes auf der Übertragungskennlinie eine differentielle Amplitudenänderung (wegen der unterschiedlichen Steilheit entlang der Kennlinie) und eine differentielle Phasenänderung (wegen der vom Emittierstrom und damit vom Arbeitspunkt abhängigen Eingangskapazität des Transistors). Während die Amplitudenänderung durch eine Gegenkopplung weitgehend eliminiert werden kann, ist die Phasenänderung nur durch Einengung des Aussteuerbereichs zu reduzieren. Bild 56 zeigt diesen Einfluss auf das FBAS-Signal und die Auswirkung in der Vektorskop-Darstellung.



5.5 PAL-Verfahren

Eine wesentlich geringere Störanfälligkeit gegenüber statischen und differentiellen Phasenfehlern weist das PAL-Verfahren auf. Es findet dabei eine Kompensation der auftretenden Phasenfehler mit relativ geringem Aufwand statt. Der Grundgedanke des PAL-Verfahrens ist folgender: Ein vorhandener Phasenfehler kann durch einen entgegengesetzt gerichteten Phasenfehler kompensiert werden. Technisch erreicht man dies durch eine zeilenweise Umschaltung der Phasenlage einer der beiden Komponenten des Farbsignals um 180° , beispielsweise der F_V -Komponente. Von dem zeilenweisen Phasenwechsel,

„phase alternation line“, leitet sich auch die Bezeichnung PAL ab.

Bei Vorliegen eines Phasenfehlers im Übertragungsweg ergeben sich im Empfänger nach Aufhebung der senderseitigen Umpolung der F_V -Komponente von Zeile zu Zeile abwechselnd positive und negative Abweichungen der Phasenlage des Farbsignals vom Sollwert. Durch eine Verzögerung des Farbsignals um die Dauer einer Zeile ($64 \mu s$) und anschließende Addition des verzögerten und unverzögerten Signals fallen jeweils zwei entgegengesetzt gerichtete Phasenfehler zeitlich zusammen und heben sich so auf. Man geht bei diesem Verfahren allerdings von der Annahme aus, dass

sich die Farbart in zwei aufeinanderfolgend übertragenen Zeilen nicht ändert. Sind horizontal verlaufende Farbkanten vorhanden, so empfindet das Auge jedoch auch dann kaum eine Verfälschung des Farbübergangs.

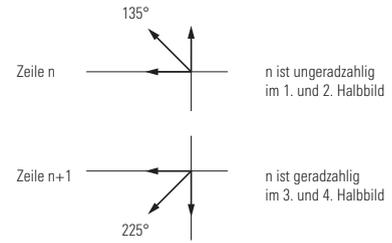


Bild 58 Alternierender Burst beim PAL-Verfahren.

Die Kompensation eines Phasenfehlers beim PAL-Verfahren zeigt Bild 57. Es wird dabei ein Phasenfehler α angenommen, der das Farbsignal gegenüber dem Burst auf der Übertragungsstrecke beeinflusst. Nach Aufhebung der F_V -Umpolung (PAL-Umschaltung) und Addition der Farbsignale zweier aufeinanderfolgender Zeilen ergibt sich ein resultierendes Signal F_{res} , dessen Phasenwinkel identisch ist mit dem des gesendeten Farbsignals, womit auch der ursprüngliche Farbton erhalten bleibt. Das resultierende Signal weist, nach Reduzierung auf den halben Amplitudenwert, lediglich eine geringe Entsättigung auf.

Zur phasenrichtigen Umpolung der F_V -Komponente im Empfänger beziehungsweise des Referenzträgers für den $(R - Y)$ -Synchrondemodulator wird mit dem Farbsynchronsignal eine zusätzliche Kennung übertragen. Das Farbsynchronsignal wird dazu in zwei Komponenten aufgespalten, von denen eine in der 180° -Phasenlage und die andere zeilenweise abwechselnd phasenrichtig mit der F_V -Umpolung mit $\pm 90^\circ$ -Phasenlage gesendet wird. Dadurch ergibt sich der sogenannte „alternierende Burst“ mit $180^\circ \pm 45^\circ$ (Bild 58). Die eigentliche Bezugsphase des Burst erhält man durch Mittelwertbildung zu 180° .

Der Referenzträgerszillator im Empfänger stellt sich über die Phasenregelung auf 90° gegenüber dem Mittelwert der Burst-Phase ein. Das Kennsignal für die Synchronisierung des PAL-Umschalters wird dem Burst-Phasendiskriminator

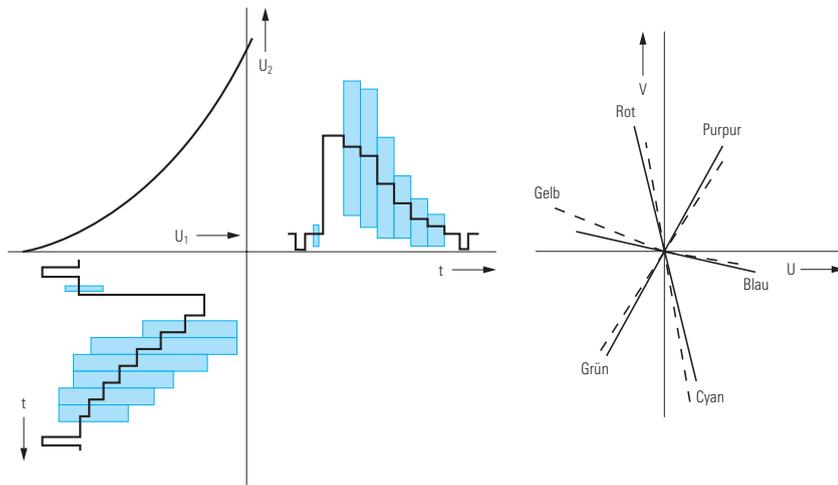


Bild 56 Entstehung von differentiellen Amplituden- und Phasenfehlern.

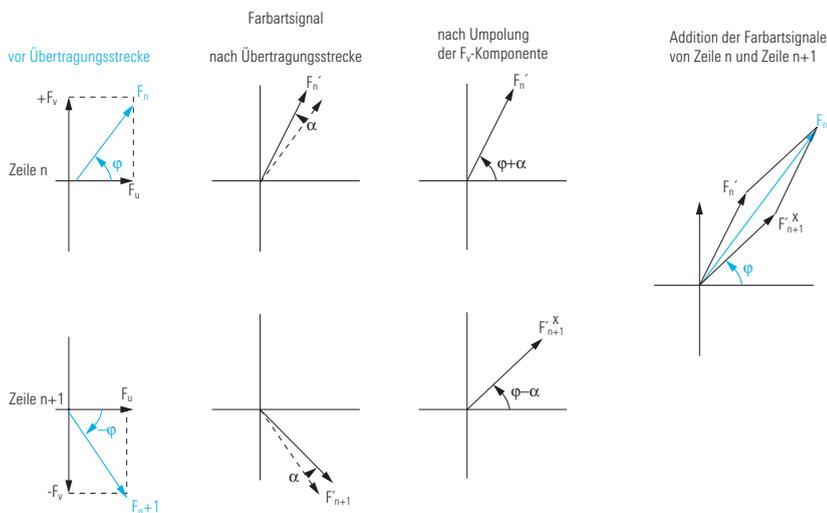


Bild 57 Kompensation eines Phasenfehlers beim PAL-Verfahren.

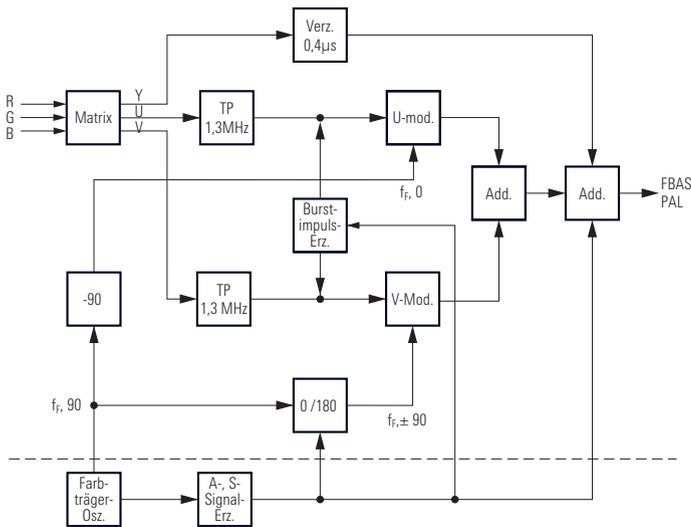


Bild 59
Blockschaltbild
eines PAL-
Coders.

entnommen (siehe Bild 62). Beim PAL-Verfahren werden die reduzierten Farbdifferenzsignale U und V direkt übertragen, ihre Bandbreite beträgt 1,3 MHz. Eine Begrenzung der Seitenbänder des modulierten Farbträgers auf unterschiedliche Breite wirkt sich infolge der Phasenfehlerkompensation nicht mehr störend aus. Bild 59 zeigt das Blockschaltbild eines PAL-Coders. Gegenüber dem NTSC-Coder entfällt die 33° -Phasendrehung der Farbträgerkomponenten, es kommen jedoch die Umpolung der Farbträgerkomponente für den (B-Y)-Modulator sowie die Erzeugung des alternierenden Burst hinzu.

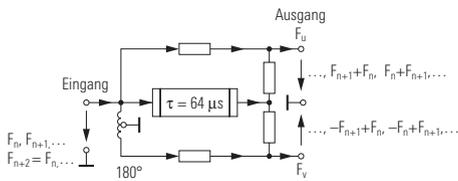


Bild 60
PAL-Laufzeit-Decoder.

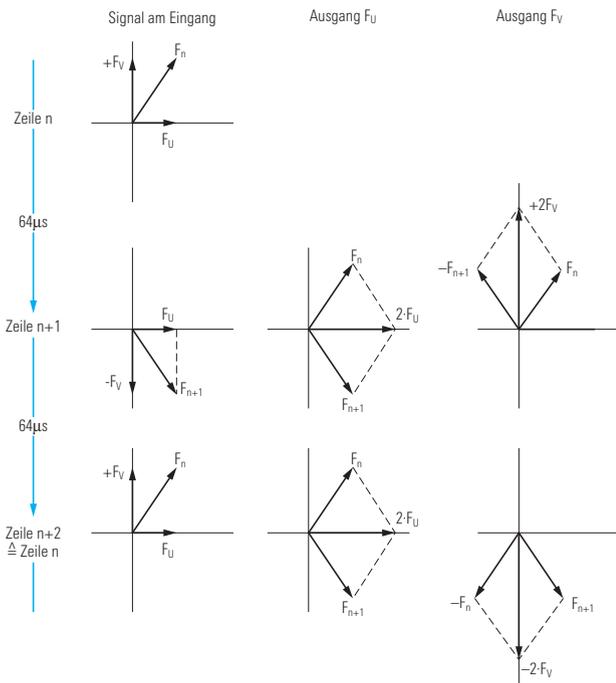


Bild 61
Aufspaltung des
Farbartsignals in die F_U -
und die F_V -Komponente
beim PAL-Laufzeit-
Decoder.

Die technische Realisierung der PAL-Fehlerkompensation bedarf gegenüber der Prinzipdarstellung in Bild 57 einer gesonderten Erläuterung. Dazu ist es zweckmäßig, aus dem PAL-Decoder zunächst die Funktionsgruppe Laufzeit-Decoder herauszunehmen. Im Gegensatz zum NTSC-Decoder wird nämlich beim PAL-Decoder das Farbartsignal nicht den beiden Synchronmodulatoren gleichzeitig zugeführt, sondern es findet bereits vorher eine Aufspaltung in die F_U - und F_V -Komponente statt. Diese Aufgabe übernimmt der Laufzeit-Decoder (Bild 60). Das ankommende Farbartsignal wird an dessen Eingang dreifach aufgeteilt. Es gelangt über ein Laufzeitglied mit $64 \mu s$ Signalverzögerung (Δ Zeilendauer) sowie direkt und um 180° in der Phase gedreht an die beiden Ausgänge. Dort findet jeweils eine Signaladdition statt. Am Ausgang F_U addieren sich das Farbartsignal der vorangehenden Zeile (F_n) und das der gerade ablaufenden Zeile (F_{n+1}). Aufeinanderfolgende Zeilen beinhalten die F_V -Komponente mit um 180° wechselnder Phasenlage, so dass sich die F_V -Komponente über zwei Zeilen hinweg aufhebt. An diesem Ausgang kann somit ständig die F_U -Komponente des Farbartsignals abgenommen werden. Dem Ausgang F_V wird das Eingangssignal um 180° phasenverschoben zugeführt. Durch die Addition mit dem verzögerten Farbartsignal ergibt sich eine Aufhebung der F_U -Komponente, und es erscheint an diesem Ausgang die F_V -Komponente des Farbartsignals, allerdings zeilenweise in der Phasenlage um 180° wechselnd. Die Funktion des Laufzeit-Decoders lässt sich sehr anschaulich an Hand der Zeigerdiagramme gemäß Bild 61 erklären.

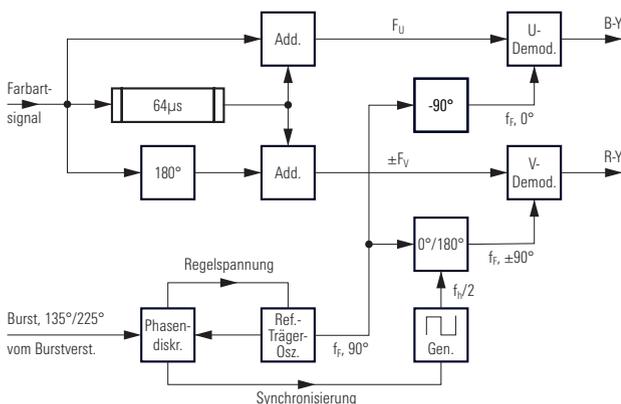


Bild 62
PAL-Decoder mit Referenzträgergewinnung.

Die zeilenweise Änderung der Phasenlage der F_V -Komponente kann durch eine gesteuerte Umschaltung rückgängig gemacht werden. Einfacher ist jedoch die zeilenweise Umpolung der Phasenlage des Referenzträgers im $(R - Y)$ -Synchrondemodulator. In der Zusammenschaltung des kompletten PAL-Decoders übernimmt diese Aufgabe der PAL-Schalter. Die Synchronisierung des PAL-Schalters erfolgt vom alternierenden Burst her (Bild 62).

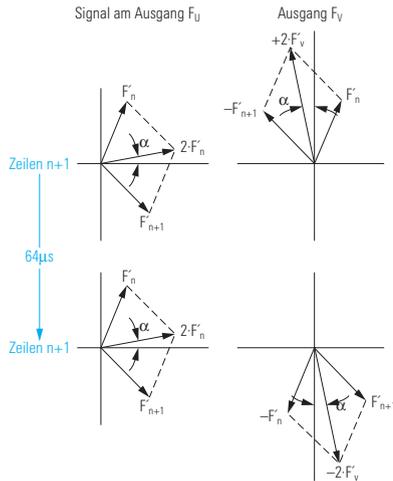


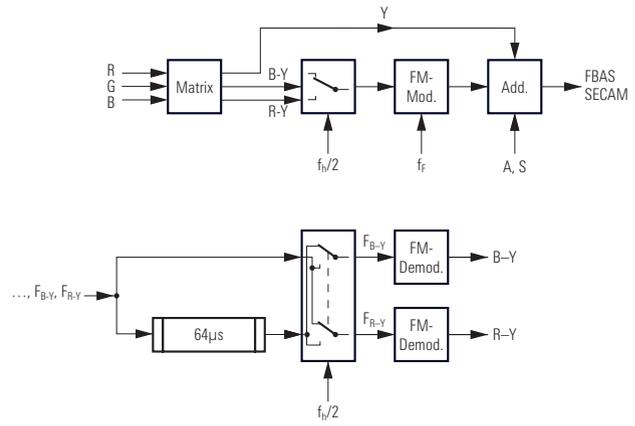
Bild 63
Einfluss eines Phasenfehlers auf die Signale beim PAL-Laufzeit-Decoder.

Ein Phasenfehler im Übertragungsweg erscheint sowohl beim F_U - als auch beim F_V -Signal in gleicher Richtung (Bild 63). Da in den Synchrondemodulatoren aber nur eine Bewertung der mit dem Referenzträger in Phase liegenden Komponente des zugeführten Signals stattfindet, erhält man am Ausgang des $(B - Y)$ -Demodulators das Signal $U' = |F_U| \cdot \cos \alpha$ und am Ausgang des $(R - Y)$ -Demodulators das Signal $V' = |F_V| \cdot \cos \alpha$. Beide Farbdifferenzsignale werden um denselben Faktor reduziert, so dass das Verhältnis V/U beziehungsweise $(R - Y)/(B - Y)$ konstant und damit auch der Farbton des wiedergegebenen Bildteiles unbeeinflusst bleibt. Eine Entsättigung gemäß dem Faktor $\cos \alpha$ macht sich wesentlich erst bei großen Phasenfehlern bemerkbar.

5.6 SECAM-Verfahren

Auch das SECAM-Verfahren bringt eine Verbesserung gegenüber dem NTSC-Verfahren hinsichtlich einer Farbtonverfälschung durch Phasenfehler auf dem

Bild 64
Vereinfachtes Blockschaltbild des SECAM-Coders (oben) und -Decoders (unten).



Übertragungsweg. Es basiert, wie das PAL-Verfahren, auf der Annahme, dass sich die Farbinformation von Zeile zu Zeile nicht wesentlich ändert beziehungsweise, dass das menschliche Auge eine Verringerung der Vertikal-Farbauflösung bis zu einem gewissen Grad nicht als störend empfindet.

Die für die Farbinformation charakteristischen Farbdifferenzsignale $(B - Y)$ und $(R - Y)$ brauchen deshalb nicht gleichzeitig übertragen zu werden. Dies kann vielmehr in jeweils aufeinanderfolgenden Zeilen nacheinander geschehen. Im Empfänger wird dann das Signal einer Zeile über eine Verzögerungsleitung für die Dauer von $64 \mu\text{s}$ gespeichert und mit dem Signal der folgenden Zeile gemeinsam verarbeitet. Die Bezeichnung SECAM, aus „séquentielle à mémoire“ abgeleitet, besagt, dass es sich um ein sequentielles Verfahren mit Speicher handelt.

Nachdem die beiden Farbdifferenzsignale getrennt übertragen werden, kann die Modulationsart frei gewählt werden. Beim SECAM-Verfahren arbeitet man mit der wenig störanfälligen Frequenzmodulation. Die Bezugsfrequenz des FM-Demodulators muss jedoch sehr konstant gehalten werden, damit keine Verfälschung der demodulierten Farbdifferenzsignale auftritt.

Bild 64 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild eines SECAM-Coders und -Decoders. Im Coder werden zeilenweise abwechselnd das $(B - Y)$ - und das $(R - Y)$ -Signal an den Frequenzmodulator angelegt. Damit im Decoder die Zuordnung der demodulierten Farbdifferenzsignale synchron zur Sendeseite erfolgt, werden

während neun Zeilen der Vertikal-Austastlücke nach dem V-Impuls Identifikationsimpulse in Form des modulierten Farbträgers übertragen.

Bei der Frequenzmodulation des Farbträgers wird dieser selbst nicht unterdrückt. Insbesondere bei wenig gesättigten Farben würde sich dadurch bei einem Schwarzweiß-Empfänger trotz Farbträgeroffset ein Störmuster am Bildschirm zeigen. Es wird deshalb der Farbträger sendeseitig durch eine Preemphase abgesenkt und empfangsseitig durch eine Deemphase im Farbkanal wieder angehoben. Den Einfluss von Rauschstörungen vermindert man durch eine videofrequente Pre- und Deemphase.

Das SECAM-Verfahren hat verschiedene Entwicklungsstufen durchlaufen. Die letzte Variante, SECAM III b oder SECAM III opt., basiert auf geringfügig unterschiedlichen Farbträgerfrequenzen für das $(B - Y)$ - und $(R - Y)$ -Signal, wodurch das Störmuster des Farbträgers noch verringert wird.

Gegenüber dem PAL-Verfahren weist SECAM einige systembedingte Schwächen auf, da die Frequenzmodulation an ihrer physikalischen Grenze ausgenutzt wird [3].

LITERATUR

- [3] Schönfelder, H.: Fernsehtechnik, Teil I und II. Vorlesungsniederschrift. Justus von Liebig-Verlag, Darmstadt, 1972 und 1973.

