Hierarchische Quellen- und Kanalcodierung für digitale Videosignale

Alexander Seeger
Lehrstuhl für Nachrichtentechnik
TU München, Arcisstr. 21, D–80290 München
Tel.: +49 89 289-23472, Fax: +49 89 289-23490,
E-Mail: alex@LNT.e-technik.tu-muenchen.de

Ulrich Benzler
Institut für Theoretische Nachrichtentechnik und Informationsverarbeitung
Uni Hannover, Schneiderberg 32, D–30167 Hannover
Tel.: +49 511 762-5047, Fax: +49 511 762-5052,
E-Mail: benzler@tnt.uni-hannover.de

Übersicht

Die Übertragungsqualität auf Mobilfunkkanälen unterliegt starken Schwankungen. Bei der digitalen Übertragung stark komprimierter Videodaten führt dies zu sehr störenden Einbrüchen in der Bildqualität. Mit dem Konzept eines hierarchischen Übertragungsverfahrens, dessen örtliche Auflösung sich im Fall ungünstiger Empfangsbedingungen reduziert, soll der abrupte Abfall der Bildqualität vermieden werden. Dazu müssen hierarchische Quellencodierung und hierarchische Kanalcodierung kombiniert werden.

Anhand von informationstheoretischen Grenzen werden verschiedene Varianten der hierarchischen Kanalcodierung bezüglich ihrer Effizienz miteinander verglichen. Es wird dargelegt, warum der Anteil des sogenannten Baselayers an der Gesamtdatenrate zwischen 33 und 50% betragen sollte.

Die hierarchische Quellencodierung basiert auf einer Teilbandzerlegung. Im Vergleich zur hierarchischen Pyramidencodierung nach MPEG-2 SSP kann die für die hierarchische Codierung zusätzlich erforderliche Datenrate von 66-70% auf 5-7% reduziert werden. Aus der Analyse der Signalenergieverteilung wird die Datenratenaufteilung zwischen den Teilbändern abgeleitet. Danach benötigt die niedrige Auflösung erheblich mehr als 50 % der Gesamtdatenrate. Um der oben angegebenen Datenratenaufteilung gerecht zu werden, wird für die niedrige Auflösung zusätzlich eine sogenannte SNR–Skalierbarkeit eingeführt.

1 Einführung

Zur Übertragung von digitalen Videosignalen auf Mobilfunkkanälen wird eine hierarchische Quellen- und Kanalcodierung untersucht. Dabei muß der Datenstrom in einen sogenannten Baselayer- und einen Enhancementlayer-Datenstrom aufgeteilt werden. Der Baselayer beinhaltet dabei nur die Daten für eine niedrige örtliche Auflösung des Bildsignals, der Enhancementlayer zusätzlich die Daten für die hohe örtliche Auflösung. Bei günstigen lokalen Empfangsbedingungen werden Base- und Enhacementlayer decodiert und die hohe örtliche Auflösung auf einem großen Display dargestellt. Im Fall ungünstiger Empfangsbedingungen werden nur die Baselayer-Daten decodiert und als Rückfallmodus auf dem großen Display angezeigt. Unabhängig davon kann der Baselayer-Datenstrom von einem weniger komplexen Empfänger decodiert und auf einem kleinen Display, das lediglich die niedrige Auflösung anzeigen kann, dargestellt werden.

Der informationstheoretische Aspekt hierarchischer Kanalcodierung wurde zuerst von Cover [2] untersucht. Die Kombination seines Ansatzes mit dem Prinzip der codierten Modulation führt zur Multilevelcodierung mit einem in Cluster gegliederten Signalraum [4], [9]. Für die terrestrische Übertragung digitalen Fernsehens fand dieses Verfahren erstmals Eingang in die Standardisierung [3]. Allerdings wurde nur hierarchische Kanalcodierung aufgenommen, während auf der Quellencodierungsseite das Simulcast–Verfahren gewählt wurde. Der Grund liegt in der nicht ausreichenden Effizienz der für diesen Zweck in MPEG-2 [5] standardisierten Pyramidencodierung.

Die Ursache für diese mangelnde Effizienz liegt in der Erhöhung der Anzahl der Abtastwerte sowie der Umschaltung zwischen zeitlicher und örtlicher Prädiktion. Zur Vermeidung dieser Nachteile wurde der Ansatz einer hierarchischen Quellencodierung mittels Teilbandzerlegung entwickelt. Im Folgenden wird der Entwurf für ein Übertragungssystem mit sowohl hierarchischer Quellencodierung als auch hierarchischer Kanalcodierung diskutiert, das auch bei mobilem Empfang die Decodierung zumindest der niedrigen Auflösung ermöglicht.

