



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	インバーティブル符号を用いた3D DWTに基づく動画伝送の誤り耐性強化に関する研究
Author(s)	大村, 光徳
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(情報科学)
Dissertation Number	甲第12638号
Issue Date	2017-03-23
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k12638
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/65721
Type	doctoral thesis
File Information	Kotoku_Omura.pdf



博士論文

インバーティブル符号を用いた
3D DWTに基づく動画像伝送の
誤り耐性強化に関する研究

Studies on Error Resilience Using Invertible Code
for 3D DWT Video Transmission

北海道大学大学院情報科学研究科
メディアネットワーク専攻
メディアダイナミクス研究室

大村 光徳

2017年3月

目次

第1章	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.2	本研究の目的	3
1.3	本論文の構成	5
第2章	動画像伝送における誤り耐性技術	7
2.1	はじめに	7
2.2	二重化方式	7
2.2.1	3D DWT 符号化処理	8
2.2.2	分散グループ化	9
2.2.3	最低周波数領域係数の二重化	10
2.2.4	最低周波数領域係数のエラーコンシールメント	10
2.3	Root Sub-band Recovery方式	11
2.4	Reed-Solomon符号	14
2.4.1	RS符号の特徴	14
2.4.2	RS符号の符号化処理	16
2.4.3	RS符号の誤り訂正処理	18
2.5	まとめ	23
第3章	インバーティブル符号を用いた3D DWTに基づく動画伝送方式	24
3.1	はじめに	24
3.2	インバーティブル符号を用いた3D DWTに基づく動画像伝送における誤り耐性強化方式(バーストビット誤り伝送路)	26
3.2.1	3D DWT 符号化処理	26

3.2.2	分散グループ化	28
3.2.3	RS Encoding処理	29
3.2.4	エラーコンシールメント処理	31
3.2.5	RS EC手法	32
3.2.6	High-band EC手法	32
3.3	インバーティブル符号を用いた3D DWTに基づく動画像伝送における誤り耐性強化方式(パケット損失伝送路)	34
3.3.1	ビット分割によるRS Encoding処理	35
3.3.2	ビット分割によるRS Encoding処理の効果	39
3.3.3	エラーコンシールメント処理	42
3.3.4	ビット分割によるRS EC手法	43
3.4	まとめ	44
第4章	性能評価	45
4.1	はじめに	45
4.2	バーストビット誤り伝送路	48
4.2.1	シミュレーション諸元	48
4.2.2	評価結果	49
4.3	パケット損失伝送路	62
4.3.1	シミュレーション諸元	62
4.3.2	二重化方式およびR-Recovery方式との評価結果	62
4.3.3	Inter-Protection方式との評価結果	70
4.4	まとめ	73
第5章	結論	74
	謝辞	76
	参考文献	77
	著者の研究業績	81

目次

1.1	Block diagram of duplication and proposed methods	4
1.2	Organization of this thesis	6
2.1	Block diagram of duplication method	8
2.2	3D DWT process and dispersive grouping	9
2.3	Duplication scheme	10
2.4	Error concealment process of duplication method	11
2.5	R-Recovery method	12
2.6	Redundancy comparison for conventional method and R-Recovery method	13
2.7	Comparison of duplication EC and RS EC	15
3.1	Organization of Chapter 3	25
3.2	Block diagram of proposed method over burst bit error channel .	26
3.3	3D DWT process	27
3.4	Dispersive grouping	28
3.5	Proposed RS encoding scheme	29
3.6	Storing of parity elements	30
3.7	Flow diagram of proposed EC schemes at receiver	31
3.8	Appearance frequency of DWT coefficients	32
3.9	Block diagram of proposed method over packet loss channel . . .	34
3.10	Configuring information sequences	36
3.11	Generating parity sequences	37
3.12	Configuring redundant elements	38

3.13	Storing of redundant elements	38
3.14	Effect of bit-dividing in proposed method	39
3.15	Effect of bit-dividing in proposed method 2	41
3.16	Flow diagram of proposed EC schemes at receiver	42
4.1	Gilbert channel model	49
4.2	LL coefficients error rate of three video sequences	50
4.3	Average PSNR performance of “ <i>Highway</i> ” sequence (BER=0.01)	51
4.4	Average PSNR performance of “ <i>Foreman</i> ” sequence (BER=0.01)	51
4.5	Average PSNR performance of “ <i>Football</i> ” sequence (BER=0.01)	52
4.6	Average PSNR performance of “ <i>Highway</i> ” sequence (BER=0.05)	53
4.7	Average PSNR performance of “ <i>Foreman</i> ” sequence (BER=0.05)	54
4.8	Average PSNR performance of “ <i>Football</i> ” sequence (BER=0.05)	54
4.9	Frame-by-frame PSNR result of “ <i>Highway</i> ” sequence burst bit error length 10 (BER=0.01)	55
4.10	Frame-by-frame PSNR result of “ <i>Foreman</i> ” sequence burst bit error length 10 (BER=0.01)	56
4.11	Frame-by-frame PSNR result of “ <i>Football</i> ” sequence burst bit er- ror length 10 (BER=0.01)	56
4.12	Frame-by-frame PSNR result of “ <i>Highway</i> ” sequence burst bit error length 200 (BER=0.05)	57
4.13	Frame-by-frame PSNR result of “ <i>Foreman</i> ” sequence burst bit error length 200 (BER=0.05)	58
4.14	Frame-by-frame PSNR result of “ <i>Football</i> ” sequence burst bit er- ror length 200 (BER=0.05)	58
4.15	Sample results of the “ <i>Highway</i> ” sequence burst error length 10 and frame #80 (BER=0.01)	59
4.16	Sample results of the “ <i>Highway</i> ” sequence burst error length 200 and frame #32 (BER=0.05)	60

4.17	Sample results of the “ <i>Football</i> ” sequence burst error length 200 and frame #164 (BER=0.05)	61
4.18	Sample results of the “ <i>Foreman</i> ” sequence burst error length 200 and frame #164 (BER=0.05)	61
4.19	Average PSNR performance of “ <i>Bridge</i> ” sequence	65
4.20	Average PSNR performance of “ <i>Flower</i> ” sequence	65
4.21	Frame-by-frame PSNR result of “ <i>Bridge</i> ” sequence (PLR=0.20) .	66
4.22	Frame-by-frame PSNR result of “ <i>Flower</i> ” sequence (PLR=0.20)	67
4.23	Sample results of the “ <i>Bridge</i> ” sequence (PLR=0.20)	68
4.24	Sample results of the “ <i>Flower</i> ” sequence (PLR=0.20)	69
4.25	Sample results of the “ <i>Foreman</i> ” sequence (PLR=0.20)	69
4.26	Average PSNR performance of “ <i>Bridge</i> ” and “ <i>Flower</i> ” sequences	71
4.27	Sample results of the “ <i>Bridge</i> ” sequence (PLR=0.20)	72
4.28	Sample results of the “ <i>Flower</i> ” sequence (PLR=0.20)	72

表目次

2.1	Vector expressions for $\text{GF}(2^4)$	17
3.1	Appearance frequency of elements with value of zero	40
4.1	Simulation parameters (burst bit error channel)	48
4.2	Simulation parameters (random packet loss channel)	62
4.3	LL coefficient recovery rate	63
4.4	Average PSNR performance ($\text{PLR} = 0.20$)	64
4.5	Average PSNR performance ($\text{PLR} = 0.00$ and 0.20)	70

第1章

序論

1.1 本研究の背景

近年のワイヤレス通信およびスマートフォンに代表されるモバイル端末の急速な発展により，動画像の伝送において異なる空間解像度，フレームレート，または異なるネットワークからの接続要求に応えるための新たなScalable Video Coding (SVC)および圧縮技術の開発が求められている．

一般に，データ圧縮などを目的に符号化された動画像は，伝送時にパケット損失により係数が損失すると，その影響が損失した係数が属するフレームにとどまらず，連続する他のフレームにまで及ぶ．そのため，伝送路における動画像の係数損失への対策は，動画像の再生品質確保に必須の課題である [1]．

静止画像符号化の国際規格としてJPEG [2]，動画像の符号化の国際規格としてMPEG-1 [3]，MPEG-2 [4]，H.264 [5]などがあり，それらの符号化には，高い圧縮性能からDiscrete Cosine Transform (DCT)が採用されている．また，動画像においては時間領域の冗長性除去を目的として，動き推定および動き補償予測が採用されている [6]–[9]．DCTでは画像の画素を，任意の $n \times n$ のブロックに分割し変換を行う．その後，出力係数をブロック単位で量子化，符号化を行うため，ブロック歪と呼ばれるノイズが再生画像に混入し，画質の低下を引き起こす．

一方，動画像のフレームを小さなブロックに分割して行われるDCTと比較して，ブロック歪によるノイズが現れず，異なる空間解像度を表現するデータの多重化が容易であるとの理由から，Discrete Wavelet Transform (DWT)を2次元空間で処理する2 Dimensional DWT (2D DWT)が静止画像の符号化に採用されている．そのな

かで、DWTによる多重解像度解析を利用し、低演算量で優れた圧縮性能を提供する Embedded Zero-tree Wavelet (EZW) [10]符号化アルゴリズムが、JPEGの後継として規格化されたJPEG 2000 [11]に採用されている。さらに、空間領域と同様に時間領域にDWTを採用した3 Dimensional DWT (3D DWT)に基づく動画像符号化の研究が近年行われている [12]–[17]。

DWTを採用した動画像符号化において、動画像データを複数の周波数領域に分割するため、最低周波数領域係数が大きな値を示し、その係数の損失が再生品質に大きな影響を与える。さらに、時間領域でも符号化を行う3D DWTに至っては、最低周波数領域係数損失の影響が1フレームにとどまらず、連続する他のフレームにまで及ぶ。したがって、3D DWTに基づく動画像の伝送において、最低周波数領域係数を優先的に保護する手法の実現が、再生品質確保に必要不可欠である。

伝送路の誤り耐性に対する一般的な手法のひとつは、受信側が損失したパケットの再送信を要求し、送信側がそれに応じることである。しかし、再送信のためのパケット往復時間が受け入れられない遅延となるため、リアルタイム配信を行うアプリケーションへの採用は困難である。

上記手法の解決策として、Forward Error Correction (FEC)符号化がある [18]。この手法では、動画像の伝送データから情報系列を抽出し、それから生成されたパリティ系列を冗長成分として伝送し、受信者は損失した情報系列をパリティ系列を用いて復元する。FECで利用される符号のひとつであるReed-Solomon (RS)符号はシンボル単位で誤り訂正を行う最大距離分離符号である。符号長およびパリティ系列長をそれぞれ n , k とした場合、 $(n - k)/2$ までのシンボル誤りを訂正できる。また、バーストビット誤りの訂正に優れている。いくつかのDWTに基づく動画像伝送の研究では、パケットを情報系列としてRS符号で用いるパリティ系列を生成し、パケット単位で誤り訂正を行う手法が採用されている [19]–[21]。

近年注目されている手法として、オリジナルの動画像データと、それを復元するためのデータを異なるリンクを介して伝送し、受信機でオリジナルのデータを推定・復元するMultiple Description Coding (MDC) [22], [23]がある。MDCは本研究における提案方式、その他多くの多くの動画像伝送手法に採用されている符号化手法である [24]–[27]。

空間領域のスケーラブル符号化では、数枚の動画像フレーム(group of picture:GOP)

から、ひとつのBase LayerといくつかのEnhancement Layerが生成される。そこでは、Enhancement Layerと比較して、Base Layerを強く保護するUnequal Error Protection (UEP)手法が採用されている [19]–[21], [28], [29].