6 Farbbildaufnahme und -wiedergabe

Den bisherigen Erläuterungen wurde stets ein elektrisches Bildsignal zugrunde gelegt, das mit einem optisch-elektrischen Wandler aus der zu übertragenden Bildvorlage gewonnen wurde. Im Folgenden wird nun kurz auf die sende- und empfangsseitigen Wandler beim Fernsehen eingegangen und dann abschließend die Wiedergabe des Farbbildes durch den Farbfernsehempfänger demonstriert.

6.1 Prinzip der Farbbildaufnahme

Den Ausgangspunkt bildet zunächst wieder ein optisch-elektrischer Wandler, der Helligkeitsschwankungen in ein elektrisches Bildsignal umsetzt. Von den verschiedenen Wandler-Systemen sind für die Fernsehtechnik im wesentlichen nur noch die Aufnahmeröhren mit Halbleiterfotoschicht von Bedeutung. Bei den Röhren des Vidikon-Typs dient eine Halbleiterschicht als Speicherplatte mit vom Lichteinfall abhängigem Sperrwiderstand. Je nach Zusammensetzung der Halbleiterschicht ergeben sich unterschiedliche Eigenschaften des Wandlers. Vielfach verwendet wird das Plumbikon, mit einer Bleioxidschicht, das gegenüber dem eigentlichen Vidikon, mit einer Antimontrisulfidschicht, eine höhere Empfindlichkeit und weniger Trägheitsercheinungen aufweist.

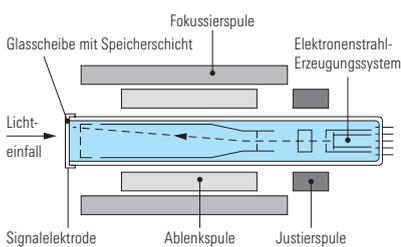


Bild 65 Schematischer Aufbau einer Vidikonkammeraröhre.

In Bild 65 ist der schematische Aufbau einer Aufnahmeröhre des Vidikon-Typs mit den Ablenk- und Fokussierspulen dargestellt. Die Arbeitsweise lässt sich folgendermaßen beschreiben: Der aus der Kathode unter dem Einfluss eines elektrischen Feldes austretende Elektronenstrahl lädt die dem Strahl-Erzeugungssystem zugewendete Seite der Speicher-

platte negativ auf. Über die positive Platenspannung werden auf der Bildseite der Speicherplatte positive Ladungsträger gebunden. An Stellen eines Lichteinfalls werden durch die auftreffenden Lichtquanten in der Halbleiterschicht Elektronen frei, was über den dadurch geringeren Sperrwiderstand einen Ladungsausgleich an den entsprechenden Bildpunkten zur Folge hat. Beim nachfolgenden erneuten Ladevorgang werden an diesen Stellen auf der einen Seite der Speicherplatte wieder Elektronen gebunden und auf der anderen Seite in gleicher Anzahl frei. Diese Elektronen fließen über den äußeren Arbeitswiderstand ab und rufen daran eine Signalspannung hervor. Bild 66 zeigt den Stromkreis für einen Bildpunkt auf der Speicherplatte, der durch die Parallelschaltung eines Kondensators mit einem belichtungsabhängigen Widerstand ersetzt wird.

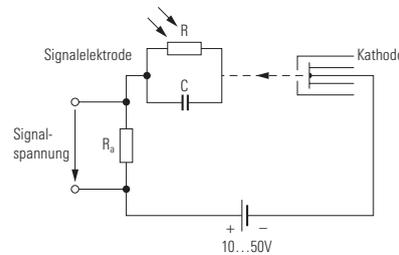


Bild 66 Stromkreis für einen Bildpunkt auf der Speicherplatte bei der Vidikon-Kammeraröhre.

Zur Farbbildaufnahme braucht man – dem Grundprinzip der Farbübertragung entsprechend – drei Aufnahmeröhren, auf deren lichtempfindliche Halbleiterschichten über einen optischen Strahlenteiler, den sogenannten Farbteiler, und über Korrekturfilter zur Anpassung an die spektrale Empfindlichkeit der Halbleiterschichten das zu übertragende Bild in den Farbauszügen Blau, Rot und Grün projiziert wird (Bild 67).

Damit die drei Teilbilder mit ihren Rastern genau deckungsgleich sind, ist eine hohe mechanische und elektronenoptische Präzision erforderlich. Deckungsfehler der Farbraster würden zu einem Schärf-

verlust im Leuchtdichtesignal führen. Man verwendet deshalb auch Farbfernsehkameras mit einer eigenen Aufnahmeröhre für das Leuchtdichtesignal. Zukunftsweisende Entwicklungen, die heute teilweise schon in tragbaren Farbfernsehkameras verwirklicht werden, deuten auf eine Einröhren-Farbfernsehkamera hin, bei der die Farbwertsignale im Rot-, Grün- und Blau-Kanal über ein Multiplexverfahren gewonnen werden.

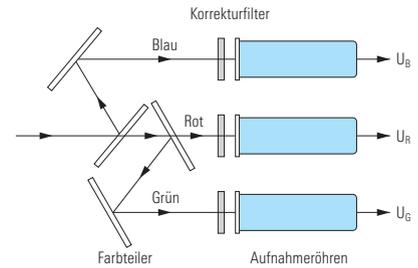


Bild 67 Zerlegung des einfallenden Lichtes bei der Farbfernsehkamera in die drei Primärfarbbanteile.

6.2 Farbbildwiedergabe mit Loch- beziehungsweise Schlitzmaskenröhre

Zur Wiedergabe des Helligkeitsbildes benutzt man beim Fernsehen Bildröhren mit einem Leuchtschirm, der beim Auftreffen eines Elektronenstrahls je nach dessen Intensität mehr oder weniger hell aufleuchtet. Die Rasterablenkung des Elektronenstrahls erfolgt über magnetische Felder, die von den Ablenkströmen in den horizontalen und vertikalen Ablenkspulen erzeugt werden (Bild 68).

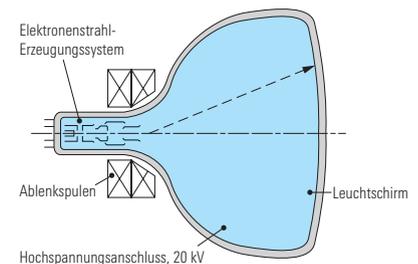


Bild 68 Schwarzweiß-Bildröhre mit Ablenkeinheit.

Die Stärke des Elektronenstrahls wird durch die Spannung an der Steuerelektrode beeinflusst.

Während man bei Bildröhren für Schwarzweiß-Bildwiedergabe einen homogenen, weißbläulich aufleuchtenden Schirm verwendet, muss dieser bei Farbbildröhren die Grundfarben Rot, Grün und Blau abstrahlen. Die Farbdetaillösung hat aber bis in die einzelnen Bildpunkte zu erfolgen. Dazu wird auf dem Bildschirm jeder Bildpunkt durch drei Leuchtstoffpunkte, in den Farben Rot, Grün und Blau, einem sogenannten Farbtupel, dargestellt (Bild 69). Etwa dreimal 400 000 Leuchtstoffpunkte befinden sich auf der Bildschirmfläche.

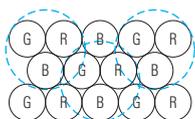


Bild 69
Anordnung der Leuchtstoffpunkte bei der Farbbildröhre.

In der Farbbildröhre sind drei Strahl-Erzeugungssysteme eingebaut. Bei der **Delta-Farbbildröhre**, der über viele

Jahre hinweg fast einzig verwendeten Farbbildröhre, sind die Strahl-Erzeugungssysteme im Winkel von 120° zueinander angeordnet. Die Intensität der austretenden Elektronenstrahlen wird durch die anliegenden Farbwertsignale gesteuert. Damit bei der gemeinsamen Ablenkung der drei Elektronenstrahlen eine eindeutige Zuordnung auf die jeweiligen Leuchtstoffpunkte erreicht wird, ist im Abstand von etwa 15 mm zum Leuchtschirm eine Lochmaske angebracht (Bild 70).

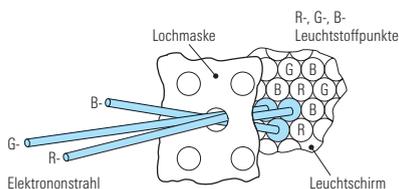


Bild 70
Teil der Lochmaske und des Leuchtschirms bei der Delta-Farbbildröhre.

Neuere Farbbildröhren sind mit einer Schlitzmaske ausgestattet. Entsprechend sind auch die Leuchtstoffpunkte auf dem Bildschirm länglich oval oder als Streifen ausgebildet. Die drei Strahl-Erzeugungssysteme liegen bei dieser sogenannten

In-Line-Farbbildröhre in einer Ebene (Bild 71). Man erreicht durch diese Anordnung eine hohe Farbreinheit, das heißt, es werden von den Elektronenstrahlen stets nur die dem jeweiligen Strahl-Erzeugungssystem zugeordneten Leuchtstoffstreifen richtiger Farbe getroffen, sowie in Verbindung mit einem besonderen Ablenkfeld eine gute Konvergenz, das heißt, es werden die richtigen und zu einem Bildpunkt gehörigen Leuchtstoffpunkte angeregt. Bei der Delta-Farbbildröhre war dazu ein höherer schaltungstechnischer Aufwand erforderlich.

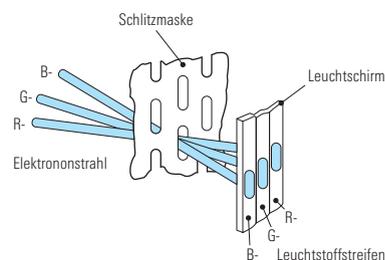


Bild 71
Teil der Schlitzmaske und des Leuchtschirms bei der In-Line-Farbbildröhre.

7 Blockschaltbild eines PAL-Farbfernsehempfängers

Im Stromlaufplan eines heutigen Farbfernsehgerätes lässt sich oft keine detaillierte Signalverfolgung mehr vornehmen. Der Grund liegt in der vielfältigen Verwendung von integrierten Schaltungen, in denen mehrere Funktionseinheiten zusammengefasst sind. Wenn damit auch eine weitgehende Standardisierung der Schaltungstechnik verbunden ist, so gibt es doch noch auf Grund der Vielzahl von Kombinationsmöglichkeiten mehrerer Funktionsstufen ein breites Angebot an integrierten Schaltungen für Farbfernsehempfänger.

Zur besseren Darstellung des Zusammenwirkens all der Funktionseinheiten in einem PAL-Farbfernsehempfänger sind diese in Bild 72 einzeln gezeichnet. Darüber hinaus ist gestrichelt angedeutet, welche Möglichkeiten denkbar und auch tatsächlich in der Zusammenfassung mehrerer Funktionsstufen in integrierten Schaltungen realisiert sind.

Das von der Antenne ankommende HF-Signal wird im VHF-UHF-Tuner in die ZF-Lage umgesetzt, über das Nyquist-Filter zum Ausgleich des Restseitenband-Anteils geführt und im ZF-Verstärker auf den zur Demodulation notwendigen Pegel verstärkt. Damit keine Intermodulation zwischen dem Farbträger und dem Intercarrier-Tonträger entsteht, wird der ZF-Tonträger vom Bild-ZF-Demodulator ferngehalten. In einem eigenen Diodenkreis wird aus dem Ton-ZF- und dem Bild-ZF-Signal das 5,5-MHz-Intercarrier-Ton-ZF-Signal gewonnen. Neuere Entwicklungen gehen in Richtung Paralleltonverfahren, das heißt, es wird das 33,4-MHz-Ton-ZF-Signal direkt verstärkt und demoduliert.

Dem Bild-ZF-Demodulator wird das demodulierte FBAS-Signal entnommen. Es folgt die Synchronsignal-Abtrennung und die selektive Auskopplung des Farbartsignals über einen 4,43-MHz-Bandpass. Der verbleibende Y-Anteil wird zur Angleichung an die größere Signallaufzeit im Farbartverstärker um etwa 1 μ s verzögert und nach weiterer Verstärkung der Matrixschaltung zugeführt.

Das Farbartsignal gelangt nach Verstärkung zum Laufzeit-Decoder, wo es in die F_U - und F_V -Komponente aufgespalten wird. Mit den beiden Synchrondemodulatoren werden, wie bereits ausführlich beschrieben, die Farbdifferenzsignale zurückgewonnen. Aus der Matrixschaltung erhält man die Farbwertsignale zur Steuerung der Farbbildröhre.

Parallel zum Farbartverstärker wird der Farbsynchronimpuls über einen, durch den Zeilenimpuls aufgetasteten Verstärker dem Phasendiskriminator zugeführt, wo ein Vergleich mit der Referenzträger-schwingung stattfindet. Dem Phasendiskriminator werden die Regelspannung für

den Referenzträgerschwingung sowie das Synchronisiersignal für den PAL-Umschalter entnommen. Außerdem wird vom Phasendiskriminator der Farbab-schalter gesteuert, der bei Fehlen des Farbsynchronsignals den Farbartverstärker sperrt, damit bei Schwarzweiß-Bild-wiedergabe kein farbiges Rauschen ent- steht.

Nach der Synchronimpulsabtrennstufe werden, wie beim Schwarzweiß-Empfänger, die Synchronsignale getrennt in den Horizontal- und Vertikalablenkkreis eingeführt. Zusätzliche Korrektursignale, die auf die Ablenkspulen und/oder die Konvergenzspulen der Ablenkein-

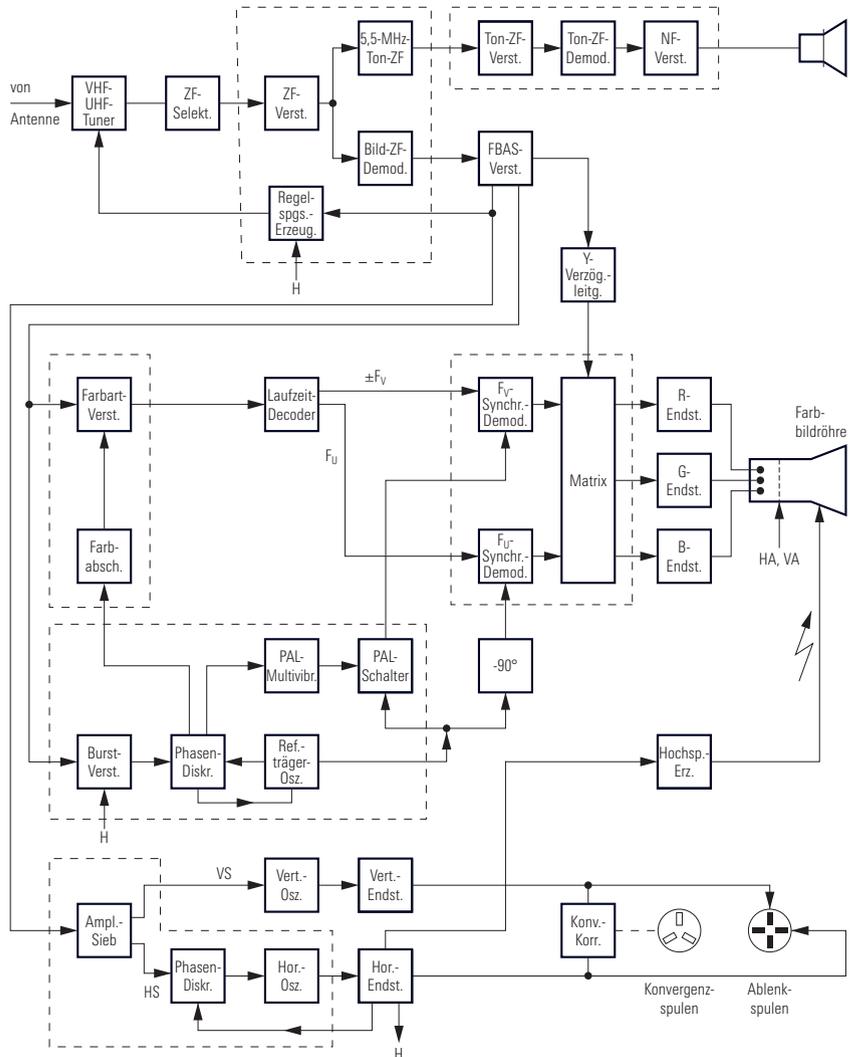


Bild 72
Blockschaltbild eines PAL-Farbfernsehempfängers.

heit der Farbbildröhre gegeben werden, sind von den Horizontal- und Vertikalablenksignalen abgeleitet.

Durch die Modultechnik und Verwendung integrierter Schaltungen ergeben sich teilweise Baugruppen, deren Funktion übergreifend auf andere Einheiten ist. Dazu kommen gegebenenfalls noch weitere Baugruppen beispielsweise für Bedienungskonzept, Mehrnormen-Decoder, Zeiteinblendung, Bild-in-Bild-Einblendung oder Video- und Teletext-Auswertung.

Die in den Nachdrucken des Repetitoriums hinzugenommenen Kapitel sind in der vorliegenden Neuauflage weggelassen.

Die Ausführungen zu einem analogen HDTV-Signal sind mittlerweile bedeutungslos geworden, weil das Quellensignal schon gleich nach der Fernsehkamera oder dem Filmabtaster eine Analog-Digital-Wandlung erfährt und im weiteren das HDTV-Signal nur noch digital übertragen wird. Diese Tatsache wird in dem nun erneut überarbeiteten Repetitorium

im Abschnitt über das „Digitale Video-Studiosignal“ berücksichtigt.

Das im Jahr 1983 als europaweit zur Einführung vorgesehene D2-MAC-Verfahren ist durch die rasche Entwicklung des digitalen Fernsehens überholt worden. Über Satellitenkanäle werden heute nur noch etwa zehn Prozent der Programmsignale nach dem D2-MAC-Verfahren übertragen, terrestrisch hat dieses Verfahren nie Eingang gefunden. Es ist deshalb auch hier nicht mehr gerechtfertigt, dieses Verfahren in ein Kompendium der Fernsehtechnik aufzunehmen. Damit erübrigt sich selbstverständlich auch eine Erklärung des HD-MAC-Verfahrens.

Die Satelliten-Fernsehsignalverteilung durch analoge Frequenzmodulation eines HF-Trägers wird zwar noch über einige Zeit von Bedeutung sein. Es hat sich jedoch hier gegenüber dem letzten Stand dieses Repetitoriums das Angebot an Satellitenkanälen so ausgeweitet, dass es nicht mehr möglich ist auf die alleine für Europa interessanten Versorgungsgebiete der ASTRA-Satelliten und der EUTELSAT-Satelliten ausführlich einzuge-

hen. Der Direktempfangssatellit TV-SAT 2 ist darüber hinaus einer besonderen Aufgabe zugeordnet worden. Das Angebot an spezieller Literatur zur Satellitensignal-Empfangs- und -Verteiltechnik ist so umfangreich, dass im folgenden auf die Behandlung dieses Themenkreises verzichtet werden kann.

So verbleibt aus den oben angeführten Ergänzungen des Erstdrucks nur noch das PALplus-Verfahren. Dieses verbesserte PAL-Verfahren mit Breitbilddarstellung wird zwar in absehbarer Zeit auch durch den digitalen MPEG-2-Standard verdrängt werden. Wegen seiner Kompatibilität zu dem PAL-Verfahren und damit zu der Vielzahl von in Betrieb befindlichen PAL-Farbfernsehempfängern kann dieses analoge Verfahren auch parallel zum digitalen Fernsehen bestehen.

Sowohl für den PALplus-Coder als auch für den MPEG-2-Coder ist ein digitales Videoquellensignal erforderlich. Aus diesem Grund wird nach dem überarbeiteten Abschnitt über PALplus auch ausführlich die Aufbereitung des digitalen Video-Studiosignals behandelt.

8 PALplus-System

In Zusammenarbeit von namhaften Industriefirmen, wissenschaftlichen Instituten, einigen europäischen Rundfunkanstalten und dem Institut für Rundfunktechnik (IRT) wurde ein verbessertes PAL-Verfahren entwickelt, das in Verbindung mit der Breitbildübertragung in dem PALplus-System seinen Niederschlag gefunden hat.

Die charakteristischen Eigenschaften des PALplus-Systems sind:

- Unterdrückung der Cross-Colour- und Cross-Luminance-Störungen und damit Ausnutzung der vollen Bandbreite von 5 MHz beim Leuchtdichtesignal,
- 16:9-Bildformat

sowie noch vorgesehen

- digitale Tonsignalübertragung,
- Entzerrung von Echostörungen.

Die Kompatibilität mit dem Standard-PAL-System wird in jeder Weise gewährleistet. So ist das PALplus-Signal in bestehenden 7-MHz- bzw. 8-MHz-Kanälen genauso wie im PAL-Satellitenkanal übertragbar. Das 16:9-Breitbildformat wird auf einem herkömmlichen 4:3-Bildschirm mit den bereits von der Breitbildfilmübertragung her bekannten schwarzen Streifen am oberen und unteren Bildrand wiedergegeben.