2 Zellulares Kanalmodell

Dazu soll eine kreisförmige Zelle mit der Basisstation (B) in der Mitte betrachtet werden (siehe Abbildung 1). Die Signalleistung am Empfangsort sei proportional r^{-3}, wobei r den Abstand zwischen Basisstation und mobilem Empfänger angibt.

Die mobilen Empfänger innerhalb der Zelle werden in zwei Gruppen aufgeteilt. Eine Gruppe besteht aus denjenigen Empfängern, die sich in der Nähe der Basisstation befinden ($r < R_G$) und einen Signalanteil auf dem direkten Pfad empfangen. Für diese Gruppe wird ein Rice–Fadingkanal (Rice–Faktor = Verhältnis der Leistung auf dem direkten Pfad zur Leistung auf allen gestreuten Pfaden = 3 dB) angenommen. Die Empfänger dieser Gruppe werden als gute Empfänger bezeichnet und haben ein hohes Signal–Rausch–Verhältnis $(E_s/N_0)_G$.

Die andere Gruppe besteht aus Empfängern, die keinen Signalanteil auf dem direkten Pfad empfangen und sich in größerem Abstand zur Basisstation ($R_G < r < R_B$) befinden. Für diese Gruppe wird entsprechend ein Rayleigh–Fadingkanal mit mittlerem Signal–Rausch–Verhältnis $(E_s/N_0)_B$ angenommen. Die Empfänger dieser Gruppe werden als schlechte Empfänger bezeichnet.

Das Verhältnis der Radien R_B/R_G bestimmt die relative Größe des Bereichs der guten Empfänger im Vergleich zu den schlechten Empfängern. Wir nehmen einem Wert von $\frac{R_B}{R_G} = 2$ an, wie in Abbildung 1 skizziert. Aus der Kombination dieser Annahme mit dem r^{-3}–Verlauf der Empfangsleistung folgt, daß zwischen dem Signal–Rausch–

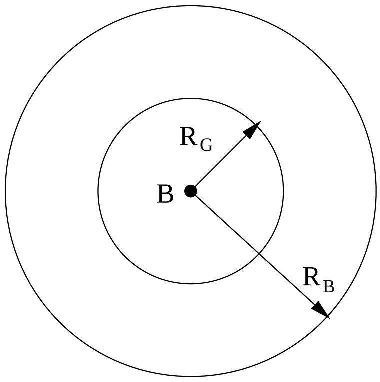

Abbildung 1: Zellulares Kanalmodell

Verhältnis der guten Empfänger und dem der schlechten Empfänger eine Differenz von etwa 9 dB toleriert werden muß. Dies wird beim Entwurf der hierarchischen Kanalcodierung berücksichtigt.

3 Multilevelcodierung mit Clustern

Das einfachste Kanalcodierungsverfahren, um zwei verschiedene Empfängergruppen zu versorgen, wird als Zeitmultiplex bezeichnet. Es besteht darin, z.B. 70% der Zeit ein Signal abzustrahlen, das nur den Baselayer (für beide Empfängergruppen) enthält und 30% der Zeit ein Signal zu senden, das nur den Enhancementlayer (allein für die guten Empfänger) enthält. Durch Variation des Prozentsatzes, kann jedes Datenratenverhältnis zwischen Base- und Enhancementlayer erreicht werden. Dieses einfache Vorgehen wird in Abschnitt 5 als Referenz benutzt.

Aus der Informationstheorie ist bekannt [2], daß die Raten von Base– *und* Enhancementlayer gegenüber dem Zeitmultiplexverfahren erhöht werden können. Dazu werden beide Informationen — ineinander verschachtelt — gleichzeitig gesendet. Kombiniert man diesen Ansatz mit dem Prinzip der codierten Modulation, führt dies zu Signalraumkonstellationen, bei denen die Signalraumpunkte clusterförmig angeordnet sind. Der Baselayer bestimmt dann eine Folge von Clustern, während der Enhancementlayer aus dem jeweiligen Cluster einen speziellen Punkt auswählt.