3DDWTに基づく動画像の伝送において、MDCとFECおよびUEPの手法を採用した、最低周波数領域係数とその複製を異なるパケットに格納して伝送する手法が提案されている [26], [27]. この手法は二重化方式と呼ばれ、最低周波数領域係数が格納されたパケットに損失が生じた場合でも、その複製が格納されたパケットにより、復元が可能である。さらに、ラグランジュ補間法 [30]やadaptive maximum a posteriori 法 [31]などの従来のエラーコンシールメント手法との比較において、優れた誤り耐性の向上を実現している。

その他の方式のひとつに、3D DWTの最低周波数領域に対して、もう1レベル2D DWT処理を行い、その出力係数を冗長成分として異なるパケットで伝送するRoot Sub-band Recovery方式(以降、R-Recovery方式と呼ぶ)が提案されている [25]. 受信機側では、送信機側と同様にもう1レベル2D DWT処理を行い、その出力係数を受信した冗長成分に置き換え、誤った係数の推定値としてエラーコンシールメントを行う。

しかしながら、これらのような手法でも、最低周波数領域係数と、その複製または冗長成分が格納された双方のパケットに損失が生じた場合には、最低周波数領域係数の復元は不可能であり、再生品質の低下は避けられず、さらなる誤り耐性を向上させる方式の開発が求められる。

1.2 本研究の目的

本研究では、伝送するデータ量を増加させることなく、前節で説明した、従来の3D DWTに基づく動画像伝送方式 [25]–[27]の欠点を解決する方式を提案する。提案方式では、3D DWTの最低周波数領域係数を情報系列として抽出し、インバーティブル符号で用いるパリティ系列を生成し、これを二重化方式の複製係数に換えて伝送する。このような方法により、提案方式はインバーティブル符号を用いていながら、パリティ系列が二重化方式の複製係数と同じビット数で生成されるため、伝送データの増加は生じない。加えて、パリティ系列に損失が生じていないことが確認できる場合、損失した最低周波数領域係数を復元する能力は二重化方式と等しい。さらに、インバーティ

ブル符号として符号化率1/2のReed-Solomon (RS)符号を採用すると、二重化方式は最低周波数領域係数とその複製の双方が損失した場合、係数の復元が不可能であるが、提案方式においては、情報系列が k バイトの場合、情報系列およびパリティ系列の損失合計が $k/2$ バイト以下であれば、係数の復元が可能となる。したがって、提案方式は二重化方式と比較して、伝送するデータ量を増加させることなく、最低周波数領域係数の誤り耐性が強化され、動画像の再生品質向上が実現される。

図1.1に二重化方式および提案方式のブロック図を示す。図の上部は送信機であり、提案方式では二重化方式の“最低周波数領域係数の二重化処理(Duplication of LL)”を“RS符号の符号化処理(RS Encoding)”に置き換える。また、図の下部は受信機であり、二重化方式の“二重化係数による最低周波数領域係数復元処理(Error Concealment I)”を“RS符号による誤り訂正処理(RS EC)”に、および高周波数領域係数のエラーコンシールメントには“High-band EC処理”に置き換える。

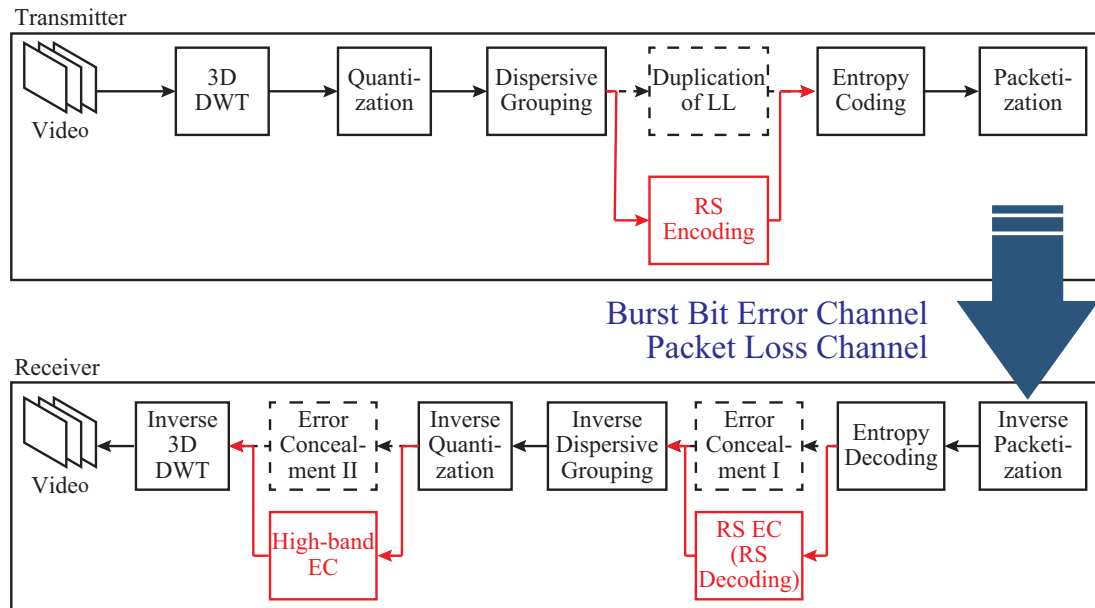


図1.1 Block diagram of duplication and proposed methods

1.3 本論文の構成

本論文は5章からなり，以下に各章の概要を述べる．さらに，本論文の構成を図1.2に示す．

- 第1章では，研究の背景および目的について述べた．
- 第2章では，二重化方式，R-Recovery方式を含む3D DWTに基づく動画像伝送において，従来の誤り耐性強化方式を詳細に述べ，その問題点を示す．さらに，本研究においてインバーティブル符号として採用するRS符号の構成と特徴を示す．
- 第3章では，誤り耐性強化を目的とした，インバーティブル符号を用いる3D DWTに基づく2つの動画像伝送の方式を提案する．ひとつは，インバーティブル符号として採用するRS符号がバーストビット誤りの訂正に優れていることに着目し，バーストビット誤り伝送路を想定した，誤り耐性強化の伝送方式である．もう一方は，伝送路上でパケットが損失するか，誤りなく受信されるかのパケット損失伝送路を想定した誤り耐性強化の伝送方式である．この提案では，新たに誤り耐性の向上を期待した，ビット分割によるRS符号の情報系列構成手法を採用する．
- 第4章では，3章で説明した2つの提案方式についてそれぞれバーストビット誤り伝送路およびパケット損失伝送路でコンピュータシミュレーションによる性能評価を行い，従来の誤り耐性強化方式との比較検討により，その有効性を確認する．
- 第5章において，本研究の成果について要約し，論文全体のまとめとする．

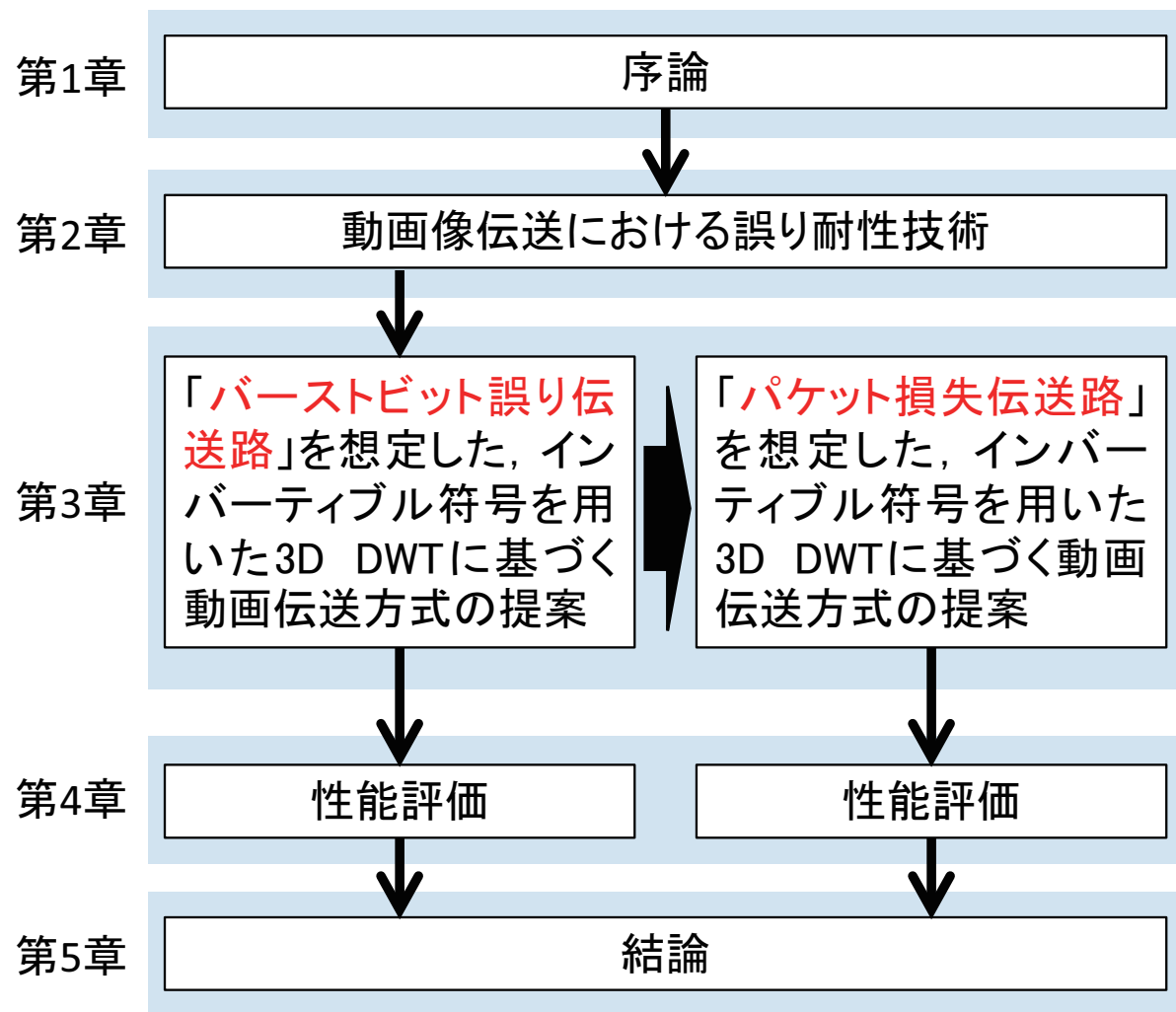


図1.2 Organization of this thesis

第2章

動画像伝送における誤り耐性技術

2.1 はじめに

本章では，3D DWTに基づく動画像に対する以下の従来の誤り耐性強化方式について，その特徴と問題点を述べる．

1. 二重化方式
2. Root Sub-band Recovery方式

次に，本研究においてインバーティブル符号として採用するRS符号の特徴，符号化方法および復号処理について示す．復号処理では，誤り訂正の手順および計算方法の詳細を示す．また，二重化方式に換えてRS符号を用いた場合に期待できる誤り耐性向上について示す．

2.2 二重化方式

3D DWTに基づく動画像の伝送において，最低周波数領域係数とその複製を異なるパケットに格納して伝送する手法が提案されている [26], [27]．この手法は二重化方式と呼ばれ，最低周波数領域係数が格納されたパケットに損失が生じた場合でも，その複製が格納されたパケットにより，復元が可能である．図2.1に二重化方式(duplication method)のブロック図を示す．以降の節で，送信機における3D DWT符号化処理，分散グループ化(Dispersive Grouping)，最低周波数領域係数の二重化(Duplication of LL)，および受信機における最低周波数領域係数のエラーコンシールメント(Error

Concealment I)について説明する.