Neben der vorgesehenen digitalen Tonsignalübertragung wird auch weiterhin ein analoges FM-Tonsignal übertragen. Eine mögliche Entzerrung von Echostörungen ist als zusätzliches technisches Merkmal im PALplus-System vorgesehen.

8.1 Spektrum des PAL-FBAS-Signals

Das PAL-FBAS-Signal weist im Frequenzbereich von etwa 3 MHz bis 5 MHz sowohl Komponenten des Leuchtdichtesignals Y als auch des Farbsignals F auf (Bild 73, oben). Eine detaillierte Herleitung des Spektrums des PAL-FBAS-Signals führt zu den verkämmten Spektren von Y-Signal, d. h. eigentlich dem BAS-Signal, und den Farbsignaleanteilen F_U und F_V (Bild 73, unten). Es liegt dabei ein

„Frequenzlückenmultiplex“ vor, bei dem sich im ungestörten Übertragungskanal die Teilspektren nicht beeinflussen [5].

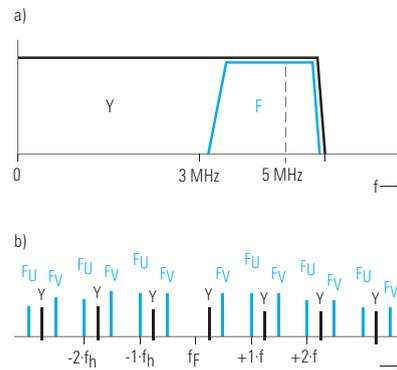


Bild 73
Zusammensetzung des Spektrums des PAL-FBAS-Signals:

- a) Leuchtdichtesignal Y und Farbsignal F
- b) verkämmte Spektren von Y- sowie F_U - und F_V -Signal im Bereich des Farbtägers (FT).

Für die unabhängige Trennung der Teilspektren beim Empfänger werden Kammfilter verwendet. Im herkömmlichen PAL-Farbfernsehempfänger übernimmt der Laufzeitdecoder (Bild 60) die Funktion eines Kammfilters, das die Auftrennung der Farbsignalkomponenten in die Anteile F_U und F_V bewirkt. Die periodische Übertragungsfunktion ergibt sich über die Addition bzw. Subtraktion des um eine Zeilenperiode H, genau genommen um $284 \cdot T_{FT} = 64,056 \mu s$ zur Einstellung einer Phasenverschiebung von $k \cdot 2\pi$, verzögerten Farbsignales. Bild 74 zeigt die Übertragungsfunktion des Kammfilters für die beiden Ausgänge „ F_U “ und „ F_V “ des Laufzeitdecoders.

Legt man die Übertragungsfunktion des Kammfilters über das Spektrum des PAL-FBAS-Signals, dann zeigt sich, dass über die beiden Ausgänge des Laufzeitdecoders zwar eine eindeutige Trennung des Farbsignals in die Komponenten F_U und F_V erfolgt, dass aber wiederum im Spektrum der beiden Signale hochfrequente Komponenten des Leuchtdichtesignals erscheinen (Bild 75). Dieser Effekt wird als „Cross Colour“ oder „Cross Chrominance“ bezeichnet und äußert sich,

über die Umsetzung der demodulierten Farbsignale in R-G-B-Signale, in einem farbigen Störmuster auf dem Bildschirm.

Umgekehrt treten im breitbandigen Y-Signal im Bereich von 3,1 MHz bis 5 MHz auch Komponenten des Farbsignales auf, was zu dem Signalübersprechen „Cross Luminance“ führt. Cross-Luminance-Effekte sind aber weniger störend. Man begegnet diesen in einfachen PAL-Farbfernsehempfängern durch eine Bandbegrenzung im Leuchtdichtesignalverstärker auf etwa 3,5 MHz.

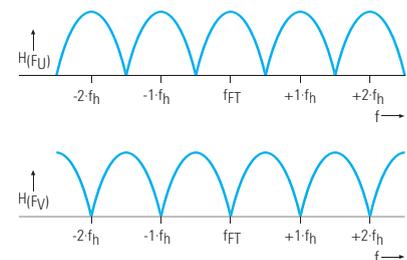


Bild 74
Übertragungsfunktion des Laufzeitdecoders als Kammfilter auf die beiden Ausgänge F_U und F_V im Bereich des Farbtägers (FT).

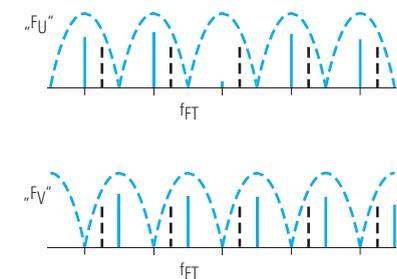


Bild 75
Trennung des Farbsignals im Laufzeitdecoder in die Anteile F_U und F_V mit Übersprechen des Y-Signals.

Zur Unterdrückung der Cross-Colour-Störungen wurden verschiedene Verfahren entwickelt und teilweise auch in PAL-Farbfernsehgeräten praktisch realisiert. Meistens jedoch war die Unterdrückung der Cross-Colour- und auch der Cross-Luminance-Störungen mit dem Einsatz

von teuren Speichern, aber auch mit Nebeneffekten verbunden, die aufwendige adaptive Methoden erforderten.

8.2 Color-Plus-Verfahren

Eine Verbesserung hinsichtlich der Unterdrückung von Cross-Störungen beim Standard-PAL-Verfahren bringt das **Color-Plus-Verfahren**. Es basiert auf der Kompensation der störenden Signalkomponenten durch zeitliche Mittelung der Signale über zwei aufeinanderfolgende Halbbilder. Man spricht deshalb auch von **Intra Frame Averaging (IFA)** [6].

Durch eine zeitliche Mittelung von Leuchtdichtesignal Y sowie der Farbdifferenzsignale U und V sind die Signale in zwei aufeinanderfolgenden Halbbildern gleich. Der Farbräger und damit auch das Farbsignal F weist jedoch nach einem Halbbild, genau nach 312 Zeilen, eine Phasenverschiebung von 180° auf. Dies ergibt sich aus der Periodendauer der Farbrägerschwingung von

$$T_{FT} = 1/f_{FT}$$

$$= 1/4,43361875 \text{ MHz}$$

$$= 0,2255 \dots \mu\text{s}$$

über $312 \cdot 64 \mu\text{s} = 19968 \mu\text{s}$ mit 88 530,5 Farbrägerperioden.

Das Spektrum des PAL-FBAS-Signales, mit den Anteilen des (Y)BAS- und des F-Signales, lässt sich dann mit Betrag und Phase vereinfacht wie nach Bild 76 darstellen. Durch Addition bzw. Subtraktion der um 312 Zeilen auseinanderliegenden Signale aus dem Frequenzbereich von 3,1 MHz bis 5 MHz, nach Speicherung des zuerst anliegenden Signals, erfolgt eine Kompensation der Cross-Störungen. Man erhält aus der

- Addition der Signale ein übersprechfreies Leuchtdichtesignal, d. h. den hochfrequenten Anteil Y_H ,

und aus der

- Subtraktion der Signale ein übersprechfreies Farbsignal F .

Das Prinzip des Color-Plus-Coders sowie des -Decoders zeigt Bild 77. Beim Decoder wird aus praktischen Gründen die Mittelwertbildung unter Einbeziehung der 312H-Speicher im Chrominanzzweig

bei den demodulierten Farbdifferenzsignalen vorgenommen.

Die Mittelwertbildung beim Coder hat eine vertikal-zeitliche Auflösungsreduktion bei den hochfrequenten Leuchtdichtesignalkomponenten und bei den Farbdifferenzsignalen zur Folge.

Die vertikale Auflösungsreduktion erfolgt von 576 aktiven Zeilen auf 288 aktive Zeilen. Es wird jedoch vom menschlichen Auge kaum wahrgenommen, weil das Auge eine geringere Empfindlichkeit für die Vertikalaufösung gegenüber der Horizontalaufösung hat.

Die zeitliche Auflösungsreduktion erfolgt auf 25 Bewegungsphasen pro Sekunde. Liegt dem Bildsignal eine **Filmabtastung** zugrunde, so sind bereits von der Signalquelle her nur 25 Bewegungsphasen pro Sekunde gegeben, d. h. der Bildinhalt in beiden Halbbildern bezieht sich auf die gleiche Bewegungsphase.

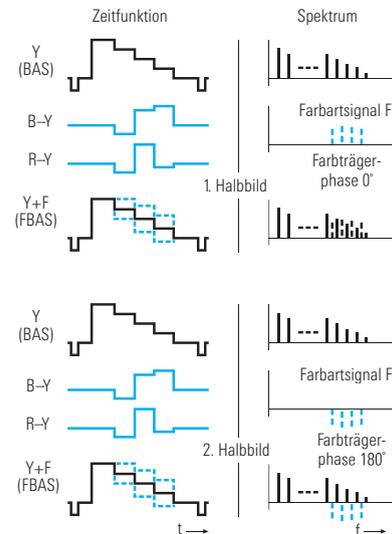


Bild 76 Spektralanteile des PAL-FBAS-Signals mit Phasenzuordnung im 1. und 2. Halbbild.

Kommt das Bildsignal von einer **elektronischen Kamera**, dann können bei schnellen Bewegungen in beiden Halbbildern unterschiedliche Bewegungsphasen vorliegen. In diesem Fall verzichtet man auf die Kompensation der Übersprechstörungen und überträgt das Leuchtdichtesignal nur mit dem tieffrequenten Anteil Y_T bis etwa 3,1 MHz, so

dass das Farbsignal nicht durch Anteile des Leuchtdichtesignals gestört wird.

Eine auf **Kamera-** und **Filmmodus** angepasste bewegungsadaptive Variante des Color-Plus-Verfahrens bildet das

Motion Adaptive Colour Plus- (MACP)-Verfahren.

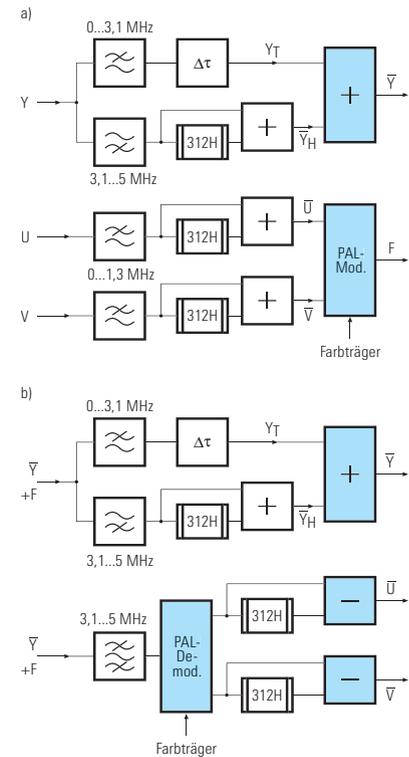


Bild 77 Prinzip des Color-Plus-Coders (oben) und des Color-Plus-Decoders (unten).

Bei diesem wird abhängig von der Bewegung im Bild eine stufenweise (beim Leuchtdichtesignal in 4 Stufen) bzw. kontinuierliche (im Farbkanal über eine nicht-lineare Kennlinie) Umschaltung von

- Übertragung der gemittelten hochfrequenten Leuchtdichtesignalanteile \bar{Y}_H und der gemittelten Farbdifferenzsignale \bar{U} und \bar{V} auf
- Weglassen der gemittelten hochfrequenten Leuchtdichtesignalanteile und Übertragung der ursprünglichen, nicht gemittelten Farbdifferenzsignale

vorgenommen [7].

Die Bewegung im Bild wird in Bildbereichen durch pixelweisen Vergleich festgestellt. Dazu werden die gemittelten Farbdifferenzsignale ausgenutzt und einem Bewegungsdetektor zugeführt, der die Steuersignale für die Überblendung im Leuchtdichte- und im Farbkanal liefert. Bild 78 zeigt prinzipiell die Aufbereitung des Leuchtdichtesignals und der Farbdifferenzsignale beim MACP-Coder. Die praktische Realisierung erfolgt mittels digitaler Signalverarbeitung.

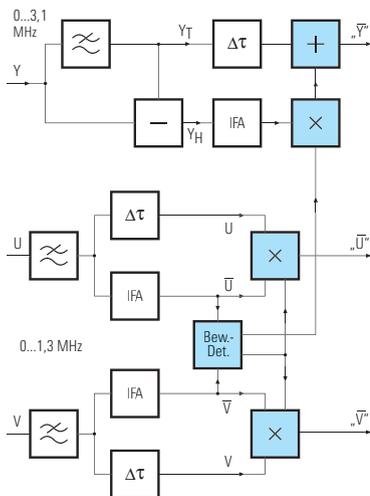


Bild 78
Prinzip des MACP-Coders

Der Bewegungsdetektor ist auch im MACP-Decoder erforderlich, weil der Empfänger keine Synchronisation auf den Vollbildbeginn erfährt und der Vergleich von Bildinhalten aus korrespondierenden Halbbildern vorgenommen wird [8].

8.3 Kompatible Übertragung im Breitbildformat 16:9

Eine wesentliche Neuerung bringt der Übergang auf das Breitbildformat mit dem Seitenverhältnis 16:9. Das dabei zur Anwendung kommende Verfahren muss selbstverständlich Kompatibilität zum eingeführten Übertragungsverfahren mit 4:3-Seitenverhältnis gewährleisten.

Um Bildvorlagen mit 16:9-Seitenverhältnis auch auf einem 4:3-Standardempfänger wiedergeben zu können, gibt es zwei Verfahren:

1. Sidepanel-Verfahren

Es wird von dem 16:9-Bild ein 4:3-Ausschnitt, von der Bildmitte aus oder variabel (Pan and Scan), nach dem bisherigen Standard übertragen und zusätzlich für den 16:9-Empfänger die Bildinformation der Seitenstreifen (Side panels) nach besonderer Codierung, aber unsichtbar auf dem Bildschirm des konventionellen Empfängers.

2. Letterbox-Verfahren

Das Bild im 16:9-Format wird vom 4:3-Empfänger in voller Breite dargestellt. Es muss dabei aber die Bildhöhe vermindert werden, was schwarze Streifen am oberen und unteren Bildrand zur Folge hat („Briefkastenschlitze“, englisch Letterbox). Die Reduzierung der Bildhöhe geschieht durch eine Vertikalfilterung und Herausnahme jeder vierten Zeile aus den insgesamt 576 sichtbaren Zeilen. Die verbleibenden 432 Zeilen werden entsprechend zusammengeschoben, womit die Bildhöhe sich auf drei Viertel des ursprünglichen Wertes verringert.

Die Leuchtdichteinformation der herausgenommenen 144 Zeilen wird in je 72 Zeilen am oberen und unteren Bildrand so übertragen, dass sie für den Standard-(4:3-)Empfänger unsichtbar bleibt. Der 16:9-Empfänger jedoch verarbeitet die Zusatzinformation in den „Vertikalhelfern“ und rekonstruiert zusammen mit der herkömmlich übertragenen Information in den 432 Zeilen für den 4:3-Empfänger die ursprüngliche Bildvorlage mit 576 sichtbaren Zeilen (Bild 79).

Die reversible Zeileninterpolation wird nach vereinfachter Darstellung gemäß Bild 80 vorgenommen. Aus den im kompatiblen 432-Zeilenbild übertragenen Zei-

len A', B', C' und den Zeilen C im Vertikalhelfer werden auf der Empfangsseite im 16:9-Empfänger wieder die ursprünglichen Zeilen A, B, C, D rekonstruiert. Durch die grobe vertikale Unterabtastung entstehen gewisse Interferenzstörungen, die aber durch ein verbessertes Verfahren mit vertikaler Bandaufspaltung in Tiefpass- und Hochpassanteile weitgehend eliminiert werden [9].

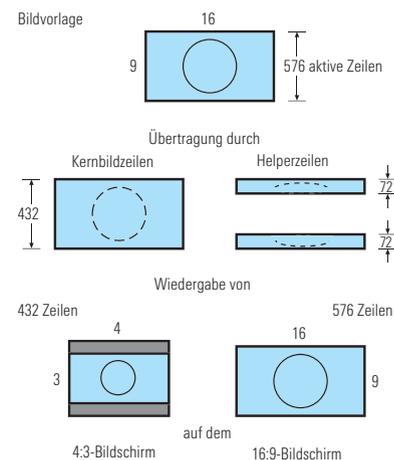
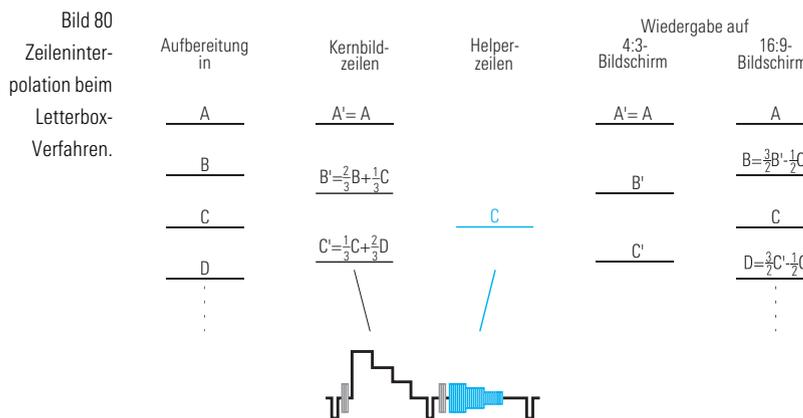


Bild 79
Übertragung einer 16:9-Bildvorlage nach dem Letterbox-Verfahren bei PALplus.

Die vertikale Filterung wird beim Leuchtdichtesignal mit einem sogenannten Quadraturspiegelfilter (Quadrature Mirror Filter, QMF) durchgeführt. Dabei wird der in einen Tiefpass- und einen Hochpassanteil aufzuteilende Frequenzbereich so gefiltert, dass an den Bandgrenzen keine Überlappungsbereiche entstehen und nach Zusammensetzung der Teilbänder beim Empfänger wieder ein ebener Frequenzgang vorliegt.



Aus dem tieffrequenten Anteil des Vertikalspektrums (bezogen auf 576 aktive Zeilen) wird nach einer Interpolation (upsampling) um den Faktor drei und nachfolgender Dezimation (down-sampling) um den Faktor vier der vertikal tieffrequente Anteil des 432-Zeilenkernbildsignals gewonnen. Der hochfrequente Anteil des Vertikalspektrums wird im Vertikalhelpersignal übertragen.

Bei den Farbdifferenzsignalen können bei der Vertikalfilterung einfachere linearphasige Filter eingesetzt werden, da bei diesen Signalen keine vertikal hochfrequenten Anteile gewonnen werden. Wie schon erwähnt beinhalten die Helpersignale nur die Leuchtdichteinformation.

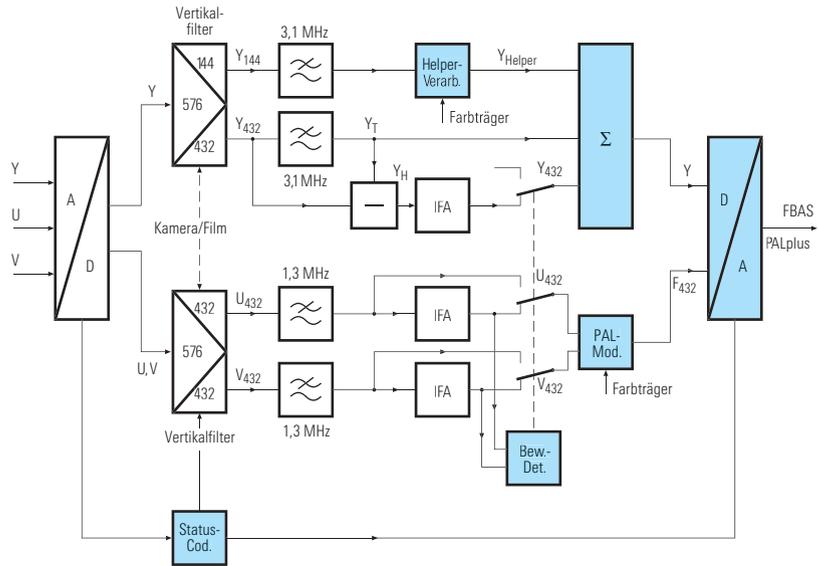


Bild 82 Vereinfachtes Blockschaftbild des PALplus-Coders.

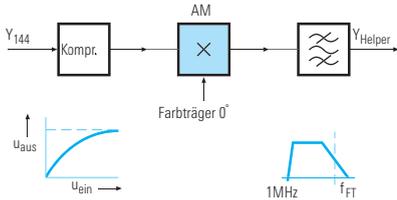


Bild 81 Umsetzung des Leuchtdichtesignals der Hilfszeilen.