Abbildung 2 zeigt ein solches hierarchisches Übertragungssystem für Videodaten. Nach der hierarchischen Quellencodierung wird der Hauptteil der Coderedundanz auf den Baselayer konzentriert. Daher verwendet der zugehörige Kanalcoder Codes niedriger Rate. Zusätzlich ist die Euklidische Distanz zwischen den Clusterzentren relativ groß. Auf der anderen Seite benutzt der Kanalcoder für den Enhancementlayer Codes hoher Rate. Zusätzlich ist die Euklidische Distanz zwischen den Punkten innerhalb eines Clusters relativ klein. Auf der Empfängerseite wird Mehrstufendecodierung verwendet. Auf diese Weise kann der Baselayer (unabhängig vom Enhancementlayer), auch bei schlechten Empfangsbedingungen decodiert werden kann.

Um die Leistungsfähigkeit eines solchen Übertragungssystems zu beurteilen und daraus Designentscheidungen abzuleiten, wird die Cutoff rate für Fadingkanäle behandelt.

4 Cutoff rate für Fadingkanäle

Die Cutoff rate (R_0) ist neben der Kanalkapazität das am meisten verwendete informationstheoretische Maß zur Charakterisierung von Übertragungskanälen. Sie gibt für Faltungscodes und Blockcodes die Coderate an, bei der fehlerfreie Übertragung mit vertretbarem Aufwand möglich ist. Im Fall eines Rayleigh– bzw. Rice–Fadingkanals muß die Standardformel um den Einfluß der Kanalzustandsinformation a erweitert werden [7], d.h. an die Stelle eines empfangenen Wertes y tritt nun das Paar (y, a).

$$R_0 = -\log_2 \int\limits_a \int\limits_y \left[\sum_X P_X(x) \sqrt{p(y,a|x)} \right]^2 dyda. \quad (1)$$

Dabei ist x das übertragene Symbol aus dem Alphabet X mit der Wahrscheinlichkeitsverteilung $P_X(x)$. Für die Verbundwahrscheinlichkeitsdichte $p(y, a|x)$ gilt

$$p(y,a|x) = p(y|a,x) \cdot p(a), \quad (2)$$

wobei $p(y|x, a)$ den Fadingkanal beschreibt und $p(a)$ die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für den Fadingwert ist.

Für eine in Cluster und Punkte gegliederte Signalraumkonstellation wird nun die Cutoff rate für die Cluster– (R_0^C) bzw. die Punktentscheidung (R_0^P) bestimmt [8]. Für die Clusterentscheidung wird dabei der Signalraumpunkt x durch den Index eines Clusters C ersetzt. Entsprechend tritt an die Stelle von $p(y, a|x)$ das Mittel aller $p(y, a|x_i)$ der Signalraumpunkte x_i, die Element des Clusters C sind.

$$R_0^C = -\log_2 \int\limits_a \int\limits_y \left[\sum_C P(C) \sqrt{\sum_{x_i \in C} \frac{1}{|C|} p(y,a|x_i)} \right]^2 dyda \quad (3)$$

Dabei bezeichnet $|C|$ die Zahl der Signalpunkte innerhalb des Clusters C. Für die Punktentscheidung muß Gleichung (1) nur auf die Punkte innerhalb eines Clusters beschränkt zu werden:

$$R_0^P = -\log_2 \int\limits_a \int\limits_y \left[\sum_{x_i \in C} P(x_i|C) \sqrt{p(y,a|x_i)} \right]^2 dyda. \quad (4)$$

5 Hierarchische Kanalcodierung

5.1 Performancekriterium

Für den Fall zweier unterschiedlicher Gruppen von Empfängern (siehe Abschnitt 2), lassen sich unterschiedliche hierarchische Kanalcodierungsverfahren anhand ihrer Paare gemeinsam erreichbarer Übertragungsraten in einem zweidimensionalen Koordinatensystem vergleichen.

Abbildung 3 zeigt die Rate in Informationsbits pro Sendesymbol für die guten und schlechten Empfänger jeweils auf der x- bzw. y–Achse. Die Rate für die schlechten Empfänger ist gleich dem Baselayer, während die Rate für die guten Empfänger sich aus der Summe von Baselayer und Enhancementlayer ergibt.

Bestimmte Datenratenverhältnisse zwischen Base- und Enhancementlayer entsprechen in dieser Darstellung vom Ursprung ausgehenden Geraden verschiedener Steigung. Das Ziel einer effizienten Codierung besteht darin, die Raten für gute und schlechte Empfänger gleichzeitig zu maximieren, d.h. einen Punkt möglichst weit rechts oben in Abbildung 3 zu erreichen.