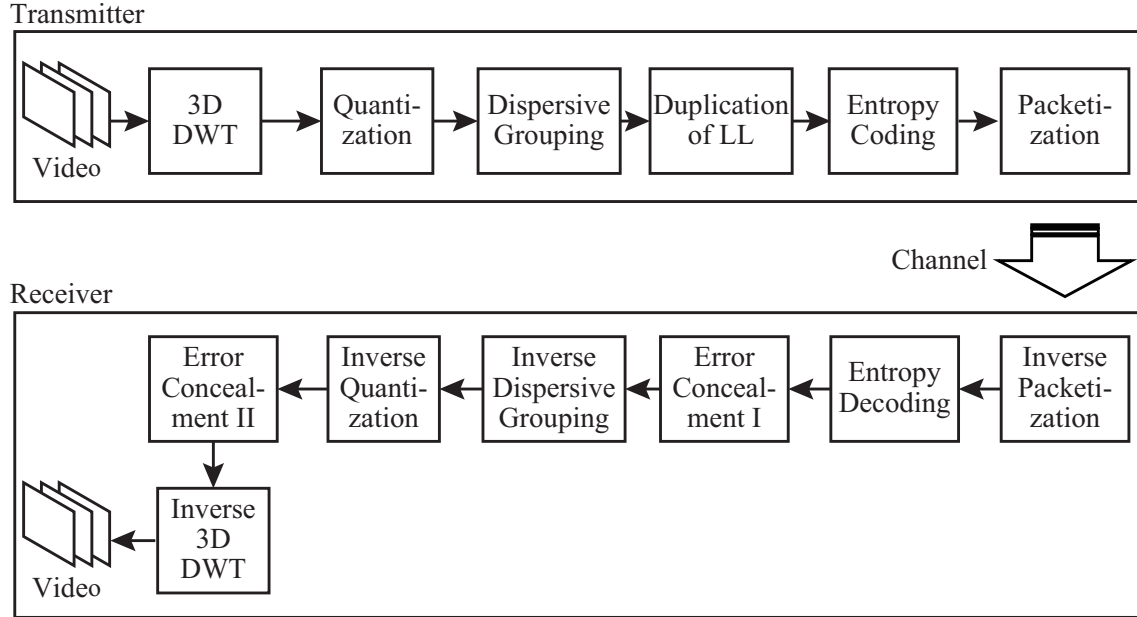


図2.1 Block diagram of duplication method

2.2.1 3D DWT 符号化処理

図2.2の上部に3D DWT処理の流れを示す. フレームサイズ $X \times Y$ の入力ビデオストリームを, 時間領域DWTの処理単位となる, N_G 個のフレームで構成されるグループ(group of picture:GOP)に分割する. 次に, 各GOPの各フレームに2D DWTが処理される. その後, GOP単位で時間領域に1D DWTが処理され, 3D DWT係数 $\omega(x, y, z)(1 \leq x \leq X; 1 \leq y \leq Y; 1 \leq z \leq N_G)$ が出力される. ここで, X, Y はそれぞれ, ビデオシーケンスのフレーム幅, フレーム高さである. さらに, GOPサイズである N_G は時間領域の圧縮能力を左右する重要なパラメータである [17]. 時間領域の最大圧縮レベル $tcomp_Lev$ は下式により与えられる.

$$tcomp_Lev = \log_2(N_G) \quad (2.1)$$

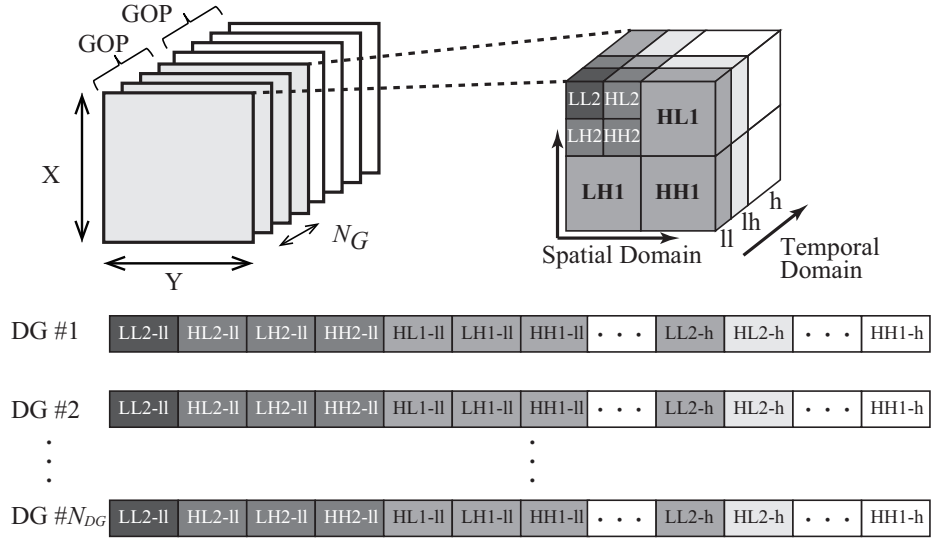


図2.2 3D DWT process and dispersive grouping

2.2.2 分散グループ化

3D DWT処理後、すべての出力係数は量子化され、分散グループ化処理が行われる。図2.2下部に分散グループ化処理の流れを示す。分散グループ化処理は、分散パッケージ化手法 [24]を修正したものであり、隣接するDWT係数を異なるグループに配置することにより、パケットロス時にそれらがまとまって損失することを防ぐ目的で採用されている。分散グループ化処理では、図2.2下部に示す通り、一つのGOP内にあるすべての3D DWT係数から N_{DG} 個の分散グループ(Dispersive Group:DG)が構成される。それらの係数は以下の順序でDGに格納される。

LL2-ll, HL2-ll, LH2-ll, HH2-ll, HL1-ll, LH1-ll, HH1-ll, LL2-lh, ..., HH1-lh, LL2-h, ..., HH1-h.

2.2.3 最低周波数領域係数の二重化

分散グループ化処理後，各DGの先頭に配置された最低周波数領域係数をパケットロスによる消失から保護するために，複製を生成し異なるDGの末尾に配置し二重化する．二重化の処理を，図2.3に示す．

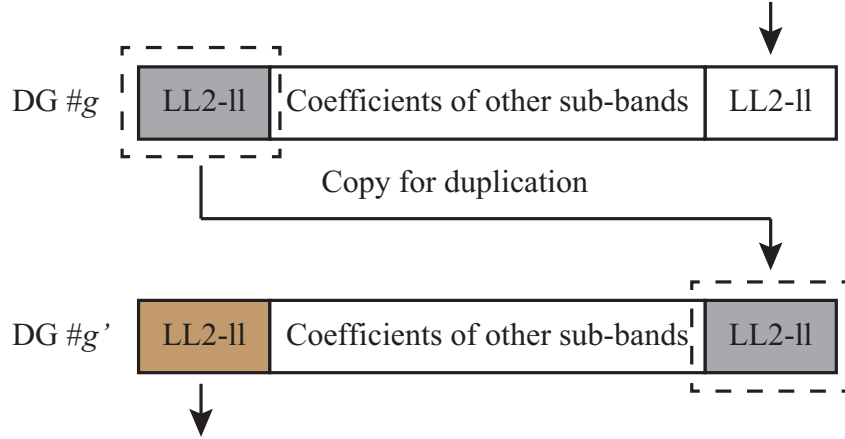


図2.3 Duplication scheme

g 番目のDGに配置された最低周波数領域係数の複製が配置されるDGのインデックス g' は下式により与えられる．

$$g' = (g + \lfloor \sqrt{N_{DG}} \rfloor) \bmod N_{DG} + 1. \quad (2.2)$$

この処理により，最低週数領域係数の複製がGOP内でオリジナルから最も離れたDGに配置される．

2.2.4 最低周波数領域係数のエラーコンシールメント

二重化方式では，受信機において，最低周波数領域係数が損失している場合，送信機における二重化処理で生成した二重化係数により復元する．しかし，最低周波数領域係数，二重化係数の双方が損失した場合には復元されない．二重化方式における最低周波数領域係数のエラーコンシールメント処理を図2.4に示す．

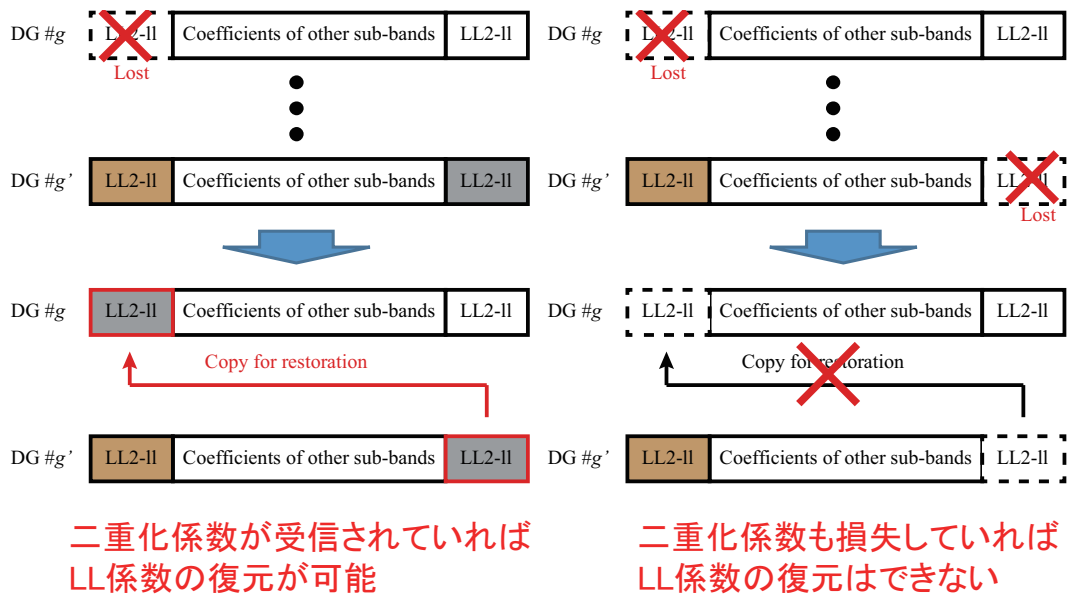


図2.4 Error concealment process of duplication method

2.3 Root Sub-band Recovery方式

3D DWTに基づく動画伝送の誤り耐性強化の方式として、追加の冗長成分を用いるMDビデオ符号化を採用した、Root Sub-band Recovery方式(以降、R-Recovery方式と呼ぶ)が提案されている [25]。図2.5にR-Recovery方式の送信機における符号化、および受信機におけるエラーコンシールメント処理の流れを示す。

送信機における符号化処理は以下の手順で行われる(図2.5：左)。

- 空間領域に対する2D DWT処理後、最低周波数領域係数(R-Recovery方式ではルート・サブバンドと呼ぶ)のコピーを作成する。
- ルート・サブバンドに対し、さらにもう1レベル空間領域2D DWT処理を行う。
- 上記処理で出力された最低周波数領域係数 adR^k を、エラーコンシールメント処理のための冗長成分として、異なるパケットで送信する。ここで k はGOP内のフレーム番号である。