Bei der Vertikalfilterung wird außerdem unterschieden, ob diese auf das Vollbild (im „Filmmodus“) oder auf das Halbbild (im „Kameramodus“) vollzogen wird.

Zur „unsichtbaren“ Mitsendung der Vertikalhelfer wird die Zusatzinformation nach Filterung und nichtlinearer Vorverzerrung auf den Farbträger durch Restseitenband-Amplitudenmodulation mit Trägerunterdrückung moduliert und mit reduzierter Amplitude um den Schwarzwert herum in den je 72 Zeilen am oberen und unteren Bildrand übertragen (Bild 81). Kompatibilitätsuntersuchungen haben ergeben, dass die Sichtbarkeit der Vertikalhelfer in den Letterbox-Streifen ausreichend gering ist.

Die gesamte Signalverarbeitung läuft beim PALplus-Coder mit Digitalsignalen ab. Das bedeutet, dass schon am Eingang des Coders die Komponentensignale in digitaler Form anliegen müssen. Die Schnittstelle dazu bildet das „Digitale Studiosignal“, das im nächsten Kapitel ausführlich behandelt wird.

In dem vereinfachten Blockschaftbild des PALplus-Coders (Bild 82) werden aber die auf den PAL-Standard bezogenen Signalsymbole verwendet.

Im Leuchtdichtesignalzweig erfolgt zunächst eine Aufteilung in die 432 Kernbildzeilen und in die 144 Hilfszeilen über das oben erwähnte Vertikalfilter (QMF). Aus dem Kernbildsignal wird der tieffrequente Anteil Y_T direkt übernommen. Der hochfrequente Anteil Y_H wird, abhängig von der Bewegung im Bild, einer Mittelwertbildung über zwei Halbbilder hinweg (IFA) unterzogen oder schrittweise zurückgehend nicht mehr übertragen. Vereinfacht ist in Bild 82 nur eine Umschaltung angegeben. Das Leuchtdichtesignal aus den Hilfszeilen wird, wie oben beschrieben, in der Frequenzlage von 1 bis 5 MHz auf dem Farbträger als Hilfsträger dem Kernbildsignal (Y_T und Y_H) hinzugefügt.

Die Farbdifferenzsignale U und V werden parallel verarbeitet. Es wird nur die Information aus den Kernbildzeilen übertragen und wiederum abhängig von der Bewegung im Bild durch einen Mittelwert aus zwei aufeinanderfolgenden Zeilen (IFA) oder übergehend auf die ungefilterten Originalsignale.

Hinzu kommt nun noch die Übertragung der sogenannten Statusinformation. Datensignale, in den „aktiven“ Teil der Zeile 23 durch insgesamt 14 Bi-Phase-

Codeelemente mit je $1,2 \mu s$ Dauer eingebracht (Bild 83), signalisieren dem Empfänger in einer

- 1. Gruppe das Bildformat (4:3, 16:9, o. a.)
- 2. Gruppe die Signalquelle und die bildverbessernden Maßnahmen (Kameramodus, Filmmodus; Standard-PAL, MACP; Helper)
- 3. Gruppe die Art der Untertitel (keine bzw. Untertitel im Teletext, Untertitel im bzw. außerhalb des aktiven Bildes)
- 4. Gruppe Sonstiges (z. B. Surround-Ton).

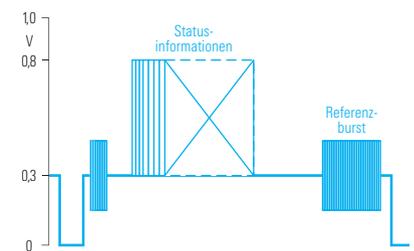


Bild 83 Statusbitsinformation und Referenzburst in Zeile 23.

Die Übertragung dieser Informationen muss sehr störicher sein, weshalb der Bi-Phase-Code angewendet wird und bei dem Bildformat das 3-bit-Codewort noch durch ein Paritätsbit gesichert wird. Den 14 Bi-Phase-Codeelementen voraus geht ein Run-in-Code und ein Start-Code mit $(29 + 24)$ Taktelementen des 5-MHz-Systemtakts.

In Zeile 23 wird außerdem noch ein Referenzburst des Farbträgers mit definierter Amplitude ($U_{ss} = 300 \text{ mV}$) übertragen, der zusammen mit dem Weiß-Referenzwert (700 mV) in der Zeile 623 die richtige Zuordnung der Spannung im Hintersignal zum Kernbildsignal gewährleistet (siehe Bild 83) [7].

Durch die Belegung der Zeilen 23 und 623 mit Daten- und Referenzsignalen verbleiben von den ursprünglich 432 Kernbild-

zeilen für die Bildwiedergabe tatsächlich nur 430 Zeilen. Dies hat aber keine sichtbare Auswirkung auf das wiedergegebene Bild.

Die empfängerseitige Signalverarbeitung muss entsprechend invers ablaufen. Eine Standardarchitektur verwendet dazu zwei Signalprozessoren (Serial Video Processor) in Verbindung mit einem Halbbild- und einem Vollbildspeicher. Einfachere Empfängerkonzepte verzichten auf

die MACP-Decodierung, weil durch die senderseitige Aufbereitung des PALplus-FBAS-Signals bereits eine gewisse Stör- unterdrückung erfolgt.

Über die Einführung der digitalen Tonsignalübertragung und die Mitsendung von Testsignalen zur Entzerrung von Echostörungen wurde noch keine definitive Entscheidung getroffen. Es wird deshalb an dieser Stelle auf weitere Erläuterungen verzichtet.

9 Digitales Video-Studiosignal

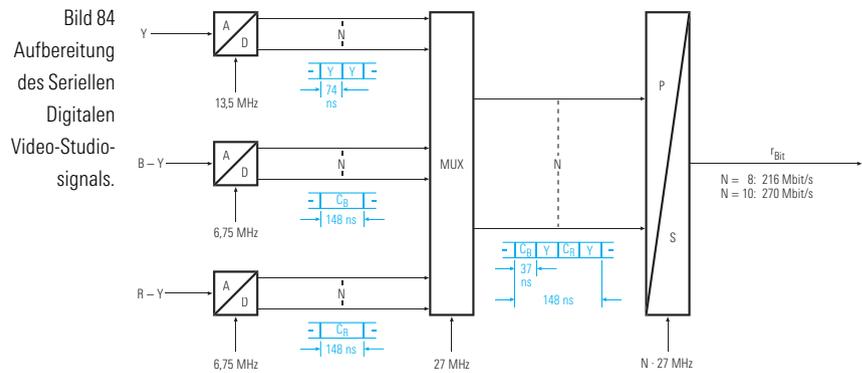
Das Einbringen von „digitalen Inseln“ für die Effekt- und Schriftbearbeitung sowie die Speicherung von Videosignalen mittels digitaler Magnetbandaufzeichnung waren der eigentliche Auslöser für die Installation von „digitalen Studios“. Mit der Einführung von PALplus war es notwendig, dem Coder ein digitales Quellensignal zuzuführen, und für das Digitale Fernsehen ist damit im Studio die Voraussetzung geschaffen. Das standardisierte Digitale Video-Studiosignal DSC 270 Mbit/s kann sowohl dem PALplus-Encoder als auch dem MPEG-2-Encoder zur weiteren Aufbereitung zugeführt werden.

Bereits im Jahre 1982 wurde die weltweit, für 525- und 625-Zeilensysteme gültige, „Digitale Studionorm CCIR 601“ als Empfehlung angegeben. Das CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications) wurde Ende 1992 in den Radiocommunication Sector (RS) der International Telecommunication Union (ITU) übergeführt. Seitdem wird die „Digitale Studionorm“, mit der Bezeichnung **Encoding Parameters of Digital Television for Studios**, als Rec. ITU-R BT.601 angegeben.

Unterschieden wird noch in das 4:2:2- und 4:4:4-Abtastraster. Im Folgenden wird jedoch stets das 4:2:2-Abtastraster zugrunde gelegt. Erläuterungen zu der Angabe „4:2:2“ und „4:2:0“ folgen später.

Ausgehend von den analogen Quellsignalen Y, B-Y und R-Y, die einer Tiefpass-Bandbegrenzung auf 5,75 MHz (Y) bzw. 2,75 MHz (B-Y, R-Y) unterzogen werden, erfolgt eine Analog-Digital-Wandlung nach dem Prinzip der Pulsmodulation (PCM). Die Abtastfrequenz f_A muss gemäß dem Abtasttheorem nach Shannon mindestens den doppelten Wert der maximalen Signalfrequenz $f_{S,max}$ im abgetasteten Signal aufweisen.

Die Abtastfrequenz beträgt beim Y-Signal $f_{A,Y} = 13,5$ MHz, womit auf den aktiven Teil einer Zeile (beim digitalen Videosignal $53,33 \mu s$) 720 Abtastwerte entfallen, und bei den Farbdifferenzsignalen $f_{A,B-Y} = f_{A,R-Y} = 6,75$ MHz, mit jeweils



360 Abtastwerten im aktiven Teil einer Zeile.

Die Codierung der Abtastwerte erfolgt bei gleichmäßiger Quantisierung mit 10 bit pro Abtastwert.

Der ITU-R-BT.601-Standard lässt auch eine 8-bit-Codierung zu. Dies führt aber bei kritischen Bildvorlagen zu einem sichtbaren Quantisierungsrauschen.

Die zu codierenden Signale werden auf einen einheitlichen Spannungsbereich U_{SS} von 1 V gebracht, was beim Y-Signal, für das weiterhin gilt

$$Y = 0,30 \cdot R + 0,59 \cdot G + 0,11 \cdot B, \quad (29)$$

dem BA-Wert für Weiß entspricht und bei den Farbdifferenzsignalen mit $\pm 0,5$ V dem Maximalwert aus der Normfarbalkenvorlage mit den nun auf diese Vorgabe reduzierten neuen Farbdifferenzsignalen

$$C_B = 0,56 \cdot (B-Y) = -0,17 \cdot R - 0,33 \cdot G + 0,50 \cdot B \quad (30)$$

$$C_R = 0,71 \cdot (R-Y) = +0,50 \cdot R - 0,42 \cdot G - 0,08 \cdot B. \quad (31)$$

Der Quantisierungsbereich 0 bis +1 V beim Y-Signal wird, bezogen auf die 10-bit-Codierung, den Quantisierungsintervallnummern 64 bis 940 und der Quantisierungsbereich $-0,5$ V bis $+0,5$ V ebenso den Nummern 64 bis 960 zugewiesen. Damit verbleibt eine geringe Übersteuerungsreserve. Die Codeworte für die Quantisierungsintervallnummern 0 und 1023 sind ausgeschlossen.

Die Analog-Digital-Wandlung erfolgt getrennt für Y-, (B-Y)- und (R-Y)-Signal. Zur Anwendung kommen schnelle Parallelumsetzer, wo das Digitalsignal zunächst auf $N = 10$ parallelen Ausgängen jeweils über die Abtastperiodendauer T_A vorliegt. Diese weist beim Luminanzsignal Y den Wert von $T_{A,Y} = 74$ ns und bei den beiden Farbdifferenzsignalen jeweils den Wert von $T_{A,B-Y} = T_{A,R-Y} = 148$ ns auf.

Ein Multiplexer, gesteuert vom 27-MHz-Takt ($T = 37$ ns), fasst auf $N = 10$ parallelen Leitungen die seriell in der Folge C_B -Y- C_R -Y ablaufenden Codeworte zusammen. Nachfolgend wird eine Parallel-Serien-Wandlung des Multiplexsignals mit dem Bit-Takt 270 MHz vorgenommen, was zu der Bitrate des **Seriellen Digitalen Videokomponentensignales DSC 270** von $r_{Bit} = 270$ Mbit/s führt (Bild 84).

$$r_{Bit} = 13,5 \cdot 10^6 \frac{1}{s} \cdot 10 \text{ bit} + 2 \cdot 6,75 \cdot 10^6 \frac{1}{s} \cdot 10 \text{ bit} = 270 \text{ Mbit/s} \quad (32)$$

Das darin enthaltene **aktive Videosignal** weist mit 576 aktiven Zeilen und 720 Bildpunkten pro aktive Zeile eine Bitrate von

$$r_{Bit} = 720 \cdot 576 \cdot 10 \text{ bit} \cdot \frac{1}{40 \text{ ms}} + 2 \cdot 360 \cdot 576 \cdot 10 \text{ bit} \cdot \frac{1}{40 \text{ ms}} = 207,360 \text{ Mbit/s} \quad (33)$$

auf. Bei 8-bit-Codierung läge der Wert bei 165,888 Mbit/s.

Entsprechende Werte für ein **Digitales Serielles HDTV-Studiosignal**, wofür kein internationaler Standard existiert, weil sich hier die 525-Zeilen- und

625-Zeilenländer nicht einigen konnten, würden sich dann mit der bei HDTV verwendeten 8-bit-Codierung unter Bezugnahme auf

- **Progressive Abtastung** mit 1152 aktiven Zeilen, 50 Vollbildern/s, 1920 Abtastwerten pro aktive Zeile für das Y-Signal und jeweils 960 Abtastwerten für die Farbdifferenzsignale

berechnen zu

$$r_{\text{Bit}} = 1920 \cdot 1152 \cdot 8 \text{ bit} \cdot \frac{1}{20 \text{ ms}} + 2 \cdot 960 \cdot 1152 \cdot 8 \text{ bit} \cdot \frac{1}{20 \text{ ms}} = 1\,769,472 \text{ Mbit/s} \quad (34)$$

- **Zeilensprungabtastung** mit 1152 aktiven Zeilen, 50 Halbbildern/s, 1920 Abtastwerten pro aktive Zeile für das Y-Signal und jeweils 960 Abtastwerten für die Farbdifferenzsignale

berechnen zu

$$r_{\text{Bit}} = 1920 \cdot 576 \cdot 8 \text{ bit} \cdot \frac{1}{20 \text{ ms}} + 2 \cdot 960 \cdot 576 \cdot 8 \text{ bit} \cdot \frac{1}{20 \text{ ms}} = 884,736 \text{ Mbit/s}. \quad (35)$$

Ein für die Übertragung vorgesehener **HDTV-1440-Standard** mit

- 1152 aktiven Zeilen, 50 Halbbildern/s und 1440 Abtastwerten pro aktive Zeile für das Y-Signal und jeweils 720 Abtastwerten für die Farbdifferenzsignale

führt zu einer Bitrate des aktiven HDTV-Videosignals von

$$r_{\text{Bit}} = 663,552 \text{ Mbit/s}. \quad (36)$$

Das Zusammenfassen der digitalen Standardkomponentensignale zu dem **Digitalen Seriellen Komponentensignal DSC 270 Mbit/s** erfolgt nach den genauen Festlegungen in der Recommendation **ITU-R BT.656** mit dem Titel „Interfaces for Digital Component Video Signals in 525-Line and 625-Line Television Systems operating at the 4:2:2 Level of Recommendation ITU-R BT.601“.

Dort sind auch die nun als **Timing Reference Signals** bezeichneten digitalen Synchronsignale **Start of Active Video (SAV)** und **End of Active Video (EAV)** und die digitalen Austastsignale beschrieben, die größtenteils durch die sog. **Ancillary**

Data Signals, z. B. für Angabe der Signalquelle und des Bildformats, auch in Form der **digitalen Begleittonsignale** ersetzt werden. Das digitale serielle Komponentensignal **DSC 270** beinhaltet somit, im Gegensatz zum analogen FBAS-Signal, auch die Begleittonsignale (Bild 85).

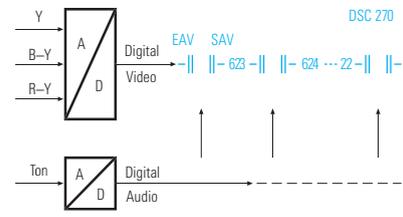


Bild 85 Synchronsignale (Timing Reference Signals SAV, EAV) und digitale Tonsignale im Digitalen Video-Studiosignal.

In den ITU-R-Recommendations 601 und 656 wird Bezug genommen auf das **4:2:2-Abtastraster**. Zur Erläuterung dieser Angabe muss vorausgeschickt werden, dass von dem übergeordneten 4:4:4-Abtastraster auszugehen ist. Die Angaben beziehen sich hier auf die Abtastfrequenzen für die R-G-B- bzw. Y-C_B-C_R-Signale mit jeweils 4 · 3,375 MHz = 13,5 MHz. Die Abtastfrequenzen stehen somit im Verhältnis 4:4:4.

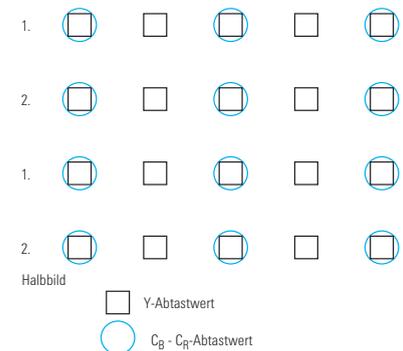


Bild 86 Anordnung der Y- sowie C_B- und C_R-Abtastpunkte beim 4:2:2-Abtastraster.

Nachdem die Auflösung der Farbdifferenzsignale geringer sein kann als die Auflösung des Leuchtdichtesignals, kann die Anzahl der Abtastwerte für die Farbdifferenzsignale C_B und C_R und somit auch die Abtastfrequenz gegenüber dem Wert für das Leuchtdichtesignal auf die Hälfte, d. h. den Wert von 6,75 MHz redu-

ziert werden. Die Abtastfrequenzen stehen dann im Verhältnis 4:2:2. Daraus ergibt sich das in Bild 86 schematisch skizzierte 4:2:2-Abtastraster mit Angabe der Abtastpunkte für das Leuchtdichtesignal Y und die Farbdifferenzsignale C_B und C_R.

Die Logik des Verhältnisses der Abtastfrequenzen versagt bei dem **4:2:0-Abtastraster**. Ausgehend von der Reduzierung der Horizontalauflösung bei den Farbdifferenzsignalen im 4:2:2-Abtastraster wird in einem weiteren Schritt auch die Vertikalauflösung auf die Hälfte zurückgeführt. Dies geschieht dadurch, dass aus den übereinander liegenden Chrominanzabtastwerten zweier aufeinanderfolgender Zeilen ein Mittelwert berechnet und jeweils symmetrisch zu vier Luminanzabtastwerten diesem Zeilenpaar zugeordnet wird. Bild 87 zeigt dazu die Anordnung der Y- und C_B-C_R-Abtastwerte.

Bezogen auf eine 8-bit-Codierung berechnet sich von Gleichung (33) ausgehend die Bitrate des aktiven Videosignals beim 4:2:0-Abtastraster mit den auch vertikal reduzierten C_B- und C_R-Abtastpunkten nun zu

$$r_{\text{Bit}} = 720 \cdot 576 \cdot 8 \text{ bit} \cdot \frac{1}{40 \text{ ms}} + 2 \cdot 360 \cdot 288 \cdot 8 \text{ bit} \cdot \frac{1}{40 \text{ ms}} = 124,416 \text{ Mbit/s},$$

verglichen mit dem Wert von 165,888 Mbit/s beim 4:2:2-Abtastraster.

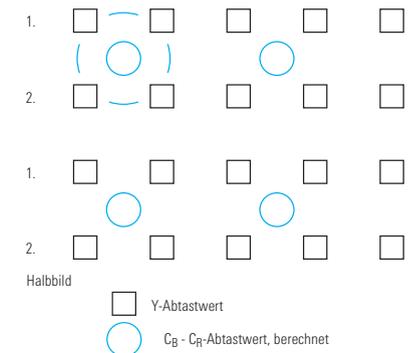


Bild 87 4:2:0-Abtastraster.

Das 4:2:0-Abtastraster tritt vielfach als eine der ersten Zwischenstufen bei der im nächsten Kapitel beschriebenen Datenreduktion auf.

10 Datenreduktionsverfahren

Die Übertragung des digitalen Video-Studiosignals über vorhandene Breitbandkanäle für die „Contribution“ zu und zwischen TV-Studios sowie insbesondere für die „Distribution“ über TV-Verteilkanäle zum Fernsehteilnehmer erfordert eine wesentliche Datenreduktion. Dabei darf jedoch die Qualität des Bildsignals nicht oder nur unwesentlich beeinträchtigt werden.

Eine Reduktion der Bitrate des digitalen Videoquellensignals wird vorgenommen unter Bezugnahme auf die Redundanz und Irrelevanz im Videosignal.

Redundante Information verbirgt sich in den

- Austastlücken mit dem Synchronsignal sowie in
- aufeinanderfolgenden Bildpunkten und Teilbildern

und kann hier weggelassen werden, ohne dass dies vom menschlichen Auge wahrgenommen wird.