Als Arbeitspunkt für die schlechten Empfänger wird gemäß Abschnitt 2 ein Rayleigh–Fading–Kanal mit einem Signal–Rausch–Verhältnis von $(E_s/N_0)_B = 12\,\text{dB}$ (entspricht typischen Werten im DAB–System) angenommen. Für die guten

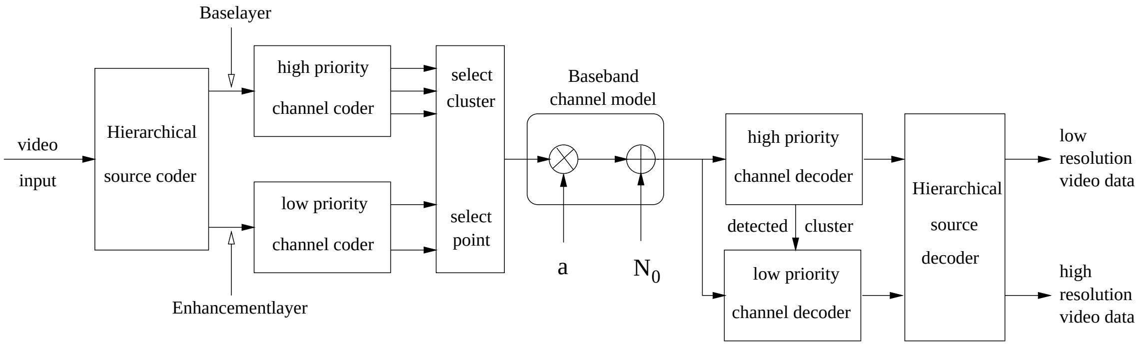

Abbildung 2: Hierarchisches Übertragungssystem

Empfänger wird ein Rice–Fading–Kanal mit einem um 10 dB höheren Signal–Rausch–Verhältnis $(E_s/N_0)_G = 22\,\mathrm{dB}$ angenommen (vgl. ebenfalls Abschnitt 2).

5.2 Zeitmultiplexverfahren

Die Paare erreichbarer Raten für das Zeitmultiplexverfahren liegen in Abbildung 3 auf der von links oben nach rechts unten verlaufende Geraden. Der linke obere Endpunkt zeigt den Fall, in dem nur der Baselayer abgestrahlt wird. Entsprechend sind die Raten von guten und schlechten Empfänger gleich. Der rechte untere Endpunkt zeigt den Fall, in dem nur der Enhancementlayer gesendet wird. Entsprechend ist die Rate für die schlechten Empfänger Null, die Rate für die guten Empfänger maximal. Die Linie zwischen den Endpunkten entsteht durch unterschiedliche Aufteilung der Sendezeit.

5.3 Konstruktive untere Schranken bei endlichem Signalalphabet

Bei der Ableitung des Bereichs erreichbarer Raten für den AWGN–Kanal [2] wird für die Clusterzentren und Punkte jeweils eine Normalverteilung angenommen. Die Leistungen dieser beiden Normalverteilungen werden auf α bzw. $(1-\alpha)$ normiert. Durch Variation des Parameters α entsteht eine konstruktive untere Schranke für den Bereich erreichbarer Ratenpaare. Anschließend wird nachgewiesen [1], daß es sich gleichzeitig um eine obere Schranke handelt.

Es soll hier dasselbe Verfahren verwendet, aber die Cluster- und Punktpositionen mit jeweils gleicher Wahrscheinlichkeit aus einem äquidistanten Gitter ausgewählt werden. Für eine bestimmte Zahl von Clustern/Punkten kann dann entsprechend den Gleichungen (3) und (4) ein Ratenpaar berechnet werden. Durch Variation des Parameters α entsteht eine Kurve von Ratenpaaren. Dabei handelt es sich um eine konstruktive untere Schranke des Bereichs erreichbarer Ratenpaare. Anders als im Fall des AWGN–Kanals, bilden diese Kurven jedoch keine obere Schranke. Nun wird die Zahl der Cluster/Punkte solange erhöht, bis sich keine weitere Steigerung der erreichbaren Raten ergibt. Die sich dann ergebende Grenzkurve ist in Abbildung 3 dargestellt.