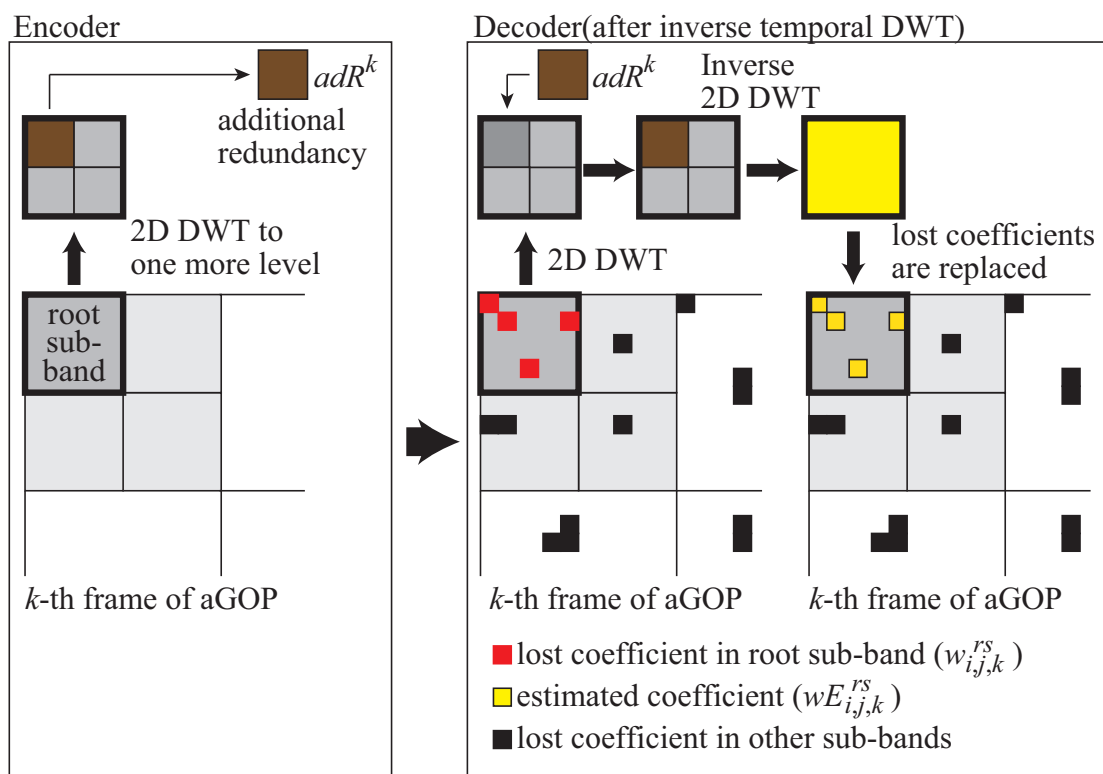


図2.5 R-Recovery method

受信機におけるエラーコンシールメント処理は以下の手順で行われる(図2.5：右).

- GOP内で k 番目のフレームにおいて、ルート・サブバンドの係数 $w_{i,j,k}^{rs}$ が誤っている場合、 adR^k が正しく受信されていれば、受信機同様にルート・サブバンドのコピーを作成し、1レベルの空間領域2D DWT処理を行う。ここで、 i, j はルート・サブバンド内の空間座標を表す。
- 上記で出力された最低周波数領域に adR^k をコピーし、逆2D DWT処理を行い、推定値としてのルート・サブバンド係数 $wE_{i,j,k}^{rs}$ を得る。
- $w_{i,j,k}^{rs}$ の値を、同一空間座標の $wE_{i,j,k}^{rs}$ の値に置き換える。

ルート・サブバンド領域以外の係数誤りは、バイリニア補間による推定値によりコンシールメントされる。

図2.6に、二重化方式とR-Recovery方式とのエラーコンシールメント処理に要求される冗長成分総量の比較を示す．二重化方式は、GOP単位で冗長成分を生成するが、R-Recovery方式は、フレーム単位で生成する．

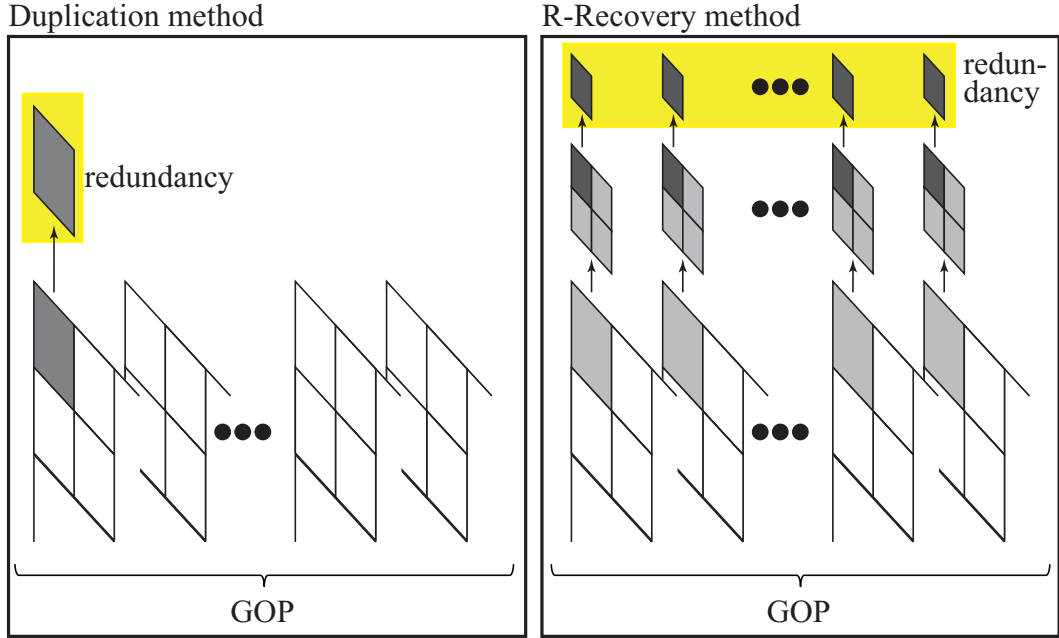


図2.6 Redundancy comparison for conventional method and R-Recovery method

例えば、フレームサイズが $M \times N$ のビデオシーケンス N_{FR} フレームに対して、 L_{vs} レベルの空間2D DWD処理を行うと、二重化方式で生成される冗長成分の総量 NR_{dup} および、R-Recovery方式のそれ NR_{RR} は下式により算出される．

$$NR_{dup} = MN/(2^{L_{vs}})^2 \times N_{FR}/N_{GOP} \quad (2.3)$$

$$NR_{RR} = M/(2^{(L_{vs}+1)})^2 \times N_{FR} \quad (2.4)$$

式(2.3)において、 N_{GOP} は二重化方式が採用するGOPサイズである．式(2.3)および式(2.4)より、 NR_{RR} は NR_{dup} の $N_{GOP}/2^2$ 倍となる．さらに、R-Recovery方式はウェーブレット係数の相関性を利用した推定値によりルート・サブバンドの係数を修復する．この推定値は二重化方式と異なり損失した最低周波数領域係数の値と完全には一致せず、動画像の再生品質に影響を及ぼす．

2.4 Reed-Solomon符号

動画像などの伝送データから情報系列を抽出し、それから生成されたパリティ系列を用いて、損失した情報系列を復元する誤り訂正符号がワイヤレス通信などで広く採用されている。その中で、誤りのないパリティ系列から情報系列を完全に復元可能である誤り訂正符号を、インバーティブル符号という。符号化率 $1/2$ のReed-Solomon(RS)符号はインバーティブル符号となり [33],[34]、誤りのないパリティ系列から情報系列を完全に復元可能である。

これまで、DWTに基づく動画像を格納したパケットに対して、RS符号によりパリティパケットを生成し誤り訂正に利用する方式がいくつか提案されている [19]–[21],[29]。[29]の研究では、RS符号を採用した“Interpacket Loss Protection方式”(以降, “Inter-Protection方式”と呼ぶ)が提案されている。この方式では、ターゲットパケット損失率の設定、およびレート・コントロール手法を使用することにより、動画像の圧縮およびエラーコンシールメント性能を最適化している。

2.4.1 RS符号の特徴

RS符号は、CD、DVD、地上波デジタル放送、QRコードなどの誤り訂正に利用されており、 m ビットのシンボル単位で処理を行う誤り訂正符号である。 (n,k) RS符号は、 k 個のシンボルからなる情報系列から、以下の条件を満たす符号長 n の符号語を生成する。

$$0 < n \leq 2^m - 1 \quad (2.5)$$

このとき、 $n - k$ がパリティ系列のシンボル数となる。さらに、RS符号は最大距離分離符号であり、最小距離 d_{min} は下式で定義される。

$$d_{min} = n - k + 1 \quad (2.6)$$

また、 (n,k) RS符号は、 ρ 個のシンボル誤り検出、および t 個の誤り訂正が可能である。ここで、 ρ および t は下式で与えられる。

$$\rho = d_{min} - 1 = n - k \quad (2.7)$$

$$t = \lfloor \frac{d_{min} - 1}{2} \rfloor = \lfloor \frac{n - k}{2} \rfloor \quad (2.8)$$

つまり， t 個のシンボルを誤り訂正可能な (n,k) RS符号は，下式の条件で生成する．

$$(n, k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2t) \quad (2.9)$$

さらに，符号長 $n = 2k$ である，符号化率 $1/2$ のRS符号はインバーティブル符号となる．

以上から，符号化率 $1/2$ のRS符号を最低周波数領域係数の復元に採用する手法は以下の特徴を持つ．

- パリティ系列に誤りのないことが確認できる場合，すべての最低周波数領域係数が復元可能である．この能力は，二重化方式と等価である．
- 情報系列が k バイトの場合，情報系列およびパリティ系列の損失合計が $k/2$ バイト以下であれば，係数の復元が可能である．