Eine **Redundanzreduktion** hat keinen Informationsverlust zur Folge. Man spricht von **verlustloser Codierung**.

Irrelevante Information in den

- Details im Bild und in
- hoher Chrominanzauflösung

kann entfernt werden durch Quantisierung und unterschiedliche Auflösung bei Luminanz und Chrominanz, ohne dass dies vom Auge störend wahrgenommen wird.

Die **Irrelevanzreduktion** hat aber einen Informationsverlust zur Folge und wird deshalb als **verlustbehaftete Codierung** bezeichnet.

Der erste Schritt zur Redundanzreduktion beim digitalen Video-Studiosignal liegt bereits darin, dass nur der aktive Videoanteil der weiteren Verarbeitung zugeführt wird. Die Synchronisation wird durch wenige Codeworte im Datenstrom übertragen. Die wesentliche Redundanz-

reduktion geschieht jedoch durch Ausnutzung der Korrelation zwischen benachbarten Bildpunkten und vor allem zwischen aufeinanderfolgenden Teilbildern.

10.1 Redundanzreduktion beim Videosignal

Eine Redundanzreduktion wird vorgenommen, indem zum Beispiel bei aufeinanderfolgenden Abtastwerten (Pixel) nur die Differenz der Signalwerte übertragen wird mit dem Verfahren der **Differenz-Pulscodemodulation (DPCM)**.

Der jeweils vorangehende Signalwert dient als „Prädiktion“, das heißt als Voraussagewert, der dann durch die Differenz des tatsächlichen Wertes zum neuen Voraussagewert korrigiert wird. Bild 88 zeigt dazu ein Beispiel, wo die im Abtasttakt T_A gewonnenen 8-bit-PCM-Codeworte auf 4-bit-DPCM-Codeworte für die übertragene Differenz reduziert werden. Die Bitrate im Übertragungskanal wird somit auf die Hälfte reduziert.

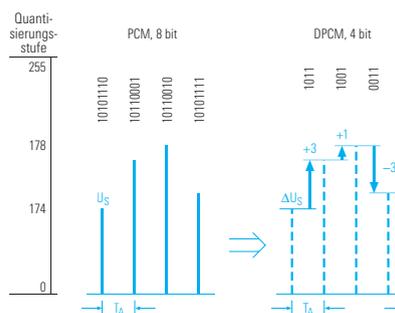


Bild 88
Übergang von Pulscodemodulation (PCM) auf Differenz-Pulscodemodulation (DPCM).

Die praktische Realisierung der Differenz-Pulscodemodulation geht von einem PCM-Signal aus (Bild 89). Die Differenz aus dem aktuellen Signalwert und dem über den „Prädiktor“ gewonnenen Voraussagewert, die aufgrund der statistischen Verteilung der Signalwerte bestimmt kleiner als der Quantisierungsbereich des Eingangssignales ist, wird nach einer Quantisierung mit weniger Stufen als beim Eingangssignal sowohl dem empfängerseitigen Decoder zur Rückgewinnung des ursprünglichen PCM-Signals als auch einem sendeseitigen Decoder zur Erzeugung des Prädiktionsignales zugeführt. In beiden Signalwegen erfolgt zunächst eine Rückumsetzung des 4-bit-DPCM-Signales in ein solches mit 8 bit Codewortlänge. Dann wird die Differenz zu dem vom Prädiktor gelieferten letzten Signalwert addiert, woraus die neue Prädiktion beziehungsweise auf der Empfängerseite der rekonstruierte neue Signalwert, identisch mit der sendeseitigen Prädiktion, sich aufbaut.

Die zu übertragende Datenmenge wird bestimmt durch die Differenz von aktuellem Signalwert zu dem Prädiktionswert. Je besser die Prädiktion um so geringer ist die Differenz und damit die zu übertragende Datenmenge. Andererseits wird dann aber auch das rekonstruierte Empfangssignal um so besser dem Originalsignal entsprechen. Ziel bei diesem Verfahren der Datenreduktion muss also eine möglichst gute Prädiktion sein.

Bei Videosignalen von Bewegtbildern liegt sehr viel Redundanz in der Ähnlichkeit aufeinanderfolgender Teilbilder. Es liegt deshalb nahe, nur die Differenz aufeinanderfolgender Teilbilder zu

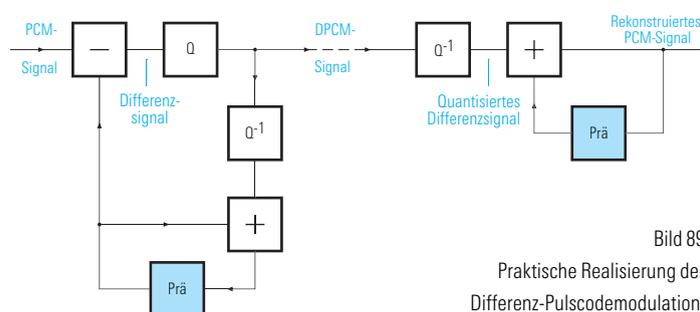


Bild 89
Praktische Realisierung der Differenz-Pulscodemodulation.

übertragen. Technisch geschieht dies, indem die Differenz in Ausschnitten der Teilbilder, in $m \times n$ -Pixelblöcken, festgelegt wird.

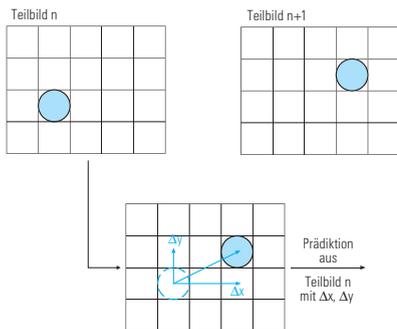


Bild 90
Zur Bewegungskompensation.

Die Differenz zwischen vergleichbaren Blöcken wird dann sehr gering oder geht gegen Null, wenn durch ein pixelweises Verschieben des Blocks aus dem Teilbild n in horizontaler und vertikaler Richtung diese nun so gewonnene Prädiktion dem entsprechenden Block im nächsten Teilbild weitestgehend entspricht. Man spricht in diesem Fall von **Bewegungskompensation**.

Bild 90 zeigt dies an einem Beispiel. Durch Vergleich („Bewegungsschätzung“) des Bildinhalts aus dem Block im Teilbild n+1 mit dem entsprechenden Block im Teilbild n und sukzessives Verschieben des betrachteten Blocks im Teilbild n um die Werte Δx und Δy , die nun als Bewegungsvektoren bezeichnet werden, bis zu einem Minimalwert des Differenzbildes erhält man die Prädiktion in dem Block.

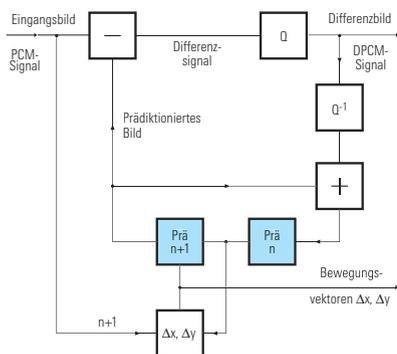


Bild 91
Erzeugung des DPCM-Signals (Differenzbild) mit Bewegungskompensation.

Neben dem Differenzbild aus dem $m \times n$ -Pixelblock gemäß dem Prinzip der DPCM werden auch die beiden Bewegungsvektoren Δx und Δy durch Betrag und Richtung mit kurzen Codeworten zum Empfänger übertragen (Bild 91), der damit den bewegungskompensierten Block zur Rekonstruktion des Teilbildes verwendet. Dieses Verfahren führt zu einer beträchtlichen Datenreduktion im übertragenen Digitalsignal.

10.2 Irrelevanzreduktion beim Videosignal

Zu einer Irrelevanzreduktion, bei der Details in der Bildvorlage durch eine frequenzabhängige Quantisierung nur mit reduzierter Auflösung übertragen werden, führt die Transformationscodierung. Dabei wird das Videosignal einer linearen, umkehrbaren Transformation unterzogen. Die so erhaltenen „Koeffizienten“ des transformierten Signals werden quantisiert und mit relativ geringer Datenrate übertragen. Die bei Videosignalen am häufigsten angewandte Transformationscodierung ist die **Diskrete-Cosinus-Transformation (DCT)**.

Die Bildvorlage unterteilt man dazu in eine Anzahl von Blöcken mit $m \times n$ Bildpunkten (Pixel). Jeder Block wird dann durch eine gewichtete Überlagerung (Summe) von Basisbildern interpretiert, die als Koeffizienten codiert übertragen werden. Die Basisbilder sind ausgehend

von einem Gleichanteil, der mit seiner Gewichtung dem mittleren Helligkeitswert des $m \times n$ -Pixelblocks entspricht, in horizontaler und vertikaler Richtung steigend feiner strukturiert. Einen Ausschnitt von den üblicherweise verwendeten 8×8 Basismustern mit dem Grenzwert (weiß-schwarz) ihres Gewichtes zeigt Bild 92.

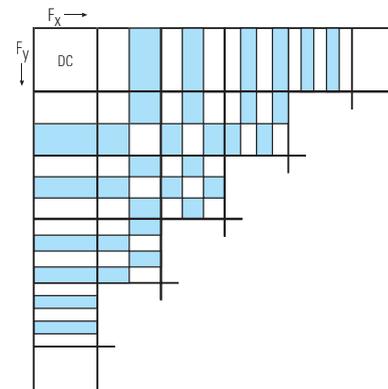


Bild 92
Ausschnitt aus den DCT-Basismustern.

Am Beispiel der zweidimensionalen DCT eines Blocks von Bildpunkten mit nachfolgender Quantisierung der Transformationskoeffizienten zur Irrelevanzreduktion sei die Vorstufe zu einer weiteren Datenreduktion erläutert (Bild 93).

Ausgegangen wird von einem Block mit 8×8 Pixel, deren Helligkeitsverteilung $Y(x,y)$ mit 8 bit/Pixel (Wert 0...255) codiert

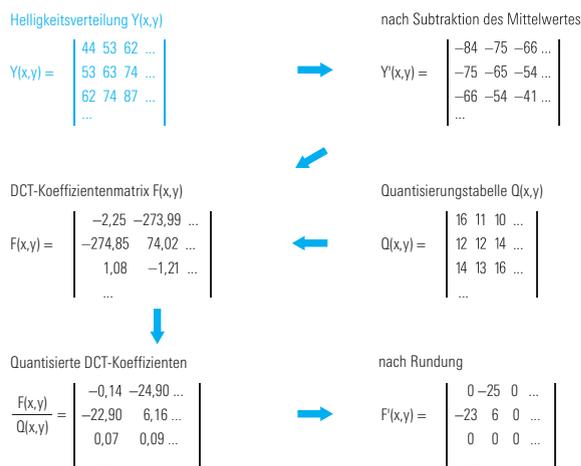


BILD 93
Umwandlung der Helligkeitsverteilung $Y(x,y)$ in einem Block in die gerundete DCT-Koeffizientenmatrix $F(x,y)$ und Zickzackauslesen der Koeffizienten.



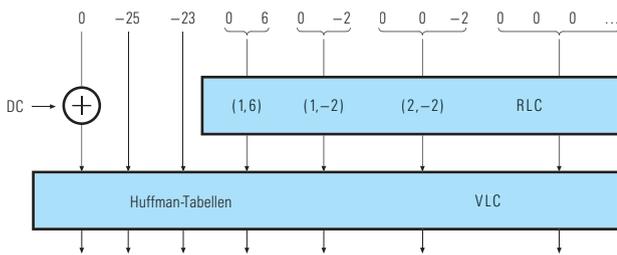


Bild 94
Redundanzreduktion durch Laufängencodierung (RLC) und Variablen-Längencodierung (VLC).

vorliegt. Die Helligkeitsverteilung im Block wird nun durch die gewichtete Überlagerung der 8×8 DCT-Basisfunktionen mit den Spektralkoeffizienten $F(x,y)$ angegeben. Als Zwischenschritt wird die Helligkeitsverteilung auf den mittleren Helligkeitswert (128) bezogen. Die DCT-Koeffizienten werden in einer Matrix abgelegt. Der Koeffizient in der linken oberen Ecke steht dabei für den Gleichanteil. Nach rechts steigt die horizontale Ortsfrequenz F_x , nach unten nimmt die vertikale Ortsfrequenz F_y zu. Je größer die Ortsfrequenzen sind, desto unempfindlicher wird das Auge, was die Wahrnehmbarkeit von Feinstrukturen angeht.

Man nimmt deshalb eine frequenzabhängige Quantisierung der DCT-Koeffizienten über eine Quantisierungsmatrix $Q(x,y)$ vor. Die Folge ist, dass die nun quantisierten Koeffizienten mit zunehmender Entfernung vom Gleichanteil in horizontaler, vertikaler oder diagonaler Richtung bald sehr kleine Werte annehmen und nach Rundung der gewichteten Koeffizienten zu Null werden. Man erhält dann die Matrix $F'(x,y)$ der quantisierten und gerundeten DCT-Koeffizienten.

Die Matrix $F'(x,y)$ wird nun, beginnend beim Gleichanteil, zickzackförmig ausgelesen. Die daraus resultierende Folge der Koeffizienten ist geeignet für weitere datenreduzierende Verarbeitung.

Auf die Zickzack-Koeffizientenfolge wird als nächstes eine **Laufängencodierung** (Run Length Coding, RLC) mit zwei Ziffern angewendet. Die erste Ziffer gibt dabei die Länge der ununterbrochenen Folge von Nullen vor dem Wert an, der gleich der zweiten Ziffer selbst ist. Treten nur noch Nullen auf, was bei den meisten Bildvorlagen schon sehr bald eintritt, dann ist die Laufängencodierung abgeschlossen.

Die so gewonnenen Ziffernpaare werden nun mittels „Huffman“-Tabellen einer

Variablen-Längencodierung (Variable Length Coding, VLC) unterworfen, wobei häufig auftretende Zahlenpaare durch wenige Bits repräsentiert, seltener vorkommende Zahlenpaare aber durch längere Codeworte angegeben werden (Bild 94).

Als Ergebnis der Diskreten-Cosinus-Transformation mit Quantisierung und Rundung, dem Zickzackauslesen der Koeffizienten sowie der Laufängencodierung und Variablen-Längencodierung erhält man eine Datenreduktion um etwa den Faktor 10:1 ohne merklichen Qualitätsverlust.

Ergänzend dazu bringt die Differenz-Pulsmodulation mit der Bewegungskompensation noch etwa den Faktor 4:1.

Zur Datenkompression bei Videosignalen wird üblicherweise der Hybrid-DCT-Coder verwendet als eine Kombination von DPCM mit Bewegungskompensation in 16×16 -Pixelblöcken und einer DCT mit 8×8 -Pixelblöcken. Ein einfaches Blockschaltbild dazu folgt im nächsten Kapitel.

10.3 MUSICAM-Verfahren beim Audiosignal

Obwohl die Quelldatenrate beim Stereotonsignal mit CD-Qualität nur etwa 1,4 Mbit/s beträgt und damit im Vergleich zu dem etwa 100fachen Wert beim Videosignal bei der Übertragung kaum ins Gewicht fällt, wird auch beim Tonsignal eine Datenreduktion vorgenommen. Dies liegt aber schon darin begründet, dass digitale Tonsignalübertragung auch unabhängig von einem Bildsignal beim

Tonrundfunk zur Anwendung kommt, wo üblicherweise nur relativ schmalbandige Übertragungskanäle zur Verfügung stehen. Eine Ausnahme bildet hier das **DAB-Verfahren** (Digital Audio Broadcasting) mit Ausstrahlung eines OFDM-Signales (siehe Kapitel 12).

Eine weit verbreitete Anwendung aber hat die digitale Tonsignalübertragung beim **ADR-System** (ASTRA Digital Radio) gefunden, wo einzelne Unterträger im Abstand von 180 kHz oberhalb dem analogen Videosignal oder insgesamt in dem Frequenzband von 0 bis 8,5 MHz, das durch Frequenzmodulation in einem analogen Satellitenkanal übertragen wird, das digitale Tonsignal dem Rundfunkfernseh-Teilnehmer zuführen.

Der Grundgedanke der Quellencodierung nach dem **MUSICAM-Verfahren** (Masking-Pattern Universal Subband Integrated Coding And Multiplexing) besteht darin, dass das menschliche Gehörorgan bestimmte Anteile in einem Schallereignis nicht wahrnehmen kann oder diese gar nicht braucht, um einen bestimmten Klang zu erkennen. Diese Anteile werden vom MUSICAM-Coder nicht verarbeitet.

Bei diesem Verfahren der Quellencodierung liegt sowohl eine Redundanz- als auch eine Irrelevanzreduktion vor. Das Ergebnis ist ein je nach dem Grad der Datenreduktion und je nach Testperson nicht oder nur kaum wahrnehmbarer Verlust an Klangqualität.

Beim System MUSICAM wird das digitale Quellensignal, das zunächst über eine Abtastfrequenz von 48 kHz und 16-bit-Codierung mit einer Datenrate von 768 kbit/s erzeugt wird, über eine Filterbank in 32 jeweils 750 Hz breite Teilbänder zerlegt, was eine Audiofrequenzbandbreite von 24 kHz ergibt. In jedem Teilband beträgt die Abtastfrequenz nun nur noch 1,5 kHz. Aus jeweils zwölf aufeinanderfolgenden Abtastwerten der Teilbänder

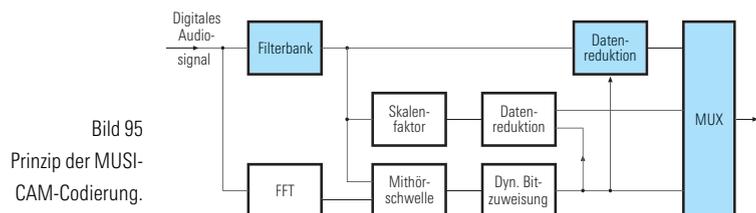


Bild 95
Prinzip der MUSICAM-Codierung.

der werden Blöcke mit 8 ms Dauer gebildet, für die der maximal auftretende Signalpegel bestimmt und daraus ein über 64 Stufen möglicher Skalenfaktor abgeleitet und mit 6 bit codiert wird. Mit Lautstärkeklassen von etwa 2 dB ergibt sich eine Systemdynamik von etwa 120 dB. Da sich die Skalenfaktoren nur selten kurzzeitig ändern, bietet sich hier eine Variable-Längencodierung zur weiteren Datenreduktion an.

Parallel zur Teilbandzerlegung erfolgt, wie aus Bild 95 hervorgeht, mittels einer FFT (Fast Fourier Transformation) eine genaue Analyse des gesamten Spektrums zur Bestimmung der sogenannten Mithörschwelle, unterhalb der auftretende Töne nicht wahrgenommen werden. Ein „psychoakustisches Modell“,

welches die Maskierungseigenschaften des menschlichen Gehörs nachbildet, steuert dann individuell die Quantisierung in den 32 Teilbändern.

Über eine dynamische Bitzuweisung wird die konstante Ausgangsbitrate auf die Quantisierung der Signale in den Teilbändern, auf die Skalenfaktoren sowie einen Bitfehlerschutz und eine mögliche Zusatzinformation aufgeteilt. Ein Multiplexer fasst die Teildatenströme zu dem Ausgangsdatenstrom mit einer Bitrate von 192 kbit/s, 128 kbit/s, 96 kbit/s oder weniger pro Audiokanal zusammen.

Weitere Möglichkeiten werden im nächsten Kapitel bei der Audiocodierung nach dem MPEG-2-Standard erläutert.

Die vorangehenden Abschnitte über das digitale Video-Studiosignal und die Datenkompressionsverfahren bilden die Grundlage für die nun folgenden Erläuterungen zum Thema

Digitales Fernsehen.

Mit dem Begriff „Digitales Fernsehen“ verbindet sich vornehmlich die Ausstrahlung und Verteilung von Fernsehsignalen, die in digitaler Form als eine Folge von Bits im Studio aufbereitet und durch geeignete Trägermodulationsverfahren dem Fernsehteilnehmer zugeführt werden. Der erste der folgenden Abschnitte befasst sich deshalb mit der Aufbereitung des „Datenstroms“, der anschließend an den Übertragungskanal weitergegeben wird.

11 Video- und Audiocodierung nach dem MPEG-2-Standard

Im Jahre 1988 konstituierte sich eine Arbeitsgruppe des Joint Technical Committees (JTC) der International Standards Organisation (ISO) und der International Electrotechnical Commission (IEC) mit dem Namen

Moving Pictures Experts Group, abgekürzt als MPEG.

Ihre Aufgabe war die Standardisierung von Codierungsprinzipien und -algorithmen für Video- und Audiosignale. Dies sollte in mehreren Schritten erfolgen und es ist auch so geschehen.