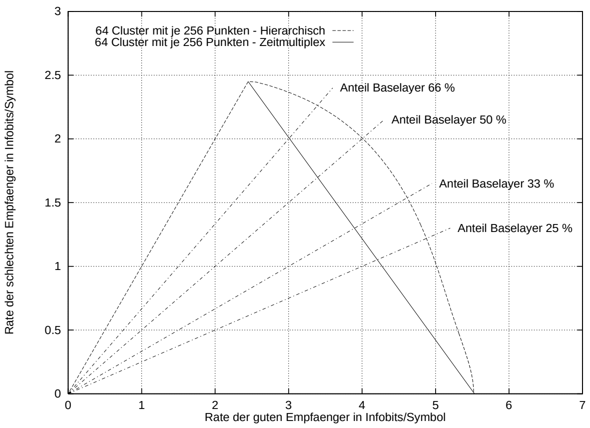

Abbildung 3: Ebene erreichbarer Raten für verschiedene Varianten der hierarchischen Kanalcodierung, $(E_s/N_0)_B = 12$ dB, Rayleigh–Fading, $(E_s/N_0)_G = 22$ dB, Rice–Fading, Ricefaktor = 3 dB

Für den in Abbildung 3 gewählten Arbeitspunkt wird in der folgenden Tabelle der relative Gewinn der hierarchischen Kanalcodierung gegenüber dem Zeitmultiplexverfahren in Abhängigkeit des Baselayeranteils an der Gesamtdatenrate angegeben. Der relative Gewinn ist dabei die Differenz zwischen der Rate im Fall hierarchischer Kanalcodierung und der Rate im Fall von Zeitmultiplex bezogen auf die Rate im Fall von Zeitmultiplex. Um diesen Gewinn erhöhen sich jeweils Base- *und* Enhancementlayerdatenrate gleichermaßen.

Anteil Baselayer	Gewinn durch hier. Kanalcod.
66%	13%
50%	18%
33%	18%
25%	12%

Es ist klar, daß der Gewinn durch hierarchische Kanalcodierung gegenüber dem Zeitmultiplexverfahren abnimmt, sobald fast nur noch Base- oder fast nur noch Enhancementlayer transportiert wird. Günstig ist ein Anteil des Baselayers von 33 bis 50% an der Gesamtdatenrate.

6 Quellencodierung für digitale Videosignale nach MPEG-2

Für die hierarchische Codierung digitaler Videosignale ist es notwendig, das Eingangssignal in Teilsignale mit unterschiedlichen örtlichen Auflösungen zu skalieren. Diese Skalierbarkeit erlaubt die Decodierung in unterschiedliche Auflösungen, ohne das gesamte Datenvolumen decodieren zu müssen. Im Fall ungünstiger Empfangsbedingungen läßt sich mit Hilfe der Skalierbarkeit ein abrupter Bildausfall vermeiden; statt dessen wird auf eine niedrigere Auflösung umgeschaltet. Im MPEG-2 Standard wird diese Funktionalität durch das "Spatial Scalable Profile" (MPEG-2 SSP) [5] zur Verfügung gestellt. Dabei wird eine Pyramidencodierung benutzt, welche die niedrige Auflösung separat als Baselayer–Datenstrom codiert. Um Teile der Baselayer–Information für die hohe Auflösung nutzbar zu machen, werden die rekonstruierten Bilder auf das Format der hohen Auflösung interpoliert und als zusätzliches Prädiktionssignal zur Verfügung gestellt, siehe Abbildung 4.

Der resultierende Prädiktionsfehler wird im Enhancementlayer mit der Abtastrate des Eingangssignals codiert. Dadurch erhöht sich die Anzahl der insgesamt zu codierenden Abtastwerte um die Anzahl der Abtastwerte der niedrigen Auflösung. Dieser Nachteil läßt sich nicht durch die Bereitstellung des zusätzlichen Prädiktionssignals für die hohe Auflösung kompensieren, so daß die Gesamteffizienz des Verfahrens nur unwesentlich besser ist als eine Simulcast-Codierung, bei der beide Auflösungen unabhängig voneinander co-

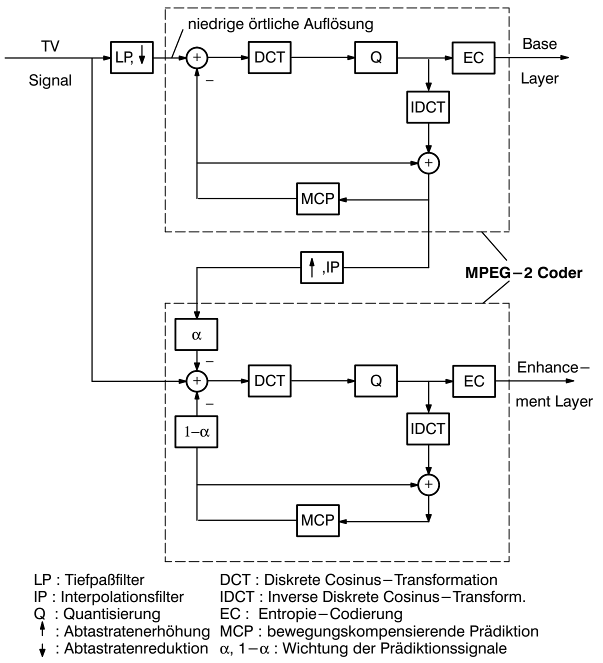

Abbildung 4: Pyramidencodierung nach MPEG-2 Spatial Scalability (SSP)

diert werden.