以上の特徴から，二重化方式の復元能力と比較すると，符号化率 $1/2$ のRS符号を採用する手法(RS EC手法)には図2.7に示す優位点があると考えられる．

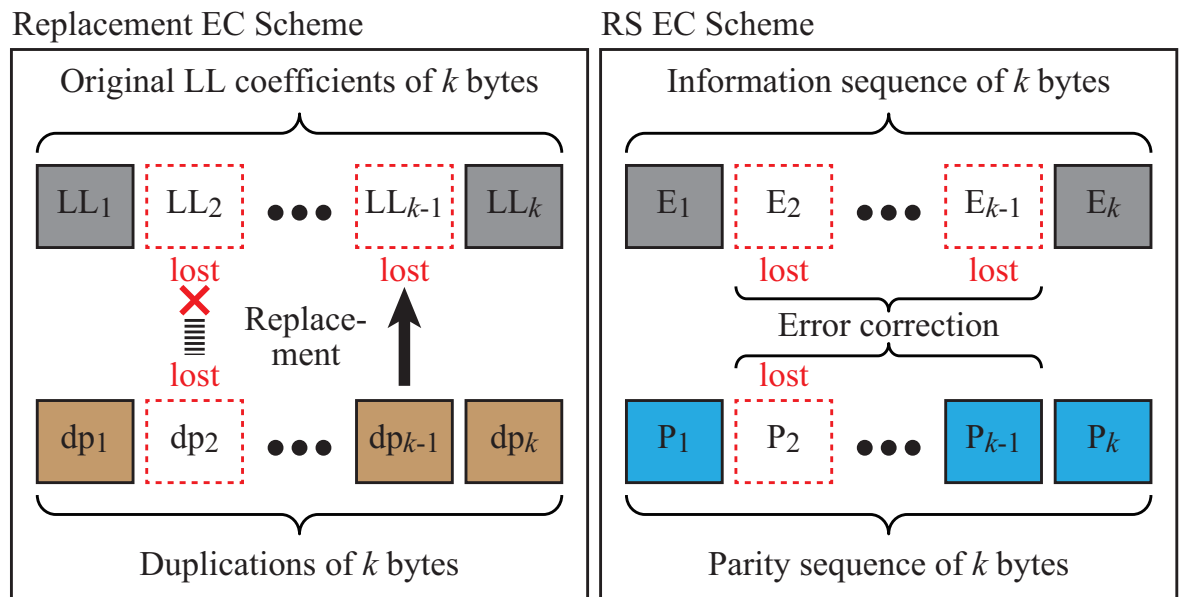


図2.7 Comparison of duplication EC and RS EC

ここで，二重化方式は図の左手に示されており， LL_i および dp_i はそれぞれ，GOP内で k 個中 i 番目の最低周波数領域係数のおよびその複製係数である．また，RS EC手法は図の右に示されており， E_i と P_i はそれぞれ，GOP内で k 個中 i 番目の情報シンボルおよびパリティシンボルである．二重化方式では， LL_q および dp_q の双方が損失した場合，係数の復元は不可能である．一方，同じ係数損失条件で，情報シンボルおよびパ

リティシンボルの損失合計が $\lfloor (n - k)/2 \rfloor$ 以下であれば、RS EC手法は損失した最低周波数領域係数の復元が可能である。

2.4.2 RS符号の符号化処理

t シンボルの誤り訂正能力を持つ (n, k) RS符号の生成多項式の次数は、パリティ系列のシンボル数 $n - k (= 2t)$ と等しい。いま、ガロア体 $GF(2^m)$ の原始元を α とすると、最大 t シンボルの誤り訂正が可能なRS符号の生成多項式は、次の形式となる。

$$G(x) = \prod_{i=0}^{2t-1} (x - \alpha^i) = (x + 1)(x + \alpha)(x + \alpha^2) \cdots (x + \alpha^{2t-1}) \quad (2.10)$$

ここで、 α^i は $G(x)$ の根であり、

$$G(\alpha^i) = 0 \quad (i = 0, 1, \dots, (2t - 1)) \quad (2.11)$$

となる。

次に例として、情報系列“1101 1010 0100 1111”から、 $GF(2^4)$ 上で2シンボルの誤り訂正能力をもつ $(8, 4)$ RS符号を生成する。ただし、原始多項式を $x^4 + x + 1$ とする。また、原始多項式の根を α とすると、 $\alpha^4 + \alpha + 1 = 0$ であり、

$$\alpha^4 = \alpha + 1 \quad (2.12)$$

となる。式(2.12)の関係より、 $GF(2^4)$ の元とベクトル表現を表2.1にを示す。情報系列の情報多項式表現は、表2.1より

$$P(x) = \alpha^7 + \alpha^8 x + \alpha x^2 + \alpha^{12} x^3 \quad (2.13)$$

となる。

式(2.10)より、この符号の生成多項式は、

$$\begin{aligned} G(x) &= (x + 1)(x + \alpha)(x + \alpha^2)(x + \alpha^3) \\ &= x^4 + (1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3)x^3 + (\alpha + \alpha^2 + 2\alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5)x^2 \\ &\quad + (\alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5 + \alpha^6)x + \alpha^6 \end{aligned} \quad (2.14)$$

となる, 表2.1より,

$$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3 = \alpha^{12} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \alpha + \alpha^2 + 2\alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5 &= \alpha + \alpha^2 + 2\alpha^3 + (1 + \alpha) + (\alpha + \alpha^2) \\ &= (1 + \alpha) + (1 + 1)(\alpha + \alpha^2) + (1 + 1)\alpha^3 \\ &= 1 + \alpha \\ &= \alpha^4 \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} \alpha^3 + \alpha^4 + \alpha^5 + \alpha^6 &= \alpha^3 + (1 + \alpha) + (\alpha + \alpha^2) + (\alpha^2 + \alpha^3) \\ &= 1 + (1 + 1)\alpha + (1 + 1)\alpha^2 + (1 + 1)\alpha^3 \\ &= 1 \end{aligned} \quad (2.17)$$

であり, 式(2.15), (2.16), (2.17)より, 式(2.14)は,

$$G(x) = x^4 + \alpha^{12}x^3 + \alpha^4x^2 + x + \alpha^6 \quad (2.18)$$

となる.

表2.1 Vector expressions for GF(2⁴)

べき表現	ベクトル表現	多項式表現
0	0000	0
α^0	1000	1
α^1	0100	α
α^2	0010	α^2
α^3	0001	α^3
α^4	1100	$1 + \alpha$
α^5	0110	$\alpha + \alpha^2$
α^6	0011	$\alpha^2 + \alpha^3$
α^7	1101	$1 + \alpha + \alpha^3$
α^8	1010	$1 + \alpha^2$
α^9	0101	$\alpha + \alpha^3$
α^{10}	1110	$1 + \alpha + \alpha^2$
α^{11}	0111	$\alpha + \alpha^2 + \alpha^3$
α^{12}	1111	$1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3$
α^{13}	1011	$1 + \alpha^2 + \alpha^3$
α^{14}	1001	$1 + \alpha^3$

求める送信符号多項式は,

$$F(x) = R(x) + x^{2t}P(x) \quad (2.19)$$

である. ここで, $R(x)$ はパリティ多項式であり, 下式により求められる.

$$R(x) = x^{2t}P(x) \mod G(x) \quad (2.20)$$

今回生成するRS符号の最大訂正シンボル数は $t = 2$ であり, 式(2.13)および(2.18)より, 式(2.20)は

$$R(x) = \alpha^{13} + \alpha^8 x + \alpha x^2 + \alpha^{14} x^3 \quad (2.21)$$

となり, 送信符号多項式は, 式(2.19)および(2.21)より,

$$F(x) = \alpha^{13} + \alpha^8 x + \alpha x^2 + \alpha^{14} x^3 + \alpha^7 x^4 + \alpha^8 x^5 + \alpha x^6 + \alpha^{12} x^7 \quad (2.22)$$

になる. また, 生成される符号語は“1011 1010 0100 1001 1101 1010 0100 1111”となる.

2.4.3 RS符号の誤り訂正処理

送信符号多項式 $F(x)$ で表される送信符号語に対する受信符号語は, 受信符号多項式 $Y(x)$ として下式のように表される.

$$Y(x) = F(x) + E(x) \quad (2.23)$$

式(2.23)において, $E(x)$ は誤りパターンを表す誤り多項式であり, 符号長 n , すなわち $n - 1$ 次の送信符号多項式 $F(x)$ に対して, 下式で求められる.

$$\begin{aligned} E(x) &= \sum_{i=0}^{n-1} e_i x^i \\ &= e_0 + e_1 x + e_2 x^2 \cdots e_{n-1} x^{n-1} \end{aligned} \quad (2.24)$$

ここで, 式(2.22)の送信符号多項式で表されるデータが誤って以下のとおり受信されたとする.

$$Y(x) = \alpha^{13} + \alpha^8 x + \alpha x^2 + \alpha^{14} x^3 + \alpha^{12} x^4 + \alpha^8 x^5 + \alpha^{11} x^6 + \alpha^{12} x^7 \quad (2.25)$$

式(2.19)と(2.25)の比較により, 左から5つ目および8つ目のシンボルに誤りが含まれていることがわかる. また, 受信符号語は, “1101 1010 0100 1001 **1111** 1010 **0100**

1111”である．この符号語は(8,4)RS符号で符号化されており，最大2シンボルが誤り訂正可能である．以下，式(2.25)の受信符号を例として，RS符号の誤り訂正処理を述べる．

RS符号の誤り訂正は，以下の手順で処理される．

- シンドローム値の計算
- 誤りシンボル有無の判定
- 誤りシンボル位置多項式の計算
- 誤りシンボル位置の特定
- 誤りシンボル値の計算
- 誤りの訂正

シンドローム値の計算

当然ながら，式(2.23)において誤りが無ければ $E(x) = 0$ であり，

$$Y(x) = F(x) \quad (2.26)$$

となる．また，送信符号多項式 $F(x)$ は生成多項式 $G(x)$ で割り切ることができるため，

$$F(x) \bmod G(x) = 0 \quad (2.27)$$

となり，式(2.11)より

$$F(\alpha^i) = 0 \quad (2.28)$$

となる．つまり，誤りを含む受信符号多項式は，式(2.23)および(2.27)，(2.28)より，

$$Y(x) \bmod G(x) \neq 0 \quad (2.29)$$

$$Y(\alpha^i) = E(\alpha^i) \neq 0 \quad (2.30)$$

となる．この $Y(\alpha_i)$ はシンドロームと呼ばれ，以降 S_i と記す．

ここで，誤りシンボルの位置を $i_1, i_2(i_1 < i_2)$ とおくと，シンドローム多項式 $S(x)$ は式(2.24)より，

$$\begin{cases} S_0 = Y(\alpha^0) = e(\alpha^0) = e_{i_1} + e_{i_2} \\ S_1 = Y(\alpha^1) = e(\alpha^1) = e_{i_1}\alpha^{i_1} + e_{i_2}\alpha^{i_2} \\ S_2 = Y(\alpha^2) = e(\alpha^2) = e_{i_1}\alpha^{2i_1} + e_{i_2}\alpha^{2i_2} \\ S_3 = Y(\alpha^3) = e(\alpha^3) = e_{i_1}\alpha^{3i_1} + e_{i_2}\alpha^{3i_2} \end{cases} \quad (2.31)$$

と表される.

$$\begin{cases} S_0 = Y(1) = \alpha^{13} + \alpha^8 + \alpha + \alpha^{14} + \alpha^{12} + \alpha^8 + \alpha^{11} + \alpha^{12} = \alpha^3 \\ S_1 = Y(\alpha) = \alpha^{13} + \alpha^9 + \alpha^3 + \alpha^{17} + \alpha^{16} + \alpha + \alpha^{13} + \alpha^{17} + \alpha^{19} = \alpha^4 \\ S_2 = Y(\alpha^2) = \alpha^{13} + \alpha^{10} + \alpha^5 + \alpha^{20} + \alpha^{20} + \alpha + \alpha^{18} + \alpha^{23} + \alpha^{26} = \alpha^{12} \\ S_3 = Y(\alpha^3) = \alpha^{13} + \alpha^{11} + \alpha^7 + \alpha^{23} + \alpha^{24} + \alpha + \alpha^{23} + \alpha^{29} + \alpha^{33} = \alpha^4 \end{cases} \quad (2.32)$$

誤りシンボル有無の判定

ここで, 誤りシンボルの位置を $i1$, $i2$ ($i1 < i2$) とおき, 誤り位置多項式を以下のよう
に定義する.