Als erste Stufe wurde im **MPEG-1-Standard** die Quellencodierung zur Speicherung von Bild- und Tondaten auf CD-ROM bei Multimediasystemen definiert. Charakteristisch ist die auf maximal 1,5 Mbit/s beschränkte Datenrate. Der MPEG-1-Standard basiert auf einer Vollbildverarbeitung und lässt drei Tonqualitätsstufen für Mono- und Stereoton zu.

Der **MPEG-2-Standard** baut auf dem MPEG-1-Standard auf, ist aber nun für **Standard-TV-Signale** mit Datenraten von 2 Mbit/s bis 15 Mbit/s und für **HDTV-Signale** mit Datenraten von 16 Mbit/s bis 40 Mbit/s vorgesehen. Ein Sonderfall lässt Obergrenzen bis 20 Mbit/s bzw. 100 Mbit/s zu. Der MPEG-2-Standard verarbeitet Videosignale sowohl im Vollbild als auch im Halbbildformat. Die Audiocodierung wurde auf Mehrkanalton bis zu fünf Kanälen erweitert.

Einen für HDTV-Signale vorgesehenen MPEG-3-Standard gibt es nicht, weil die Quellencodierung von HDTV-Signalen bereits im MPEG-2-Standard integriert ist.

Derzeit wird noch an dem **MPEG-4-Standard** gearbeitet, nach dessen Festlegungen eine Codierung mit sehr kleiner Bitrate im kbit/s-Bereich für Multimediaanwendungen möglich sein soll.

Der für das Digitale Fernsehen relevante MPEG-2-Standard wird nun in seinen wesentlichen Merkmalen näher erläutert. Im Vergleich zur „Digitalen Studio-norm“ legen der MPEG-1- und der MPEG-2-Standard allerdings keine Parametersätze fest. Stattdessen stellen die Definitionen des MPEG-2-Standards für

Systems in ISO/IEC 13818-1
Video in ISO/IEC 13818-2
Audio in ISO/IEC 13818-3

sogenannte „Toolboxes“, also „Werkzeugkisten“, bereit, mit denen Parametersätze optimiert für verschiedene Anwendungen festgelegt werden können. Eine weitgehende Kompatibilität zwischen verschiedenen Qualitätsebenen ist damit gewährleistet [10].

Der **MPEG-Datenstrom** ist durch zwei Schichten gekennzeichnet:

- Die **Systemschicht** enthält die Bitorganisation und die Rahmenstruktur sowie weitere Informationen, die notwendig sind, um den Video- und Audiodatenstrom zu demultiplexen und Ton und Bild während der Wiedergabe zu synchronisieren.
- Die **Kompressionsschicht** enthält den komprimierten Video- und Audiodatenstrom.

11.1 Definition von Profiles und Levels bei MPEG-2-Video

Um die vielfältigen Möglichkeiten der Videocodierung nach MPEG-2 in eine systematische Gliederung einzuordnen, wurden Unterscheidungsmerkmale hinsichtlich der Anwendung in den **Profiles** und nach den Qualitätsebenen in den **Levels** definiert.

Man unterscheidet bei den Profiles in

- **Simple Profile (SP)**, mit Codierung aus dem 4:2:0-Abtastformat, mit nur einfacher Prädiktion ohne Bewegungskompensation,
- **Main Profile (MP)**, ebenfalls aus dem 4:2:0-Abtastformat, wird in den meisten Fällen zur Anwendung kommen,
- **SNR Scalable Profile (SNRP)**, mit Skalierbarkeit der Quantisierung in den Blöcken, damit kann abhängig von der Bitfehlerhäufigkeit im Empfangssignal die Wiedergabequalität eingestellt werden, ohne dass es gleich zu einem Bildausfall kommt,
- **Spatial Scalable Profile (SSP)**, mit Orts-Skalierbarkeit, wo abhängig von der Übertragungsqualität die Bildauflösung geändert wird, beinhaltet aber auch die SNR-Skalierbarkeit,
- **High Profile (HP)**, mit Codierung aus dem 4:2:2-Abtastformat, für höchste Anforderungen, aber auch aufwendigste Systemlösung.

Levels	Maximale Bitrate	Profiles				
		Simple	Main	SNR Scalable	Spatially Scalable	High
High	80 Mbit/s (100 Mbit/s)*		MP@HL			HP@HL (x)*
High 1440	60 Mbit/s (80 Mbit/s)*		MP@H14L		SSP@H14L	HP@H14L (x)*
Main	15 Mbit/s (20 Mbit/s)*	SP@ML	MP@ML	SNRP@ML		HP@ML (x)*
Low	4 Mbit/s		MP@LL	SNRP@LL		

„Profile-auf-Level“-Kombinationen für Video; *): höhere Bitraten bei doppelter Chrominanzauflösung.

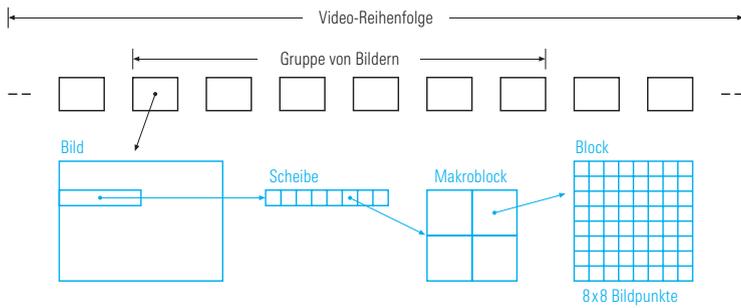


Bild 96

Layers beim MPEG-2-Videodatenstrom.

Die Levels definieren die maximal zulässigen Parameter für die Bildauflösung und Bildwechselfrequenz. Man unterscheidet in

- **Low Level (LL)**, Codierung von Fernsehbildern mit reduzierter Auflösung, ähnlich dem bei MPEG-1 verwendeten SIF (Standard Image Format) mit 352x288 Pixel und 25 Teilbildern/s bzw. 352x240 Pixel und 30 Teilbildern/s für Luminanzauflösung,
- **Main Level (ML)**, zur Codierung von Fernsehbildern in der Standardauflösung (SDTV) mit 720x576 Pixel und 25 Teilbildern/s bzw. 720x480 Pixel und 30 Teilbildern/s,
- **High-1440 Level (H14L)**, für die Codierung von HDTV-Bildern mit 1440x1152 Pixel und 25 Teilbildern/s bzw. 1440x1080 Pixel und 30 Teilbildern/s,
- **High Level (HL)**, besonders für die Codierung von HDTV-Signalen im Bildformat 16:9, mit 1920x1152 Pixel und 25 Teilbildern/s bzw. 1920x1080 Pixel und 30 Teilbildern/s.

Aus den 20 möglichen Kombinationen von Profiles und Levels wurden bisher die in nachfolgender Zusammenstellung technisch sinnvollen „Profile-auf-Level“-Kombinationen definiert.

Die Chrominanzauflösung kann im „High Profile“ über das 4:2:2-Abtastformat verdoppelt werden (x). Es gelten dann die in Klammern angegebenen maximalen Werte für die Bitrate.

Häufig werden für die Qualitätsebenen beim Fernsehen auch bereits übliche Bezeichnungen verwendet, die in Zusammenhang mit den Profile-Level-Kombinationen folgendermaßen zuzuordnen wären:

- **LDTV (Low Definition Television)**, einfache Bild- und Tonqualität, mit SP@ML, Bitrate etwa 1,5 Mbit/s bis 3 Mbit/s,
- **SDTV (Standard Definition Television)**, PAL-Qualität beim Bild, mit MP@ML, Bitrate etwa 3 Mbit/s bis 6 Mbit/s,
- **EDTV (Enhanced Definition Television)**, etwa Studio-Qualität, mit HP@ML, Bitrate etwa 6 Mbit/s bis 8 Mbit/s,
- **HDTV (High Definition Television)**, hohe Bildauflösung, mit HP@HL, Bitrate etwa 20 Mbit/s bis 30 Mbit/s [11].

11.2 Layers beim Videodatenstrom

Vorrangiges Ziel bei der Festlegung der Codieralgorithmen ist es, den Decoder möglichst einfach zu realisieren. Um die Basiselemente des Codiervorgangs im Datenstrom voneinander zu trennen und geeignete Zugriffsmechanismen wirken zu lassen, wird beim **Videodatenstrom** eine Hierarchie in Form von sechs „Schichten“, den sogenannten **Layers**, eingeführt. Die Zuordnung ist auch aus Bild 96 ersichtlich.

- **Sequence Layer** (Video-Reihenfolge)
- **Group of Pictures Layer** (Gruppe von Bildern)
- **Picture Layer** (Bild)
- **Slice Layer** (Scheibe)
- **Macroblock Layer** (Makroblock)
- **Block Layer** (Block)

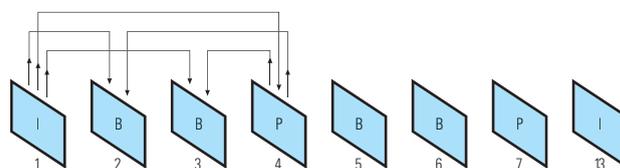


Bild 97

Teilbildfolge innerhalb einer Gruppe von Bildern mit intra-codierten Bildern (I), einseitig präzidierten (P) und zweiseitig präzidierten (B) Bildern.

Der **Sequence Layer** als oberste Schicht ermöglicht den Zugriff auf eine Bildsequenz, meist als ein Programmbeitrag. Darin enthalten sind Informationen über das Bildformat, über die Anzahl der Pixel horizontal und vertikal (die Zahlen müssen durch 16 teilbar sein), die Anzahl der Bilder pro Sekunde und die Bitrate, womit die notwendige Größe des Pufferspeichers zur Decodierung bestimmt wird.

Die **Group of Picture Layer** beschreibt die Zusammensetzung einer Gruppe von Teilbildern aus drei unterschiedlichen Bildtypen:

- **Intra-codierte Bilder (I-Bilder)**, die ohne Prädiktion im Vollbild oder im Halb-bild über die DCT codiert werden
- **Einseitig präzidierte Bilder (P-Bilder)**, die über den Bezug auf ein vorangehendes intra-codiertes Bild mit Bewegungskompensation vorausgesagt werden
- **Zweiseitig, bidirektional präzidierte Bilder (B-Bilder)**, die über den Bezug auf ein vorangehendes und ein nachfolgendes Bild als Stützwerte übertragen werden.

Um beim Einschalten und bei Übertragungsstörungen stets einen Neustart der Decodierung zu gewährleisten, müssen I-Bilder regelmäßig etwa alle 0,5 ms (nach 12 Vollbildern) übertragen werden.

P- und B-Bilder sind nach einer definierten Reihenfolge zwischen den I-Bildern eingeordnet (Bild 97).

Die Datenmenge sinkt vom I-Bild ausgehend beträchtlich auf etwa ein Drittel beim P-Bild und auf etwa ein Neuntel beim B-Bild.

Die Reihenfolge der Übertragung der Teilbilder ist gegenüber der Anordnung nach Bild 97, bezogen auf die Wiedergabe, eine andere, weil nach dem I-Bild

zunächst das P-Bild verfügbar sein muss, um daraus ein B-Bild zu rekonstruieren.

Der **Slice Layer** ist verantwortlich für die Synchronisation des Bildes. In seinem Header wird eine bestimmte Position im Bild übertragen. Ein „Slice“ als eine „Scheibe“ umfasst einen Ausschnitt aus 16 Fernsehzeilen und kann minimal 16 Bildpunkte (damit ein Makroblock) und, bei Main Profile, maximal die volle Bildbreite umfassen.

Im **Macroblock Layer** wird auf den Bildausschnitt Bezug genommen, der für die Bewegungskompensation herangezogen wird. Ein Makroblock umfasst beim Luminanzsignal jeweils vier Blöcke und je nach Abtastformat bei den beiden Chrominanzsignalen C_B und C_R jeweils zwei Blöcke beim 4:2:2-Format beziehungsweise jeweils einen Block beim 4:2:0-Format (Bild 98). Diese Zuordnung bietet den Vorteil, dass die Bewegungsschätzung nur beim Luminanzsignal erforderlich ist und die Bewegungsvektoren für die Chrominanzkomponenten übernommen werden können.

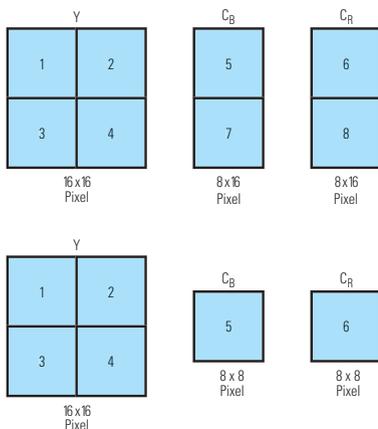


Bild 98 Block-Makroblock-Zuordnung beim 4:2:2-Abtastformat (oben) und beim 4:2:0-Abtastformat.

Im **Block Layer** werden die mittels DCT codierten Blöcke (8x8 Pixel) übertragen. Bei I-Bildern ist es die Information aus dem Originalbild, bei P- und B-Bildern aus dem Differenzbild.

Das Prinzip des MPEG-2-Video-Encoders gibt Bild 99 wieder [5]. Das digitale Eingangssignal (DSC 270 Mbit/s) wird durch Filterung und Dezimation auf das Codier-

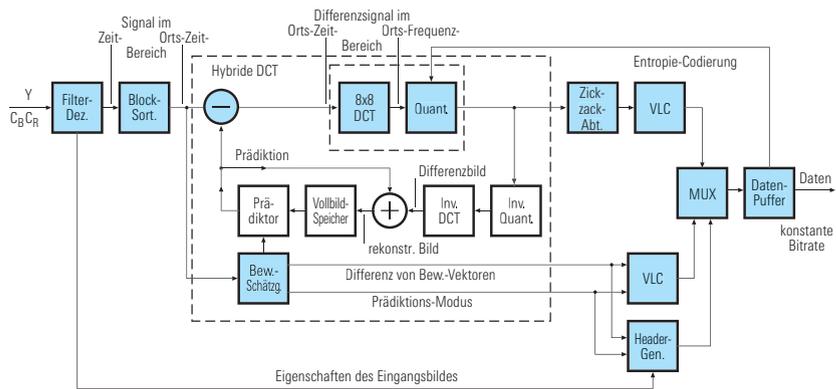


Bild 99 Prinzip des MPEG-2-Video-Encoders.

format gebracht. Die Verarbeitung erfolgt parallel für das Luminanzsignal und die Chrominanzsignale, wobei, wie schon erwähnt, die Bewegungsschätzung nur beim Luminanzsignal vorgenommen wird. Eine Makroblock- bzw. Blocksortierung ist notwendig, weil erst die notwendige Anzahl von Zeilen abgelaufen sein muss, um den Block oder Makroblock zu bilden.

Die hybride DCT wurde bereits im Abschnitt 10.2 erläutert. Die Daten aus der DCT, die Bewegungsvektoren und der jeweilige, vom Bildinhalt abhängige Prädiktionsmodus (I-, P- oder B-Bild) werden über einen Multiplexer dem Datenpufferspeicher zugeführt. Aus dessen Füllstand wird ein Kriterium zur Auswahl der Quantisierung bei der DCT entnommen. Der Pufferspeicher gibt dann eine konstante Bitrate ab.

Im MPEG-2-Videoencoder läuft im wesentlichen der umgekehrte Vorgang ab. Eine Bewegungsschätzung entfällt, weil die übertragenen Bewegungsvektoren zur Bewegungskompensation verwendet werden.

Das Ergebnis der Datenreduktion beim Videosignal lässt sich in folgenden Schritten aufzeigen:

DSC 270 Mbit/s \rightarrow 10 bit/Pixel reduziert auf 8 bit/Pixel \rightarrow 216 Mbit/s, von 216 Mbit/s \rightarrow nur aktives Videosignal \rightarrow 166 Mbit/s, 166 Mbit/s beim 4:2:2-Format \rightarrow 4:2:0-Format mit 125 Mbit/s, 125 Mbit/s \rightarrow DPCM mit Bewegungskompensation, etwa Faktor 4: 1,

DCT mit Quantisierung, Zickzackauslesen der Koeffizienten und RLC, VLC, Faktor 12 \rightarrow ... 2,6 Mbit/s

ohne „größeren“ Qualitätsverlust!

Für die Übertragung des datenreduzierten Videosignals zum Fernsehteilnehmer nach dem europäischen DVB-Standard wurde zunächst der MPEG-2-Standard **Main Profile @ Main Level** festgelegt. Je nach dem Bildmaterial wird dann die Auflösung so gewählt, dass mindestens eine „PAL-Qualität“ gegeben ist. Das bedeutet bei einer Auflösungsgrenze von 5,1 MHz eine Anzahl von 544 Bildpunkten horizontal. Die zu übertragende Bitrate wird entsprechend einer „PAL-Qualität“ bei etwa 4 bis 5,2 Mbit/s liegen [12].

11.3 Layers beim Audiodatenstrom Die Datenreduktion beim Audiosignal basiert auf dem **MUSICAM-Verfahren**, das im Abschnitt 10.3 bereits erläutert wurde. Bereits im MPEG-1-Standard wurde dieses Verfahren für die Stereotonsignalcodierung implementiert.

Abhängig vom Grad der Datenkompression und damit aber auch vom Aufwand und der Komplexität der Schaltungstechnik wurden drei Layer definiert.

Für ein Stereotonsignal, das vom Studio her eine Quellendatenrate von $2 \cdot 768$ kbit/s = 1536 kbit/s aufweist, kann die Datenreduktion erfolgen gemäß

Layer I auf 384 kbit/s, geringster Aufwand, Anwendung bei Digital Compact Cassette (DCC),

Layer II auf 256 kbit/s, mittlerer Schaltungsaufwand, Anwendung bei Digital Audio Broadcasting (DAB) und ASTRA Digital Radio (ADR) ... und bei MPEG-2,

Layer III auf 128 kbit/s, höchste Schaltungskomplexität,

Beim MPEG-2-Standard wird die Audio-signalcodierung noch auf eine mögliche Mehrkanaltonübertragung ausgeweitet, was zum **Layer II mc** führt.

Somit sind folgende Audiosignal-codierungen bei MPEG-2 möglich:

- Single Channel Coding (Monosignale),
- Dual Channel Coding (zweisprachige Monosignale),
- Stereo Coding (Rechts-Signal, Links-Signal),
- Joint Stereo Coding (Stereo, hohe Frequenzen nur Mono),
- Multi Channel Coding (Mehrkanalton, 5 Kanäle).

Wegen der Kompatibilität zur Stereocodierung werden die

5 Tonkanäle (L, C, R, LS, RS)

matriziert, das heißt linear kombiniert in die beiden

Stereosignale L_0 und R_0

und in

drei weitere Signale LS^W , C^W , RS^W ,

die im MPEG-2-Datenstrom übertragen werden [13, 14].

11.4 Paketierter Programm- und Transportstrom

Der Video- und der Audio-Encoder liefern jeweils einen **Elementardatenstrom** (Elementary Stream), der nach einem Paketierungsprozess als **Packetized Elementary Stream** (PES) erscheint.

Beim Videosignal enthält ein PES-Paket den Inhalt eines datenreduzierten Bildes. PES-Pakete können variable Länge haben, wobei die maximale Paketlänge mit $2^{16}-1 = 65\,535$ Byte festgelegt ist.

Jedes Paket beginnt mit einem **Header** fester Länge (6 Byte), wovon 3 Byte den Paketstart signalisieren. Das nächste Byte kennzeichnet, ob es sich um eine Video- oder Audio-Information handelt. Die verbleibenden 2 Byte werden zur Identifikation der Paketlänge verwendet.

Aus dem paketierten Video- und Audio-datenstrom (**Video PES** und **Audio PES**) wird, unter Hinzunahme einer gemeinsamen Zeitbasis, der **Program Clock Refe-**

rence (PCR), und zusammen mit zusätzlichen Daten, zum Beispiel als Videotext, und dem **programmspezifischen Informationen** (PSI) ein **Programm Stream** (PS) gebildet.

In die Aufeinanderfolge der PES-Pakete werden noch **Zeitmarken** als **System Clock Reference** (SCR) eingefügt, die der Decoder zur Synchronisation benötigt (Bild 100).

Wegen der relativ langen Pakete eines Programmstroms ist seine Anwendung auf eine praktisch fehlerfreie Umgebung beschränkt. Dies trifft zu bei der Programmerstellung im Studio sowie bei Speichermedien. Je größer nämlich die Paketlänge ist, desto schwieriger wird eine Resynchronisation und Rekonstruktion der Daten bei einer Störung.