7 Quellencodierung mittels Teilbandzerlegung

Zur Vermeidung der Nachteile der Pyramidencodierung wurde ein Ansatz entwickelt, der auf einer zweidimensionalen Teilbandzerlegung des Eingangssignals basiert. Dabei bildet das tieffrequente Teilband (LL-Band) die niedrige Auflösung, die ähnlich MPEG-2 SSP mit einer separaten bewegungskompensierenden Prädiktion als Baselayer codiert und zum Empfänger übertragen wird. Im Enhancementlayer wird die bewegungskompensierende Prädiktion in der hohen Auflösung durchgeführt und die Information für die hochfrequenten Teilbänder codiert, so daß der Empfänger durch Decodierung von Base– und Enhancementlayer die hohe Auflösung erhält, siehe Abbildung 5.

7.1 Simulationsergebnisse

Eine Simulation der entwickelten hierarchischen Teilbandcodierung und der Vergleich mit einer nicht-hierarchischen MPEG-2- sowie einer hierarchischen MPEG-2-SSP-Codierung kommt zu folgenden Ergebnissen : die hierarchische Teilbandcodierung benötigt bei gleicher Bildqualität

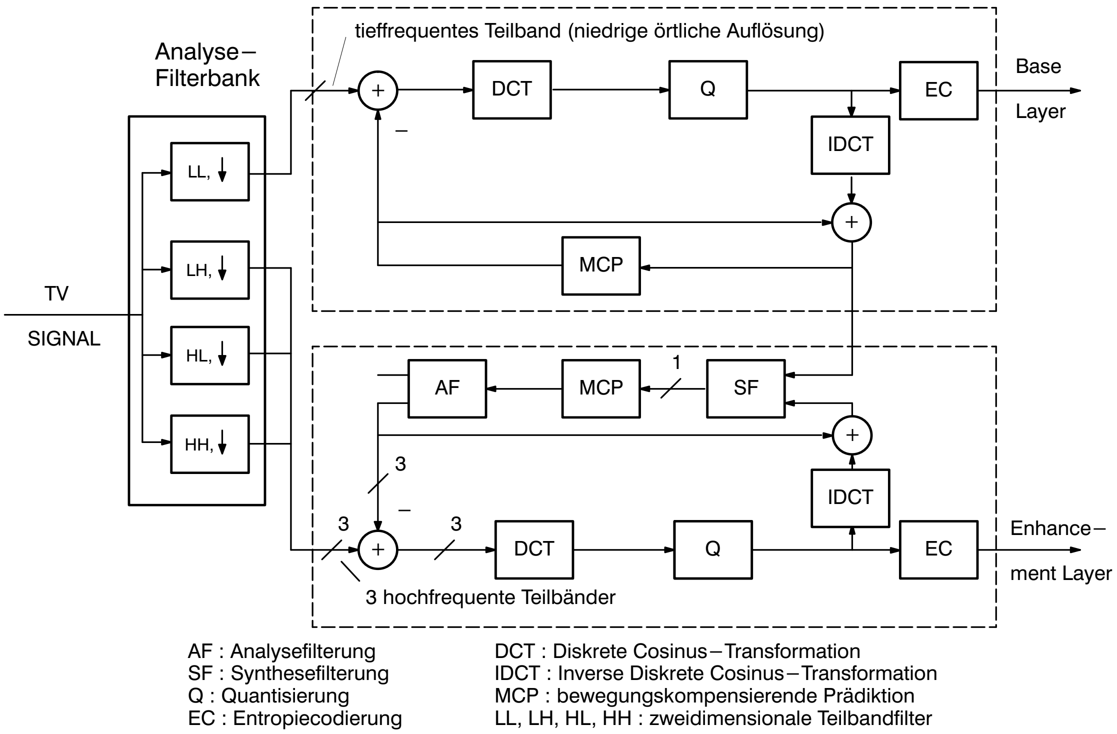

Abbildung 5: Hierarchische Codierung mittels Teilbandzerlegung

lediglich zwischen 5 und 7% mehr Datenrate als eine einstufige, nicht–hierarchische MPEG-2-Codierung, wohingegen bei der hierarchischen Pyramidencodierung nach MPEG-2 SSP die Datenratenerhöhung bei 66 bis 70% liegt (siehe Tabelle 1).