$$\begin{aligned} J(x) &= (x + \alpha^{i1})(x + \alpha^{i2}) \\ &= \alpha^{i1}\alpha^{i2}(1 + \alpha^{-i1}x)(1 + \alpha^{-i2}x) \\ &= \alpha^{i1}\alpha^{i2}((\alpha^{-i1}\alpha^{-i2})x^2 + (\alpha^{-i1} + \alpha^{-i2})x + 1) \end{aligned} \quad (2.33)$$

$(\alpha^{-i1}\alpha^{-i2}) = L_1$, $(\alpha^{-i1} + \alpha^{-i2}) = L_2$ とおくと, 式(2.33)は,

$$J(x) = \alpha^{i1}\alpha^{i2}(L_1x^2 + L_2x + 1) \quad (2.34)$$

となる. ここで, $\hat{J}(x) = L_1x^2 + L_2x + 1$ とすると, $J(\alpha^{i1}) = 0$, $J(\alpha^{i2}) = 0$ および $\alpha^{i1}\alpha^{i2} \neq 0$ より, $\hat{J}(\alpha^{i1}) = 0$, $\hat{J}(\alpha^{i2}) = 0$ となる. すなわち,

$$\begin{cases} L_1\alpha^{2i1} + L_2\alpha^{i1} = 1 \\ L_1\alpha^{2i2} + L_2\alpha^{i2} = 1 \end{cases} \quad (2.35)$$

の関係が得られる. 式(2.35)の両辺にそれぞれ e_{i1} , e_{i2} を掛けると,

$$\begin{cases} L_1e_{i1}\alpha^{2i1} + L_2e_{i1}\alpha^{i1} = e_{i1} \\ L_1e_{i2}\alpha^{2i2} + L_2e_{i2}\alpha^{i2} = e_{i2} \end{cases} \quad (2.36)$$

となり, 両辺の和をとると,

$$L_1(e_{i1}\alpha^{2i1} + e_{i2}\alpha^{2i2}) + L_2(e_{i1}\alpha^{i1} + e_{i2}\alpha^{i2}) = e_{i1} + e_{i2} \quad (2.37)$$

となる. 式(2.31)より, 式(2.37)は,

$$S_2L_1 + S_1L_2 = S_0 \quad (2.38)$$

となる. また, 式(2.35)の両辺にそれぞれ $e_{i1}\alpha^{i1}$, $e_{i2}\alpha^{i1}$ を掛けることにより, 以下の関係が得られる.

$$S_3L_1 + S_2L_2 = S_1 \quad (2.39)$$

式(2.38)および式(2.39)より，以下の行列式が得られる．

$$\begin{pmatrix} S_2 & S_1 \\ S_3 & S_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_2 \\ L_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_0 \\ S_1 \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

行列式の値は，

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} S_2 & S_1 \\ S_3 & S_2 \end{vmatrix} &= (S_2)^2 - S_1 S_3 \\ &= (\alpha^{12})^2 - \alpha^4 \alpha^4 = \alpha^9 - \alpha^8 \\ &= \alpha^{12} \neq 0 \end{aligned} \quad (2.41)$$

となり，受信符号語に2シンボルの誤りが含まれていることが判定される．

誤りシンボル位置多項式の計算

式(2.40)に式(2.32)の値を代入し，

$$\begin{pmatrix} \alpha^{12} & \alpha^4 \\ \alpha^4 & \alpha^{12} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_2 \\ L_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha^3 \\ \alpha^4 \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

の連立方程式が得られ，解は， $L_2 = \alpha^5$ ， $L_1 = \alpha^2$ となり，誤りシンボル位置多項式が下記のとおり決定される．

$$\hat{J}(x) = \alpha^5 x^2 + \alpha^2 x + 1 \quad (2.43)$$

誤りシンボル位置の特定

式(2.43)にシンボル位置を表す $x = \alpha^i (i = 0, 1, \dots, 6, 7)$ を代入して誤りシンボル位置を特定する．

$$\begin{cases} \hat{J}(\alpha^0) = \alpha^5 + \alpha^2 + 1 = \alpha^4 \neq 0 \\ \hat{J}(\alpha^1) = \alpha^7 + \alpha^3 + 1 = \alpha \neq 0 \\ \hat{J}(\alpha^2) = \alpha^9 + \alpha^4 + 1 = \alpha^3 \neq 0 \\ \hat{J}(\alpha^3) = \alpha^{11} + \alpha^5 + 1 = \alpha^{14} \neq 0 \\ \hat{J}(\alpha^4) = \alpha^{13} + \alpha^6 + 1 = 0 \\ \hat{J}(\alpha^5) = \alpha^{15} + \alpha^7 + 1 = \alpha^7 \neq 0 \\ \hat{J}(\alpha^6) = \alpha^{17} + \alpha^9 + 1 = 0 \\ \hat{J}(\alpha^7) = \alpha^{19} + \alpha^{11} + 1 = \alpha^3 \neq 0 \end{cases} \quad (2.44)$$

$\hat{J}(\alpha^4)$ および $\hat{J}(\alpha^6)$ が0なので，誤りが左から5および7シンボルに含まれていると特定される．

誤りシンボルの計算

誤り位置が特定されたことにより，誤り多項式(式(2.24))は，

$$E(x) = e_4x^4 + e_6x^6 \quad (2.45)$$

となる．

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ \alpha^4 & \alpha^6 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_4 \\ e_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha^3 \\ \alpha^4 \end{pmatrix} \quad (2.46)$$

連立方程式(2.46)を解くと， $e_4 = \alpha^2$ および $e_6 = \alpha^6$ となり，誤り多項式は，

$$E(x) = \alpha^2x^4 + \alpha^6x^6 \quad (2.47)$$

となる．

誤りの訂正

式(2.23)より，送信符号多項式は以下のように求められる．

$$F(x) = Y(x) + E(x) \quad (2.48)$$

式(2.25)および(2.47)より，

$$\begin{aligned} F(x) &= (\alpha^{13} + \alpha^8x + \alpha x^2 + \alpha^{14}x^3 + \alpha^{12}x^4 + \alpha^8x^5 + \alpha^{11}x^6 + \alpha^{12}x^7) \\ &\quad + (\alpha^2x^4 + \alpha^6x^6) \\ &= \alpha^{13} + \alpha^8x + \alpha x^2 + \alpha^{14}x^3 + \alpha^7x^4 + \alpha^8x^5 + \alpha x^6 + \alpha^{12}x^7 \end{aligned} \quad (2.49)$$

となり，正しい送信符号に訂正される．

2.5 まとめ

第2章では、従来の3D DWTに基づく動画像伝送方式として、“二重化方式”および“R-Recovery”方式について説明し、それぞれの方式の問題点について明確にした。二重化方式には、二重化係数が受信されていれば、それに対応する最低周波数領域係数を復元することが可能であるが、双方の係数が損失すると復元できないという欠点がある。R-Recovery方式は空間領域で2D DWT処理後、ルートサブバンドのコピーを生成し、それをもう1レベル2D DWT処理を行う。その出力係数を冗長成分として送信し、受信側のエラーコンシールメント処理で使用する。フレーム毎に冗長成分を生成し送信するため、そのサイズは二重化方式と比較すると増大している。さらに、エラーコンシールメントで利用する冗長成分はウェーブレット係数の相関性を利用した推定値であり、損失した係数の値と完全には一致しないため、動画像の再生品質に影響を及ぼす。

次に、提案方式でインバーティブル符号として用いるRS符号の特徴、符号化手順および復号化手順について説明した。そのなかで、インバーティブル符号として符号化率 $1/2$ のRS符号を利用する手法を開発すれば、誤り耐性向上が期待できる例を示した。

第3章

インバーティブル符号を用いた3D DWTに基づく動画伝送方式

3.1 はじめに

本章の構成を図3.1に示す．この章では，符号化率 $1/2$ のRS符号をインバーティブル符号として用いた3D DWTに基づく動画像伝送における誤り耐性強化の方式を提案する．3D DWTの最低周波数領域係数の復元がメインである点は，2章で説明した二重化方式 [26],[27]およびR-Recovery方式 [25]と同様であるが，冗長成分として3D DWT係数そのものではなく，インバーティブル符号で利用するパリティ系列を付加する点が異なる．また，RS符号を採用した3D DWTに基づく動画像伝送方式 [19]–[21], [29]も提案されているが，それらの方式ではRS符号を用いてパリティパケットを生成しており，誤り訂正の対象が最低周波数領域係数に限定したものではない．本研究の提案では，従来方式と比較して以下の点が誤り耐性向上に有効である．

- パリティ系列に誤りのないことが確認できる場合，最低周波数領域係数の復元能力は二重化方式と等しい．
- 符号化率 $1/2$ のRS符号をインバーティブル符号として用い，パリティ系列のサイズが k バイトの場合，情報系列およびパリティ系列の誤り合計が $k/2$ 以下であれば，誤り訂正が可能である．

本研究の提案方式は，二重化方式と同じ，さらにR-Recovery，パリティパケットを利用する方式と比較して少ない冗長成分サイズで，上記の誤り耐性向上を実現できる．

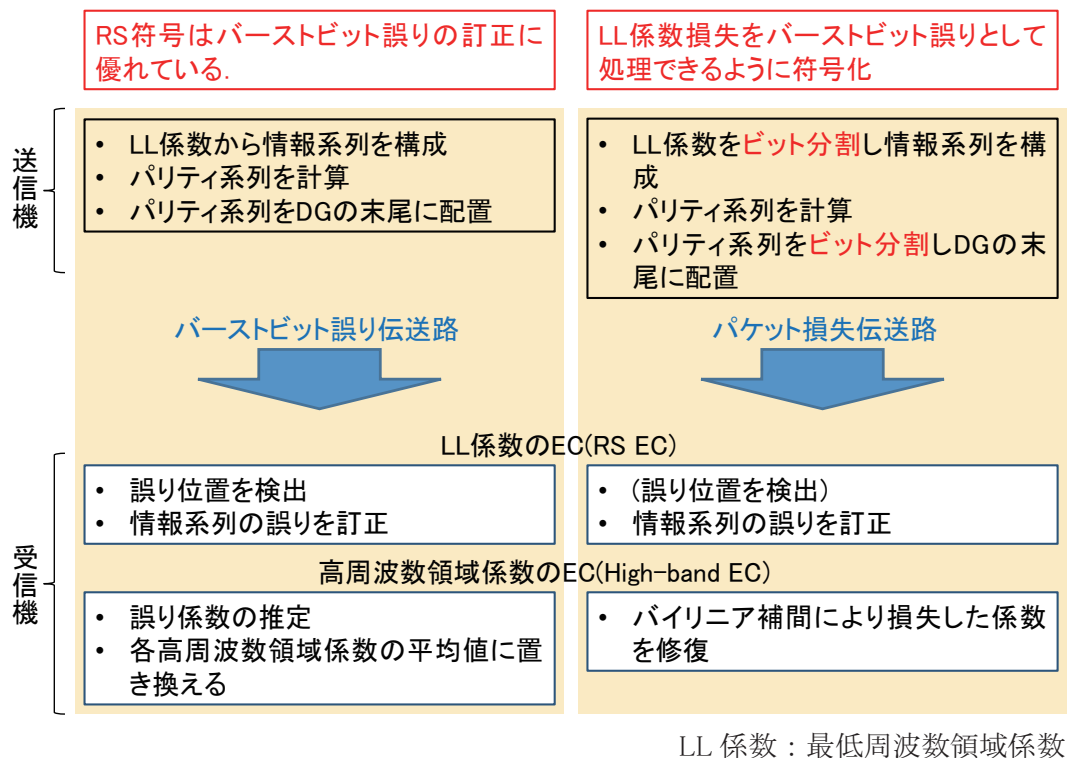


図3.1 Organization of Chapter 3

RS符号はシンボル単位で誤り訂正を行うことは第2章で述べた。つまり、シンボル内の全ビットに誤りが含まれていても1シンボルの誤りとして処理が可能である。そのため、他の誤り訂正符号と比較して、RS符号はバーストビット誤りに対する優れた誤り訂正能力を持っている [33]。そこで、3.2節では伝送路上の誤りが受信機において3D DWT係数にバーストビット誤りとして存在する伝送路を想定し、符号化率1/2のRS符号をインバーティブル符号として用いた3D DWTに基づく動画像の伝送方式を提案する。提案方式では、3D DWTの最低周波数領域係数を情報系列として抽出し、インバーティブル符号で用いるパリティ系列を生成し、これを二重化方式の複製係数に換えて伝送する。また、高周波数領域係数の誤りに対しては、ガウス分布に基づく誤り推定の後、同一周波数領域係数の値を用いたエラーコンシールメント手法を提案する。