Für die Datenübertragung über weite Strecken, so auch bei der Fernsehsignalübertragung zum Teilnehmer, wird ein **Transportstrom** (TS) gebildet. Dieser fasst bereits mehrere Programmdatenströme zusammen, da über einen herkömmlichen Fernsehkanal mit der bei **Digital Video Broadcasting** (DVB) angewandten Kanalcodierung ein Transportstrom von bis zu etwa 40 Mbit/s übertragen werden kann. Zur Ausnutzung der vollen übertragbaren Datenrate können auch mehrere Transportströme von verschiedenen Programmanbietern in einem **Transportstrom-Multiplexer** zusammengefasst werden.

Wegen möglicher Störeinflüsse muss nun die Paketlänge kurz sein. Der Transportdatenstrom setzt sich deshalb aus aneinander gereihten Paketen mit einer festen Länge von **188 Byte** zusammen. Jedes Paket enthält nur die Daten **einer Signalkomponente** (Video, Audio oder andere Daten). Das **Transportpaket** beginnt mit einem Paketkopf mit fester Länge von 4 Byte. Für die Nutzinformation (**Payload**) verbleiben dann noch 184 Byte.

Die Festlegung auf 4 Byte + 184 Byte = 188 Byte ist darin begründet, dass bei der Übertragung in Weitverkehrsnetzen mit **Asynchron Transfer Modus** (ATM) eine ATM-Zelle aus 47 Byte besteht (188 Byte = $4 \cdot 47$ Byte) und die Scrambling-

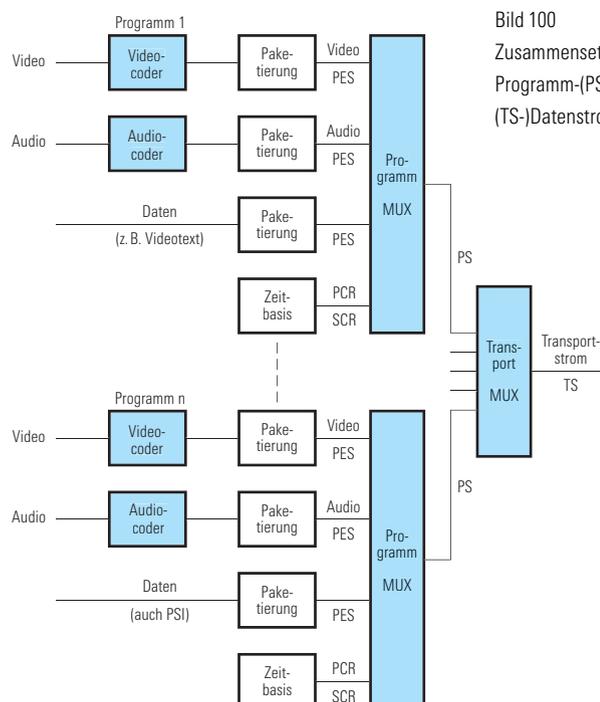


Bild 100
Zusammensetzung des paketierten Programm-(PS-) und Transport-(TS-)Datenstroms.

verfahren auf einer 8-Byte-Sequenz (184 Byte = 23 · 8 Byte) basieren.

Für die **Wiedergabe eines Programms** werden beim Empfänger die einzelnen Elementardatenströme zunächst decodiert und dann synchron zueinander als **Video- und Audiosignal** wiedergegeben. Dazu müssen innerhalb des Transportstroms bestimmte **Zeitmarken** übertragen werden. Es wird unterschieden in

- **absolute Zeitmarken**, abgeleitet vom **System Time Clock** zur Synchronisa-

tion der Systemzeitbasis beim Empfänger und eingefügt in den Programmdatenstrom als **System Clock Reference** (SCR) und bezogen auf ein Programm als **Program Clock Reference** (PCR) beim Transportdatenstrom, und in

- **relative Zeitmarken** für die richtige zeitliche Zuordnung der decodierten Video- und Audiosignale, als **Decoding Time Stamps** (DTS) und **Presentation Time Stamps** (PTS) bereits in den paketierten Elementardatenstrom eingefügt. Diese Zeitmarken sind wegen

der möglichen bidirektionalen Prädiktion unbedingt notwendig, weil damit Decodier- und Wiedergabezeitpunkt nicht identisch sind.

Aus dem übertragenen **System Time Clock** kann beim Empfänger die Systemuhrzeit rekonstruiert werden, die aufgrund der Laufzeit im Übertragungskanal gegenüber der sendeseitigen Systemuhrzeit nacheilen kann. Durch Aktualisierung der Zeitmarken, dem Re-Stamping, können auch Schwankungen der Laufzeit ausgeglichen werden [15].

12 Übertragung des DVB-Signals

Im Zusammenhang mit dem **Digitalen Fernsehen** wird verschiedentlich keine klare Trennung zwischen den Begriffen „MPEG-2“ und „DVB“ vorgenommen. Die bisher behandelte Aufbereitung des digitalen Transportstroms erfolgt nach den Richtlinien des

MPEG-2-Standard, wie sie von der ISO und IEC weltweit gültig in

- ISO/IEC 13818-1 (Multiplex),
- ISO/IEC 13818-2 (Videocodierung) und
- ISO/IEC 13818-3 (Audiocodierung)

definiert sind.

Die Übertragung des digitalen Transportstroms erfolgt beim europäischen **Digital Video Broadcasting (DVB)** in den Fernsehverteilkanälen nach den Richtlinien des European Telecommunications Standards Institute (ETSI), festgelegt in den Standards

- ETS 300 421, DVB-S, Satellitenübertragung,
- ETS 300 429, DVB-C, Kabelübertragung,
- ETS 300 744, DVB-T, Terrestrische Übertragung.

In jedem Fall liegt ein nicht störungsfreier Übertragungskanal vor, so dass entsprechende Maßnahmen zu ergreifen sind, um den Transportstrom möglichst fehlerfrei zum MPEG-2-Decoder zu bringen. Die Verschlüsselung der Daten für „bezahltes Fernsehen“ (Pay-TV) wird im weiteren nicht berücksichtigt.

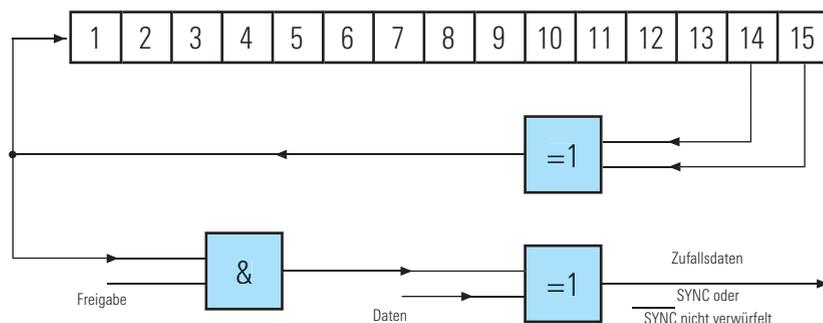


Bild 101

Verwürfelung des Transportdatenstroms zur Energieverwischung.

12.1 Fehlerschutzmaßnahmen

Die Übertragung des Transportdatenstroms erfordert neben einer dem Übertragungskanal angepassten Trägermodulation einen wirksamen Fehlerschutz, da ein gestörtes Bit im Datenstrom wegen der Komplexität der Daten bereits den totalen Ausfall der Bildwiedergabe bewirken kann. Ziel der Fehlerschutzmaßnahmen muss deshalb sein, den Ausfall des Bildes auf höchstens einmal pro Tag zu begrenzen. Dies bedeutet eine zulässige Bitfehlerhäufigkeit von maximal 10^{-11} .

Der zu übertragende Kanaldatenstrom soll ein möglichst gleichverteiltes Leistungsdichtespektrum aufweisen. Dazu sind periodisch sich wiederholende Bitmuster soweit wie möglich zu vermeiden, um daraus resultierende diskrete Spektrallinien zu unterdrücken.

In einem ersten Schritt wird der Transportdatenstrom deshalb einer **Energieverwischung** unterzogen. Dies geschieht, indem der Datenstrom, allerdings mit Ausnahme des in jedem 188-Byte-Paket an erster Stelle liegenden **Synchronisations-Bytes** (Sync Byte), bitweise mit dem Datenstrom eines **Pseudo-Zufallsgenerators** über ein Exklusiv-Oder-Glied verknüpft wird (Bild 101).

Der Pseudo-Zufallsgenerator wird nach jedem achten 188-Byte-Paket mit einem festgelegten Bitmuster neu initialisiert. Die Kennzeichnung im Datenstrom erfolgt zu Beginn eines jeden achten 188-Byte-Pakets durch eine Invertierung des aktuell anliegenden Sync-Bytes. Damit

wird dem Empfänger ein Signal gegeben zur Entfernung der zufälligen Verwürfelung der Daten mit dem bekannten sendeseitigen Pseudo-Zufallsmuster.

Nach der Energieverwischung erfolgt die eigentliche

Kanalcodierung

in Form eines verketteten Fehlerschutzes. Um die Leistungsfähigkeit des Fehlerschutzes zu optimieren, wird ein **äußerer Code** über einen **Reed-Solomon-Blockcode** (RS204, 188) mit einem **inneren Code** durch eine **punktierte Faltungscodierung** eingebracht. Dazwischen liegt noch ein **Interleaving**, bei dem ein Umsortieren der über den äußeren Code erzeugten Symbole erfolgt (Bild 102). Das Interleaving ermöglicht, neben Einzelbitfehlern und kurzen Burstfehlern auch längere Burstfehler zu korrigieren.

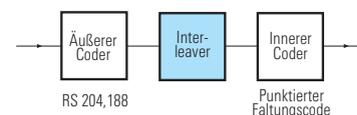


Bild 102

Verketteter Fehlerschutz mit Interleaving.

Beim Reed-Solomon-Code wird jedes Transportpaket mit 188 Byte ergänzt durch eine Folge von 16 redundanten Zusatzbytes, so dass nun das mit dem RS204, 188-Code geschützte Transportpaket eine Länge von 204 Byte aufweist (Bild 103). Damit können bis zu acht fehlerhafte Bytes in diesem Paket korrigiert werden.

SYNC	Info-Daten	Redundanz
1 Byte	187 Byte	16 Byte
188		
204		

Bild 103

Transportpaket mit Reed-Solomon-Fehlerschutz.

Nach dem DVB-Standard erfolgt dann ein **Interleaving** mit einer Interleaving-Tiefe von $I = 12$. Das bedeutet, dass aus

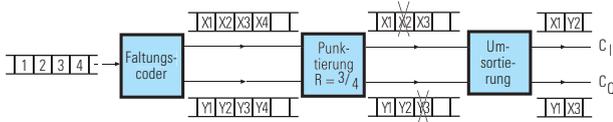


Bild 104
Faltungscodierung mit Punktierung.

jeweils zwölf aufeinanderfolgenden Transportpaketen zunächst die ersten Bytes herausgenommen und fortlaufend übertragen werden, dann die jeweils zweiten Bytes und so weiter. Bytes, die im ursprünglichen Datenstrom benachbart sind, liegen damit im Ausgangsdatenstrom mindestens 205 Byte auseinander.

Die **Faltungscodierung** bietet prinzipiell einen sehr hohen Fehlerschutz, allerdings zunächst verbunden mit einer Erhöhung der Eingangsdatenrate auf das Zweifache. Die **Coderate** beträgt damit $R = 1/2$. Durch eine sogenannte **Punktierung** kann man die Coderate steigern, was aber eine geringere Korrekturfähigkeit zur Folge hat. Bild 104 zeigt am Beispiel einer Coderate von $R = 3/4$ die Umsetzung des seriellen Eingangsdatenstroms in die parallelen Ausgangsdatenströme, wie sie für die weitere Übertragung durch Modulation einer 0° - und einer 90° -Trägerkomponente benötigt werden.

Auf der Empfangsseite erfolgt die Fehlerkorrektur mittels eines **Viterbi-Decoders**. Dabei werden zur Analyse der redundanten Datenströme mit dem Viterbi-Algorithmus viele mögliche Fehlervarianten über ein sogenanntes **Spalier-Diagramm** (Trellis Diagram) durchgerechnet. Das Ergebnis, das mit der größten Wahrscheinlichkeit zu erwarten ist, wird als decodierter Wert übernommen.

Die Fehlerkorrektur mittels Reed-Solomon-Blockcode (RS204, 188) erfordert eine Bitfehlerhäufigkeit von weniger als $2 \cdot 10^{-4}$. Das bedeutet, dass der Viterbi-Decoder eine maximal zulässige Bitfehlerquote von etwa 10^{-2} auf den Wert von $2 \cdot 10^{-4}$ herabsetzen muss. Nach Auswertung des äußeren Fehlerschutzes (RS204, 188) kann dann ein „quasi fehlerfreies“ Datensignal mit einer Bitfehlerquote von etwa 10^{-11} gewonnen werden.

12.2 Satellitenkanal

Die Übertragung des mit Fehlerschutzinformatio versehenen Transportdatenstroms erfolgt im Satellitenkanal durch die in bezug auf Störsicherheit und Bandbreitebedarf optimale **4-Phasenumtastung** (4-PSK). Beim DVB-System kommt eine Absolutphasencodierung mit direkter Bitzuordnung auf die Vektorposition zur Anwendung, weil die bei der Trägerrückgewinnung im Empfänger notwendige Absolutphase durch Auswertung des übertragenen Synchron-Bytes eingestellt werden kann. Die Bit-Vektorzuordnung über die In-Phase-Komponente (I) und Quadratur-Komponente (Q) der Trägerschwingung nach dem Gray-Code berücksichtigt, dass von einer zur nächsten Vektorposition nur ein Bit der 2-bit-Kombination geändert wird (Bild 105).

Die aus dem Faltungscoder mit nachfolgender Punktierung gewonnenen Datensignale c_1 und c_0 werden in dem Basisbandfilter einer Impulsformung unterworfen, womit das Spektrum des 4-PSK-Modulationsprodukts in Verbindung mit dem Eingangs- und Ausgangsbandfilter im Satellitentransponder auf einen maximal zulässigen Bereich begrenzt wird. Man bezieht sich dabei meistens auf eine Transponderbandbreite (-3 dB) von 33 MHz. Das Basisbandfilter hat eine Wurzel- \cos^2 -Roll-Off-Charakteristik mit einem Roll-Off-Faktor von $r = 0,35$. Die Nyquist-Frequenz beträgt etwa 14 MHz.

Die Aufbereitung des 4-PSK-Modulationsprodukts erfolgt in einem ZF-Frequenzbereich bei 70 MHz oder 140 MHz. Bild 106 zeigt das Blockscha der Sendeseite des Satellitenübertragungskanal für den 11-GHz- bzw. 12-GHz-Bereich.

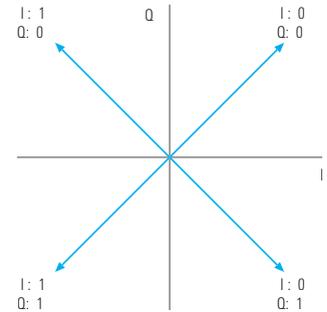


Bild 105
Vektordiagramm bei der 4-PSK mit Gray-Codierung.

Die über einen 33-MHz-Transponder durch 4-PSK übertragbare Symbolrate beträgt 27,5 Mbd entsprechend einer Bitrate von 55 Mbit/s. Unter Berücksichtigung des Reed-Solomon-Codes (RS204, 188) und des punktierten Faltungscodes mit einer angenommenen Coderate von $R = 3/4$ ergibt das eine nutzbare Nettodatenrate für den Transportstrom von $R_U = 55 \text{ Mbit/s} \cdot 3/4 \cdot 188/204 = 38,015 \text{ Mbit/s}$.

Für eine am Demodulatoreingang geforderte Bitfehlerquote von $BER \leq 10^{-11}$ ist in diesem Fall ein HF-Signal-zu-Rauschabstand von $C/N \geq 7$ dB notwendig.

12.3 Kabelkanal

Im Gegensatz zum Satellitenkanal kann man beim Kabelkanal von einem nur wenig gestörten Übertragungskanal ausgehen. Das erlaubt einerseits, eine höherstufige Trägertastung anzuwenden, um bei der nun geringeren Kanalband-

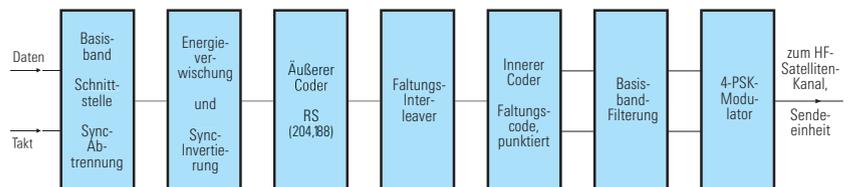


Bild 106
Blockscha der Sendeseite des Satellitenübertragungskanal.

breite etwa den gleichen Datenstrom wie im Satellitenkanal zu transportieren, andererseits aber auch, auf den aufwendigen Fehlerschutz durch die punktierte Faltungscodierung zu verzichten.

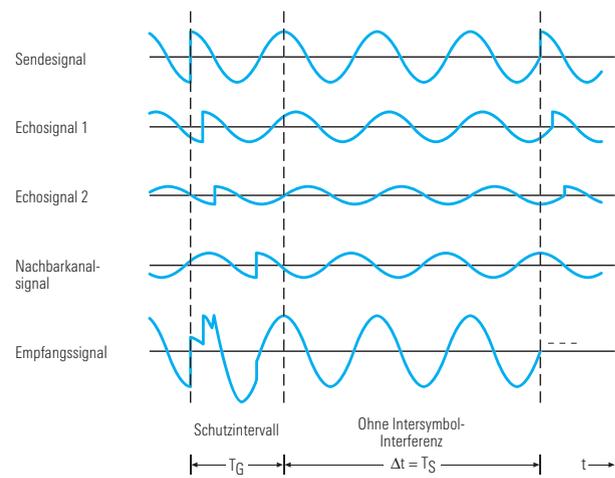
Das ankommende Datensignal, als DVB-Transportstrom mit äußerem Fehlerschutz durch den RS204, 188-Code und Byte-Interleaving oder von einer Satellitenempfangsstation nach Auswertung und Entfernung des inneren Fehlerschutzes, wird einer Byte-Symbolumsetzung zugeführt. Bei der im Kabelkanal zur Anwendung kommenden **64stufigen Quadraturamplitudenmodulation**

(64-QAM) sind jeweils 6-bit-Symbole zu bilden. Diese werden wieder unterteilt in die zwei höchstwertigen Bits, die nachfolgend einer Differenzcodierung unterworfen werden, und in die vier niederwertigsten Bits. Die Differenzcodierung wird nun angewendet, um auf der Empfängerseite die Trägerrückgewinnung zu vereinfachen. Es wird ein Referenzträger gewonnen, der frequenzrichtig ist und von der Phase her nur den Phasensprüngen, bezogen auf die Quadranten, zuzuordnen ist. Die Vektorendpunkte innerhalb der Quadranten sind jeweils so den vier niederwertigsten Bits zugeordnet, dass bei einer Drehung des Achsenkreuzes durch die um das Vielfache von 90° zum Sendeträger abweichende absolute Referenzphase die gleichen Werte auf der I- beziehungsweise Q-Achse zurückgewonnen werden. Bild 107 zeigt ausschnittsweise das Vektorendpunktdiagramm (Constellation Diagram) bei der 64-QAM.

Es folgt dann die Zuordnung der 6-bit-Symbole auf die I- und Q-Achsenabschnitte. Über die Basisbandfilter wird eine Impulsformung vorgenommen. Dabei handelt es sich wieder um Wurzel- \cos^2 -Roll-Off-Filter mit einem Roll-Off-Faktor von $r = 0,15$. Das Spektrum des 64-QAM-Signals belegt damit in einem 8-MHz-Kabelkanal einen Bereich von 7,935 MHz.

Über diesen Kabelkanal kann so durch 64-QAM eine Bitrate von 41,4 Mbit/s übertragen werden. Unter Berücksichtigung der RS204, 188-Codierung lässt dies eine Nettobitrate von 38,015 Mbit/s zu. Damit kann ein vom Satellitenkanal empfangener Transportdatenstrom auch im

Bild 108
Überlagerung von Original- und Mehrwegesignalen und Auswertung des Empfangssignals nach dem Schutzintervall.



8-MHz-Kabelkanal dem Fernsehteilnehmer zugeführt werden.

Die 64stufige Quadraturamplitudenmodulation verlangt einen wesentlich höheren HF-Signal-zu-Rauschabstand am Demodulatoreingang als der bei 4-PSK notwendige Wert von 7 dB. Man kann aber davon ausgehen, dass bei Kabelverteilsystemen wegen des bei analogen Fernsehkanälen erforderlichen HF-Signal-zu-Rauschabstandes von 45 dB der für 64-QAM für ein fehlerfreies Bild mindestens notwendige Wert von 28 dB bestimmt eingehalten wird.