PSNR	30 dB		32 dB	
	Mbit /s	relativ [%]	Mbit /s	relativ [%]
MPEG-2 einstufig	4,14	100,0	6,26	100,0
MPEG-2 SSP	7,06	170,1	10,43	166,6
hierarchischer Teilbandcoder	4,44	107,4	6,61	105,5

Tabelle 1: Simulationsergebnisse bei zwei verschiedenen Bildqualitäten, Testsequenz Flower Garden (Bildformat 704x576 pel, 50 Hz)

7.2 Verteilung der Datenrate auf Base– und Enhancementlayer

Es wurden Untersuchungen zur Beurteilung der subjektiven Bildqualität in Abhängigkeit von der Datenratenaufteilung durchgeführt. Dabei ergab sich, daß bei einer vom Enhancementlayer unabhängigen Codierung des Baselayers für ein kleines Display, das lediglich die niedrige Auflösung anzeigen kann, ca. 50% der Gesamtdatenrate benötigt werden. Ein höherer Anteil der Baselayer-Daten am Gesamtdatenstrom ist auch aus Sicht der Kanalcodierung nicht mehr sinnvoll (siehe Abschnitt 5.3).

Wird die so codierte niedrige Auflösung aber als LL-Band zusammen mit den hochfrequenten Teilbändern des Enhancementlayers zur Gewinnung der hohen Auflösung eingesetzt, wird damit nicht die für die hohe Auflösung angestrebte Bildqualität erreicht. Untersucht man die benötigte Datenrate für den dem LL-Band entsprechenden Frequenzbereich einer nicht-hierarchischen, einstufigen Codierung nach MPEG-2, so benötigt dieser je nach Testsequenz zwischen 65 und 80% der Gesamtdatenrate. Diesen Anteil benötigt auch das LL-Band des in Abschnitt 7.1 simulierten Teilbandcoders. Diese Aufteilung läßt sich zum einen durch die Konzentration der Signalenergie auf die tiefen Frequenzen im Leistungsdichtespektrum begründen (Abbildung 6). Zum anderen fällt das Auflösungsvermögen des menschlichen visuellen Systems zu hohen Ortsfrequenzen hin ab. Deshalb können in den hochfrequenten Teilbändern größere Quantisierungsfehler zugelassen werden, und somit sind dort nur wenige Teilbandkoeffizienten ungleich Null, wodurch nur eine geringe Datenrate für deren Übertragung benötigt wird.

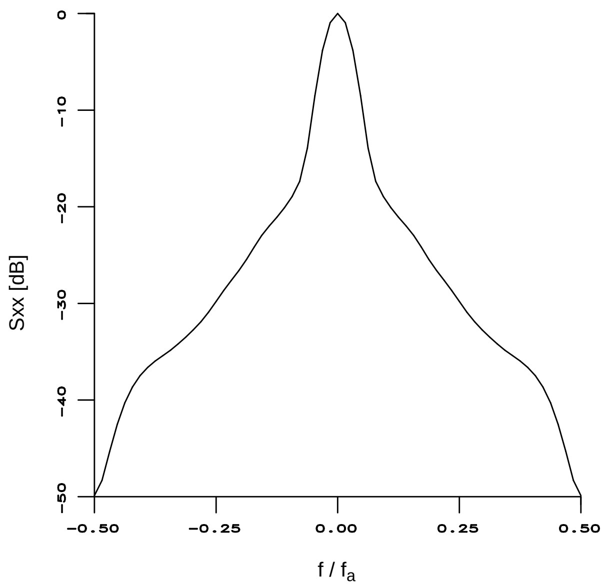

Abbildung 6: Leistungsdichtespektrum der Testsequenz "Flower Garden"

Zusätzlich zu den DCT-Koeffizienten des LL-Bandes muß im Baselayer-Datenstrom die gesamte Seiteninformation (Prädiktionsauswahl, Bewegungsinformation etc.) übertragen werden, was eine weitere Verschiebung des Datenratenverhältnisses zum Baselayer hin bewirkt.