次に、3.3節では、誤りのない完全なパケットを受信するか、損失により受信できないかの、パケット損失伝送路を想定した環境に対して、上記方式の改良版を提案する。この方式では、パケット損失による最低周波数領域係数損失を、RS符号の情報系列およびパリティ系列のビット誤りと等価に扱うことを目的に最低周波数領域をビット単位に分割してRS符号の情報系列として抽出する手法を採用する。また、パケット

損失伝送路では損失した係数の位置が受信機において既知となるため，高周波数領域係数のエラーコンシールメントには従来の誤り耐性伝送方式で多く採用されている，バイリニア補間を利用する．

3.2 インバーティブル符号を用いた3D DWTに基づく動画 像伝送における誤り耐性強化方式(バーストビット誤 り伝送路)

ここでは，バーストビット誤り伝送路を想定した，インバーティブル符号を用いた3D DWTに基づく動画像の誤り耐性符号化方式について述べる．図3.2に提案方式のブロックダイアグラムを示す．以降，RS符号による最低周波数領域係数の誤り訂正処理(図3.2のRS Decoding)を“RS EC”，高周波数領域係数のエラーコンシールメント処理を“High-band EC”と呼ぶ．

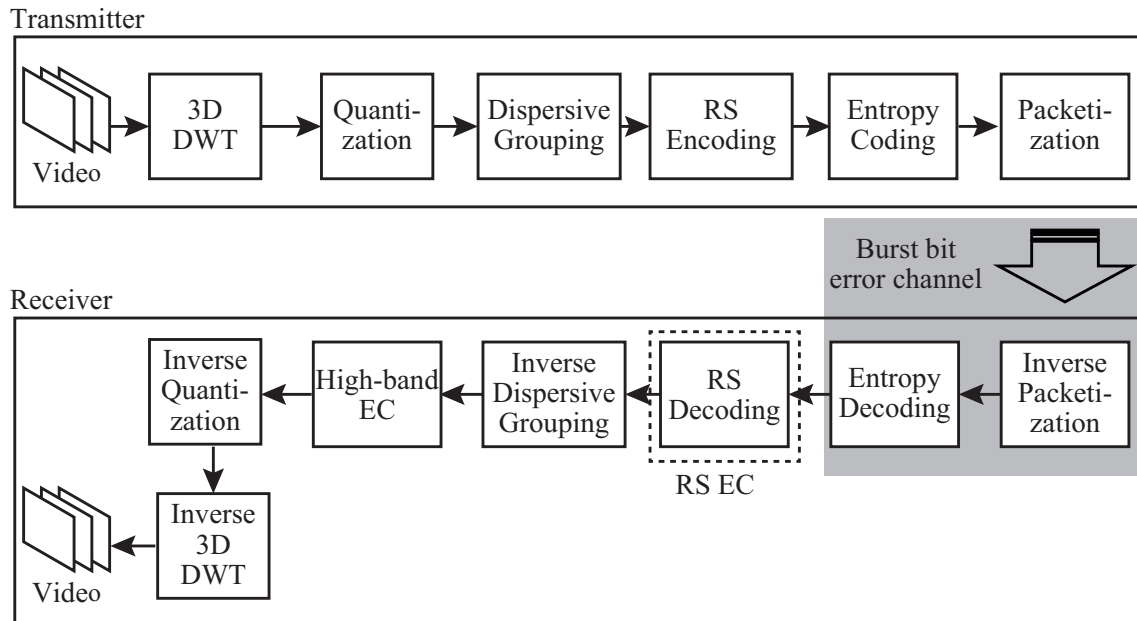


図3.2 Block diagram of proposed method over burst bit error channel

3.2.1 3D DWT 符号化処理

図3.3に，空間領域圧縮レベル $spLev = 2$ および時間領域圧縮レベル $tmpLev = 2$ による3D DWT処理の流れを示す．フレームサイズ $X \times Y$ の入力ビデオストリーム

を，時間領域DWTの処理単位となる， N_G フレームで構成されるグループ(group of picture:GOP)に分割する．次に，各GOPの各フレームに2D DWTが処理される．その後，GOP単位で時間領域DWTが処理され，3D DWT係数 $\omega(x, y, z)$ ($1 \leq x \leq X; 1 \leq y \leq Y; 1 \leq z \leq N_G$)が出力される．ここで， X ， Y はそれぞれ，ビデオシーケンスのフレーム幅，フレーム高さである．また，図3.3中の“LL2-II”が最低周波数領域係数となり，ひとつのGOPにおける最低周波数領域係数の総数 N_{LL} は下式で与えられる．

$$N_{LL} = X \times Y / (2^{spLev})^2 \quad (3.1)$$

さらに，GOPサイズである N_G は時間軸の圧縮能力を左右する重要なパラメータである [17]．時間領域の最大圧縮レベル $tmpLev_{max}$ は下式により与えられる．

$$tmpLev_{max} = \log_2(N_G) \quad (3.2)$$

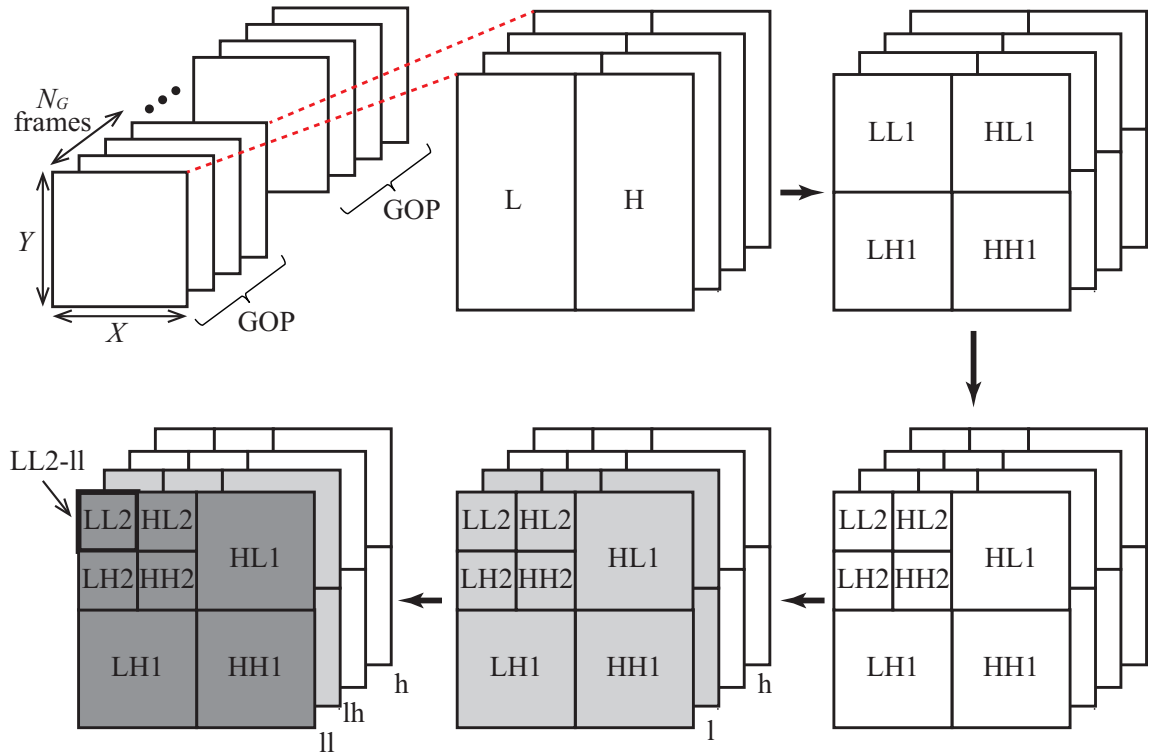


図3.3 3D DWT process

3.2.2 分散グループ化

提案方式では、二重化方式 [26], [27] 同様に3D DWT処理後、すべての出力係数は量子化され、分散グループ化処理が行われる。図3.4に分散グループ化処理の流れを示す。

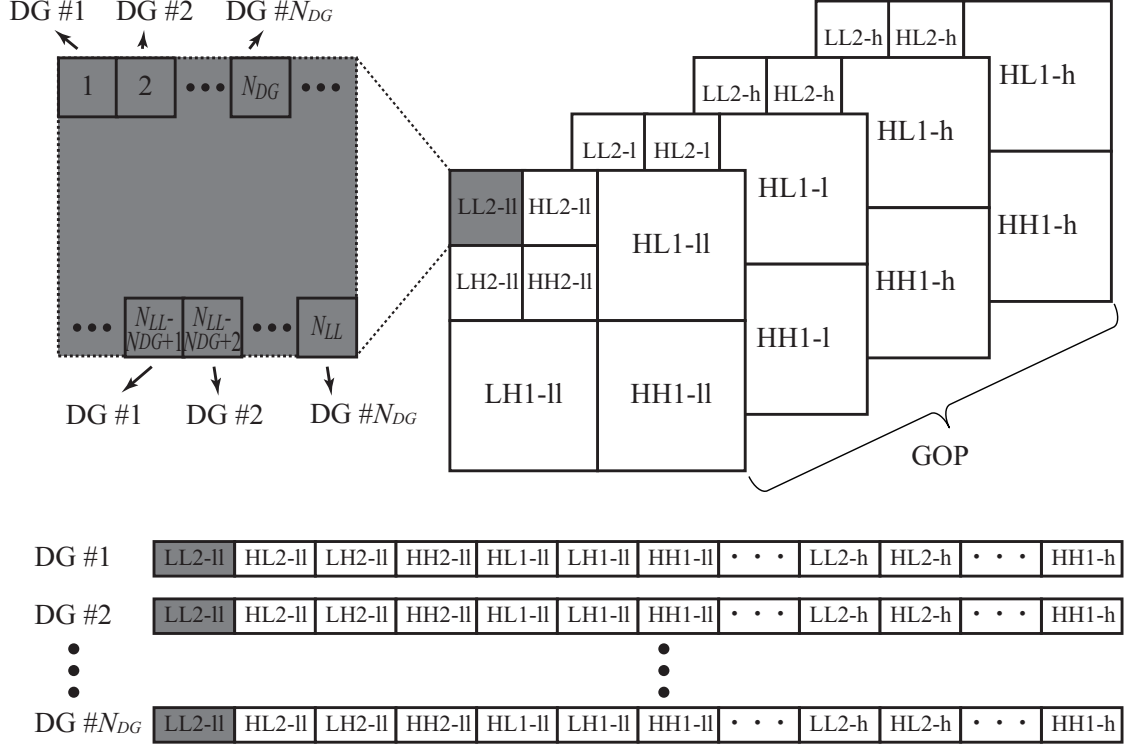


図3.4 Dispersive grouping

分散グループ化処理は、分散パケット化手法 [24] を修正したものであり、隣接するDWT係数を異なるグループに配置することにより、パケットロス時にそれらがまとめて損失することを防ぐ目的で採用されている。分散グループ化処理では、図3.4に示す通り、一つのGOP内にあるすべての3D DWT係数から N_{DG} 個の分散グループ (Dispersive Group: DG) が構成される。それらの係数は以下の順序でDGに格納される。

LL2-ll, HL2-ll, LH2-ll, HH2-ll, HL1-ll, LH1-ll, HH1-ll, LL2-lh, ..., HH1-lh, LL2-h, ..., HH1-h.