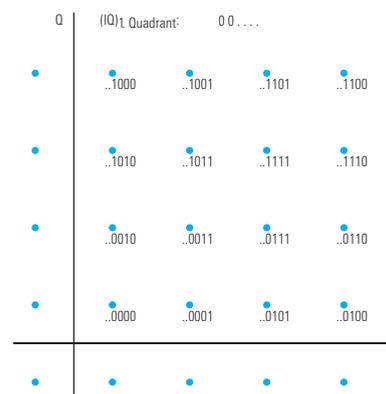


Bild 107
Vektorendpunktdiagramm (Constellation Diagram) bei 64-QAM, ausschnittsweise.

12.4 Terrestrischer Funkkanal

Bei der Verteilung von Fernsehsignalen über terrestrische Sender steht eine möglichst flächendeckende Versorgung im Vordergrund. Dies wird erreicht durch eine entsprechende Anzahl von Senderstandorten. Durch Empfangsantennen

mit Richtcharakteristik erhält man einen Gewinn gegenüber dem Rundstrahler und eine Abschwächung von unerwünscht empfangenen Reflexionen. Trotzdem lässt sich nicht immer ein Mehrwegeempfang vermeiden, was bei analoger Signalübertragung zu Geisterbildern und Mehrfachkonturen führt. Mit digitaler Signalübertragung könnten sich solche Echosignale sehr störend auswirken.

Bei DVB über terrestrische Sender kommt deshalb ein **Vielträgerverfahren** zur Anwendung, das sich bereits bei Digital Audio Broadcasting (DAB) erfolgreich bewährt hat. Es handelt sich um das **OFDM-Verfahren** (Orthogonal Frequency Division Multiplex) mit bei DVB vorgesehenen 1705 oder 6817 modulierten Einzelträgern. Die Einzelträger können dabei durch 4-PSK, 16-QAM oder 64-QAM moduliert werden. Der DVB-T-Standard sieht außerdem die Möglichkeit einer Aufteilung des Datenstroms in Anteile mit hoher und niedriger Priorität vor, womit eine **hierarchische Modulation** (bei 16-QAM oder 64-QAM) generiert werden kann. Damit erreicht man, dass bei ungünstigen Empfangsbedingungen zumindest ein brauchbares Bild wiedergegeben wird und nicht gleich ein Totalausfall auftritt.

Durch Einfügen eines Schutzintervalls in den Datenstrom wird ein Mehrwegeempfang bewusst ausgenutzt, indem die Auswertung der Daten erst nach einer Zeit beginnt, nach der aufgrund der möglichen Laufzeit von reflektierten Signalen ein eingeschwungener Zustand vorliegt (Bild 108). Damit ist auch der Betrieb

eines lokalen oder großflächigen Gleichwellennetzes möglich.

Bei **Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM)** wird das Datensignal auf eine Vielzahl von Unterträgern verteilt. Mit jedem Unterträger wird nur eine niedrige Datenrate mit einer Symboldauer Δt übertragen. Der Abstand Δf benachbarter Trägerfrequenzen wird so gewählt, dass Orthogonalität besteht durch die Festlegung:

$$\Delta f = 1/\Delta t \quad (37)$$

Die Anzahl N der Unterträger hängt wiederum mit der verfügbaren Kanalbandbreite B_{HF} zusammen gemäß:

$$N = B_{HF}/\Delta f \quad (38)$$

Man erhält damit eine Frequenz-Zeit-Zuordnung der Unterträger in der verfügbaren Kanalbandbreite B_{HF} über die Zeit gemäß Bild 109.

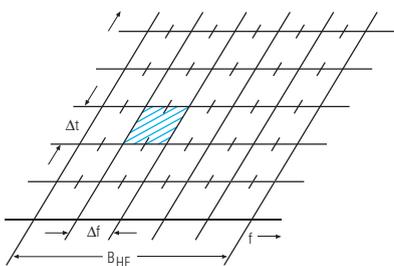


Bild 109
Aufteilung der Frequenz-Zeit-Ebene beim OFDM-Verfahren.

Die theoretisch maximal übertragbare Datenrate berechnet sich abhängig vom 2^m -stufigen Modulationsverfahren zu

$$r_{Bit,max} = m \cdot N \cdot \Delta f \text{ bit/s.} \quad (39)$$

Für die bei DVB-T (DVB, terrestrischer Funkkanal) vorgesehenen Modulationsverfahren gelten folgende Werte für m :

- 4stufige Modulation, 4-PSK: $m = 2$,
- 16stufige Modulation, 16-QAM: $m = 4$,
- 64stufige Modulation, 64-QAM: $m = 6$.

Die mögliche Anzahl N der Unterträger wird bestimmt durch die technische Realisierung des OFDM-Verfahrens mittels **Diskreter Inverser Fourier-Transforma-**

tion (DIFT), die auf der Basis von $n \times k$ Speicherplätzen mit digitaler Signalverarbeitung abgewickelt wird. Bei DVB-T stehen zur Wahl die beiden Möglichkeiten im

- 2k-Modus, mit $2 \cdot 1024 = 2048$ Speicherplätzen,
- 8k-Modus, mit $8 \cdot 1024 = 8192$ Speicherplätzen.

Während bei der **Fourier-Transformation** der Übergang vom Zeitbereich einer Funktion in den Frequenzbereich stattfindet, wie an einem einfachen Beispiel in Bild 110 oben gezeigt wird, erfolgt bei der **inversen Fourier-Transformation** der Übergang vom Frequenz- in den Zeitbereich, was wiederum an einem Beispiel in Bild 110 unten demonstriert ist.

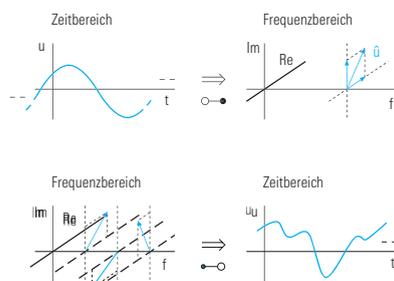


Bild 110
Prinzip der Fourier-Transformation (oben) und der inversen Fourier-Transformation.

Zur Erzeugung des OFDM-Signals wird das Datensignal, aufgeteilt in die paralle-

len Datenströme c_1 und c_0 , durch ein **Mapping** mit jeweils m bit (2 bit bei 4-PSK, 4 bit bei 16-QAM, 6 bit bei 64-QAM) fortlaufend den N Unterträgern zugeordnet, womit über die Symboldauer Δt jeder Unterträger durch einen Vektor mit Real- und Imaginäranteil gekennzeichnet wird. Innerhalb des Zeitabschnitts Δt erfolgt dann die Inverse Fourier-Transformation in eine kontinuierliche Zeitfunktion. Diese entspricht der komplexen Hüllkurve des OFDM-Signals im Basisband, das dann durch eine Frequenzumsetzung auf die Mittenfrequenz eines ZF-Kanals oder direkt in den HF-Kanal umgesetzt wird. Bild 111 zeigt den Vorgang vereinfacht an einem Beispiel mit 4-PSK von 1536 Unterträgern, wie bei DAB ausgenutzt, die aus insgesamt 2048 Unterträgern (2k-Modus) mit Daten belegt sind.

Im Empfänger wird entsprechend durch Fourier-Transformation, technisch realisiert mit **Diskreter Fourier-Transformation** (DFT), die Rücktransformation der Zeitfunktion in den Frequenzbereich mit Zuordnung der Daten auf die „Trägerpositionen“ und Auslesen deren Real- und Imaginäranteile vorgenommen.

Bei DVB-T werden im 2k-Modus 1705 von den insgesamt 2048 Trägern und im 8k-Modus 6817 von den insgesamt 8192 Trägern ausgenutzt. Davon sind 1512 beziehungsweise 6048 Träger mit eigentlichen Nutzdaten belegt, die restlichen Träger dienen entweder als Referenzsignale mit

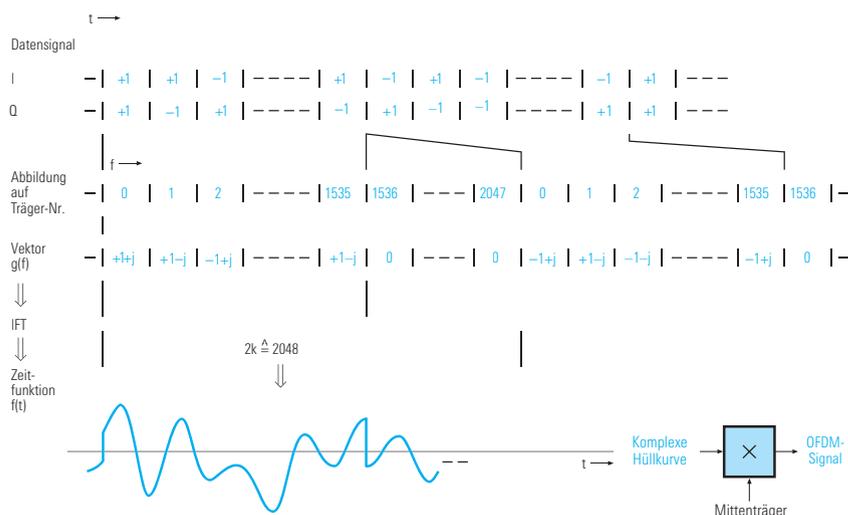


Bild 111
Abbildung des I-Q-Datensignals auf Vektorpositionen der einzelnen Träger in der Frequenzebene und inverse Fourier-Transformation in die komplexe Hüllkurve der Zeitebene bei der OFDM.

einer dem Empfänger bekannten Information oder zur Übertragung von Synchronisierungs- und Synchronisationsmustern.

Im kontinuierlich übertragenen Nutzdatenstrom wird die eigentliche Symboldauer T_S um das Schutzintervall T_G (Guard Interval) verlängert, was letztendlich aber eine Reduzierung der effektiv zu übertragenden Nutzdatenrate führt. Das Schutzintervall kann, abhängig von dem zulässigen maximalen Senderabstand, bei Gleichwellenbetrieb (SFN, single frequency network) Werte von $1/4$, $1/8$, $1/16$ oder $1/32$ der Symboldauer T_S einnehmen. Die höchste Distanz zwischen den Senderstandorten erfordert ein Schutzintervall von $1/4$ der Symboldauer. Damit wird die Gesamtsymboldauer

$$T_{ges} = T_S + T_G \quad (40)$$

auf das 1,25fache der Symboldauer verlängert und die effektiv übertragbare Datenrate auf das 0,8fache des durch die Symboldauer gegebenen Wertes reduziert.

Die digitale Signalverarbeitung bei der Erzeugung des OFDM-Signals basiert auf einem Abtasttakt mit der Periodendauer $T = 7/64 \mu s$, was einer Abtastfrequenz von etwa 9,14 MHz entspricht. Damit ergibt sich eine Nutzsymboldauer im

2k-Modus von $T_S = 2048 \cdot 7/64 \mu s = 224 \mu s$ oder im

8k-Modus von $T_S = 8192 \cdot 7/64 \mu s = 896 \mu s$.

Der Trägerabstand wird gemäß der Orthogonalitätsbeziehung damit

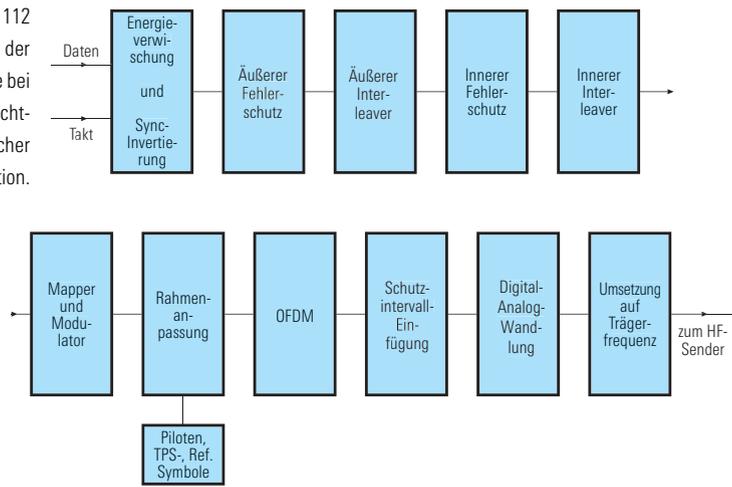
$\Delta f = 1/224 \mu s = 4,464... \text{ kHz}$ im 2k-Modus oder

$\Delta f = 1/896 \mu s = 1,116... \text{ kHz}$ im 8k-Modus.

Bei dem in Deutschland zur Einführung vorgesehenen 8k-Modus mit einem maximal zulässigen Senderabstand von etwa 67 km und einem Schutzintervall mit $T_G = 1/4 \cdot 896 \mu s = 224 \mu s$ bedeutet das eine Gesamtsymboldauer von $T_{ges} = 896 \mu s + 224 \mu s = 1120 \mu s$. Damit berechnet sich die auf 6048 mit Nutzdaten belegten Trägern zu übertragende Bruttobitrate des Transportstroms bei

16-QAM zu $r_{Bit} = 6048 \cdot 4 \text{ bit} / 1120 \mu s = 21,6 \text{ Mbit/s}$

Bild 112
Blockschema der
Sendeseite bei
DVB-T mit nicht-
hierarchischer
Modulation.



und bei 64-QAM zu $r_{Bit} = 6048 \cdot 6 \text{ bit} / 1120 \mu s = 32,4 \text{ Mbit/s}$.

Die gesamte durch das OFDM-Signal belegte HF-Bandbreite, bis zu den ersten Nullstellen außerhalb des Hauptspektrums, ergibt sich im

2k-Modus mit $1705 \cdot 4,644... \text{ kHz} = 7,611 \text{ MHz}$

oder im 8k-Modus mit $6817 \cdot 1,116... \text{ kHz} = 7,608 \text{ MHz}$

zu etwa 7,61 MHz und damit innerhalb eines 8-MHz-TV-Kanals.

Wie das vereinfachte Blockschema in Bild 112 zeigt, geschieht die Aufbereitung des zu übertragenden Datensignals zunächst in gleicher Weise wie beim Satellitenkanal (DVB-S), das heißt mit Energieverwischung, äußerem Fehlerschutz durch RS204,188-Code, Interleaver und innerem Fehlerschutz durch punktierten Faltungscodierung. Es folgt dann bei DVB-T ein innerer Interleaver, mit einer Kombination aus Bit-Interleaving und Symbol-Interleaving, womit längere Störungen einzelner oder benachbarter Träger so auf den Datenstrom verteilt werden, dass eine Korrektur schon durch den bitweise arbeitenden inneren Fehlerschutz mit einem Viterbi-Decoder erreicht wird [16]. Der so in einem I- und einem Q-Kanal vorliegende Datenstrom wird durch das „Mapping“ auf die mit Nutzsignal zu belegenden Träger in deren Vektorposition abgebildet. Anschließend werden die Pilotträger mit Referenz- und Synchronisationssignalen versehen und die Gesamtzahl der beleg-

ten Träger durch OFDM in die komplexe Zeitfunktion umgesetzt. Jedes Symbol mit der Zeitdauer T_S wird um das Schutzintervall T_G verlängert. Es folgt schließlich die Digital-Analog-Wandlung und Umsetzung auf die eigentliche Trägermittelfrequenz.

Durch die gezielt gemischte Verteilung der Daten auf die einzelnen Träger über das innere Interleaving wird aus der OFDM eine **COFDM** (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex).

Ein Ziel des DVB-Systems ist die möglichst hohe Transparenz des übertragenen Datenstroms vom Satellitenkanal zum Kabelkanal und zum terrestrischen Funkkanal. Ersteres ist voll gewährleistet, da der Nettonutzdatenstrom von etwa 38 Mbit/s vom Satellitenkanal voll in den Kabelkanal eingespeist werden kann. Beim terrestrischen 8-MHz-Funkkanal ist dies nicht ganz möglich, weil, bezogen auf den gleichen Bruttodatenstrom, hier der innere Fehlerschutz und das Schutzintervall sowie die Ausnutzung von nur 6048 aus möglichen 6817 Trägern zu einer geringeren Nettodatenrate führen wie im 8-MHz-Kabelkanal. Es ist davon auszugehen, dass in dem terrestrischen 8-MHz-HF-Kanal eine Datenrate von etwa 24 Mbit/s übertragen wird.

Das würde im Vergleich zu nur einem Programm bei analoger Signalübertragung trotzdem noch die gleichzeitige Übertragung von vier bis acht SDTV-Programmsignalen mit PAL-Qualität oder von drei EDTV-Programmsignalen mit PALplus-beziehungsweise nahezu Studioqualität ermöglichen [17].

13 Literatur

- [1] Theile, R.: Fernsehtechnik, Band 1: Grundlagen. Springer Verlag, Berlin–Heidelberg– New York, 1973.
- [2] Mangold, H.: Fernseh-Versuchsbetrieb in der BRD mit Bild/Tonträger-Leistungsverhältnis 20: 1. Neues von Rohde & Schwarz (1975), Nr. 69, S. 36.
- [3] Schönfelder, H.: Fernsehtechnik, Teil I und II. Vorlesungsniederschrift. Justus-von-Liebig-Verlag, Darmstadt, 1972 und 1973.
- [4] Mayer, N.: Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis. Verlag für Radio-, Foto-, Kinotechnik, 1967.
- [5] Mäusl, R.: Fernsehtechnik – Übertragungsverfahren für Bild, Ton und Daten. Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1995.
- [6] Kays, R.: Ein Verfahren zur verbesserten PAL-Codierung und Decodierung. Fernseh- und Kino-Technik 44 (1990), Nr. 11, S. 595-602.
- [7] PALplus System Description. PALplus Consortium, 1995.
- [8] Dobler, G.: Von PAL zu PALplus. Verlag Technik, Berlin, 1996.
- [9] Hentschel, Chr.; Schönfelder, H.: Probleme des Formatwechsels bei zukünftigen verbesserten PAL-Verfahren. Fernseh- und Kino-Technik 45 (1991), Nr. 7, S. 347-355.
- [10] Teichner, D.: Der MPEG-2-Standard: MPEG-1 und MPEG-2: Universelle Werkzeuge für Digitale Video- und Audio-Applikationen (Teil 1) und Main Profile: Kern des MPEG-2-Video-Standards (Teil 2). Fernseh- und Kino-Technik 48 (1994), Nr. 4, S. 155-163 und Nr. 5, S. 227-237.
- [11] Freyer, U.: DVB – Digitales Fernsehen. Verlag Technik, Berlin, 1997.
- [12] Schäfer, R.: DVB bei den öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten – Eine Einführung. Fernseh- und Kino-Technik 51 (1997), Nr. 10, S. 620-630.
- [13] Schröder, E.F.; Spille, J.: Der MPEG-2-Standard: Audio-Codierung (Teil 4). Fernseh- und Kino-Technik 48 (1994), Nr. 7-8, S. 364-373.
- [14] Grigat, R.R.; Ibenthal, A.: Audio- und Videodatenkompression mit MPEG-2. Funkschau 67 (1995), Nr. 3, S. 26-33.
- [15] Ziemer, A. (Hrsg.): Digitales Fernsehen. 2. Auflage. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1997.
- [16] Reimers, U.: Digitale Fernsehtechnik: Datenkompression und Übertragung für DVB. 2. Auflage. Springer Verlag, Berlin–Heidelberg– New York, 1997.
- [17] Schäfer, R.: Der DVB-T-Standard. Fernseh- und Kino-Technik 59 (1996), Nr. 4, S. 153-158.

Der Inhalt der Kapitel 1 bis 7 dieses Repetitoriums stammt auszugsweise aus folgendem Buch:

- [18] Mäusl, R.: Fernsehtechnik – Von der Kamera zum Bildschirm. Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1991.

Certified Environmental System
ISO 14001
REG. NO 1954

Certified Quality System
ISO 9001
DQS REG. NO 1954



ROHDE & SCHWARZ

ROHDE & SCHWARZ GmbH & Co. KG · Mühldorfstraße 15 · 81671 München · Postfach 80 14 69 · 81614 München · Tel. (089) 41 29-0
www.rohde-schwarz.com · CustomerSupport: Tel. +49 1805124242, Fax +4989 4129-13777, E-mail: CustomerSupport@rohde-schwarz.com

„Farben“ für Rasterflächen:

schwarz20

Vierfarbgrau:
c22m15g16

cyan20

**Display im Druck
transparent
(Bitmap in Photoshop als
eps-Datei abspeichern
mit Weiß= transparent)**

Certified Quality System
ISO 9001
DQS REG. NO 1954-04

((für München))