7.3 SNR-Skalierbarkeit im Baselayer

Um der in Abschnitt 5.3 geforderten Datenrateaufteilung von maximal 1:1 zwischen Base– und Enhancementlayer zu genügen, müssen Informationsanteile der DCT-Koeffizienten des LL–Bandes teilweise im Enhancementlayer übertragen werden. Zu diesem Zweck eignet sich eine sogenannte SNR-Skalierbarkeit. Dabei wird das LL-Band zunächst grob quantisiert und als Baselayer übertragen, so daß bei einer Darstellung auf dem kleinen Display keine sichtbaren Fehler erkennbar sind. Dabei stellt sich eine Baselayer-Datenrate von ca. 50% der Gesamtdatenrate ein (vergl. Abschnitt 7.2). Anschließend wird die für den Enhancementlayer benötigte feinere Quantisierung durchgeführt und die Differenz zum Baselayersignal gemeinsam mit den Informationen der hochfrequenten Teilbänder übertragen. Hierfür bieten sich "embedded quantizers" [11] in Verbindung mit einer Bitplane-basierten Codierung [6] der Koeffizienten an.

Das Signal der niedrigen Auflösung wird im Fall ungünstiger Empfangsbedingungen als Rückfallmodus auf dem großen Display angezeigt. Durch die SNR-Skalierbarkeit des LL-Bandes stehen dafür dann nur die grob quantisierten Signale des Baselayers zur Verfügung. Die Quantisierungsfehler können in diesem Fall die Sichtbarkeitsschwelle überschreiten und sind in Form von erhöhtem Rauschen sichtbar. Da die ungünstigen Empfangsbedingungen jedoch zeitlich begrenzt sind, kann diese im Vergleich zu dem in Abschnitt 7.1 beschrieben Teilbandcoder verringerte Bildqualität der niedrigen Auflösung aber als ausreichend betrachtet werden.

8 Zusammenfassung

Das Problem der Übertragung von hochkomprimierten Videodaten zu zwei verschiedenen Empfängergruppen führt natürlicherweise zu einem hierarchischen Übertragungssystem. Basierend auf der Cutoff rate für Fadingkanäle wird ein Verfahren zur Beurteilung hierarchischer Kanalcodierung demonstriert und eine konstruktive untere Schranke des Bereichs erreichbarer Raten gefunden. Es zeigt sich, daß mit hierarchischer Kanalcodierung immer ein Gewinn gegenüber dem einfachen Zeitmultiplex möglich ist. Allerdings fällt dieser Gewinn besonders ins Gewicht, wenn der Anteil des Baselayers an der Gesamtdatenrate zwischen 33 und 50% beträgt. Bei der hierarchischen Quellencodierung stellt die Teilbandcodierung einen deutlichen Fortschritt gegenüber MPEG-2 SSP dar. Allerdings ergibt sich aus der Analyse der Signalenergieverteilung über den Ortsfrequenzen, daß das LL-Teilband mit mehr als 50% der Datenrate codiert werden muß. Um dies mit den Anforderungen der hierarchischen Kanalcodierung zu vereinen, wird für die niedrige Auflösung zusätzlich eine SNR-Skalierbarkeit vorgeschlagen.

Literatur

[1] Bergmans, P.: A simple converse for broadcast channels with additive white Gaussian noise. In: *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol. IT–20, 1974, S. 279–280

[2] Cover, T.M.: Broadcast channels. In: *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol. IT–18, 1972, S. 2–14

[3] DRAFT ETS 300 744, Digital broadcasting systems for terrestrial television, Februar 1996

[4] Fazel, K. und Ruf, M.: Combined multilevel coding and multiresolution modulation. In: *IEEE ICC*, 1993, S. 1081–1085

[5] ISO/IEC: Revised Text for ITU-T Recommendation H.262 | ISO/IEC 13818-2:1995, Information technology — Genericcoding of moving pictures and associated audio information: Video

[6] W. Li, F. Ling, H. Sun: Bit-Plane Coding of DCT Coefficients *Doc. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 MPEG97/2691*, Oktober 1997

[7] Schweikert, R.: The two codeword exponent R_0 for a slowly fading Rayleigh channel. In: *5. Intern. Symp. on Information Theory*, Tbilisi (UDSSR), 1979

[8] Wachsmann, U. und Huber, J.: Power and bandwidth efficient digital communication using turbo codes in multilevel codes. In: *ETT* Vol. 6, Nr. 5, September - October 1995, S. 557–567

[9] Wei, L.-F.: Coded modulation with unequal error protection. In: *IEEE Trans. Commun.*, Vol. IT–41, 1993, S. 1439–1449

[10] Werner, O.: Drift analysis and drift reduction for multiresolution hybrid video coding. In: *Signal Proc.: Image Commun.*, Vol. 8, 1996, S. 387–409

[11] Bosveld, F.: Hierarchical Video Compression using SBC. Delft: Universiteit Delft, Faculteit der Elektrotechniek, Diss. 1996, S. 80–84