3.2.3 RS Encoding処理

提案方式ではインバーティブル符号として，ガロア体 $GF(2^8)$ 上の符号化率 $1/2$ の (n,k) RS符号を採用する．符号長 $n = 2k$ かつ，以下の条件を満たすものとする．

$$n \leq 2^8 - 1 \quad (3.3)$$

$$N_{LL} \bmod (n / 2) = 0 \quad (3.4)$$

加えて，提案方式でRS符号を採用していながら，二重化方式と比較して冗長成分の増加は生じない．

図3.5に提案のRS Encoding処理を示す．

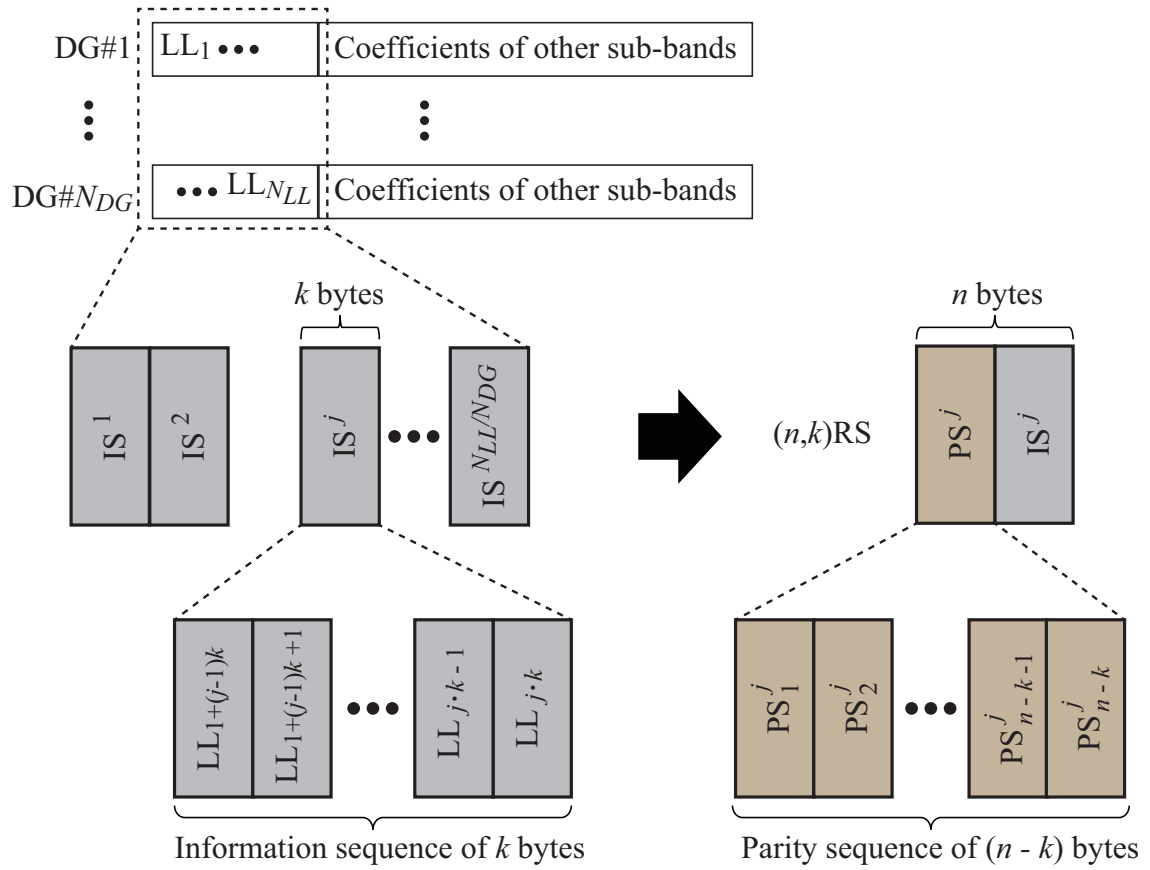


図3.5 Proposed RS encoding scheme

提案方式のRS符号化は以下の手順で処理される．

1. N_{DG} 個の各DGの先頭に配置されている， N_{LL} 個の最低周波数領域係数を抽出し， N_{LL}/k 個の情報系列を構成する． k 個の最低周波数領域係数 LL_i ($1 \leq i \leq N_{LL}$)から構成される， j 番目の情報系列 IS^j ($1 \leq j \leq N_{LL}/k$)は下式で表現される．

$$IS^j = (LL_{1+(j-1)k}, LL_{1+(j-1)k+1}, \dots, LL_{j \cdot k-1}, LL_{j \cdot k}) \quad (3.5)$$

つまり，GOP内で i 番目の最低周波数領域係数 LL_i は， $\lfloor i/k \rfloor + 1$ 番目の情報系列 $IS^{\lfloor i/k \rfloor + 1}$ の要素となる．

2. N_{LL} 個のパリティ系列を (n,k) RS符号を用いて，各情報系列から生成する． j 番目のパリティ系列 PS^j は， j 番目の情報系列 IS^j から生成され， $n - k$ 個の成分 P_m^j ($1 \leq m \leq n - k$)を含み下式で表される．

$$PS^j = (P_1^j, P_2^j, \dots, P_{n-k-1}^j, P_{n-k}^j) \quad (3.6)$$

3. 図3.6に示すように，パリティ系列の要素 P_m^j は g 番目DGの末尾に格納される．なお，DG番号 g は下式により算出される．

$$g = (\lfloor ((j-i)k + m)/(N_{LL}/N_{DG}) + 1 \rfloor + \lfloor \sqrt{N_{LL}} \rfloor) \bmod N_{LL} + 1 \quad (3.7)$$

式(3.7)により，情報系列と対応するパリティ系列がGOP内で最も離れたDGに配置されることとなる．

DG# g	$LL_{1+(g-1)N_{LL}/N_{DG}}$ $\dots$ $LL_{g \cdot N_{LL}/N_{DG}}$	Coefficients of other sub-bands	$\dots PS_m^j \dots$
---------	---	---------------------------------	----------------------

図3.6 Storing of parity elements

一般に，符号化率 k/n が等しい (n,k) RS符号では，符号長 n が長いほど，誤り訂正能力が高まることが知られている [33]．そこで，条件(3.3)と(3.4)を満たす最大の符号長 n を選択し，提案方式に(198,99)RS符号を採用する．

3.2.4 エラーコンシールメント処理

提案方式の受信機におけるエラーコンシールメント処理は、RS符号の復号による最低周波数領域係数の復元(RS EC)と高周波領域係数の修復(High-band EC)の2段構成となっている。図3.7に提案のエラーコンシールメント処理の流れを示す。

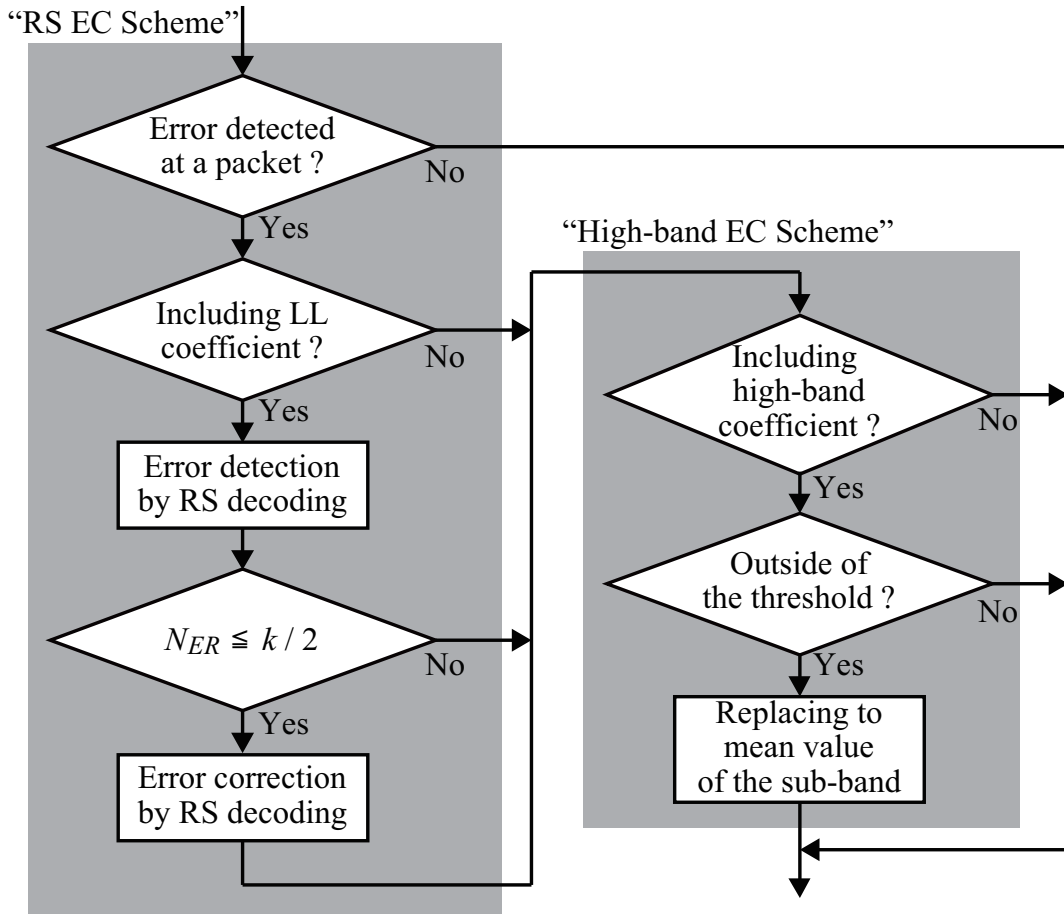


図3.7 Flow diagram of proposed EC schemes at receiver

3.2.5 RS EC手法

受信機でエントロピー復号処理後，2.4.3で述べたとおり，以下の手順でRS復号処理を行い，誤った最低周波数領域係数を復元する．

- シンドローム値の計算
- 誤りシンボル有無の判定
- 誤りシンボル位置多項式の計算
- 誤りシンボル位置の特定
- 誤りシンボル値の計算
- 誤りの訂正

3.2.6 High-band EC手法

バーストビット誤りチャネルにおける評価において，高周波領域係数のエラーコンシールには誤り検出が必要となる．今回評価に用いた試験動画像に3D DWT処理後の高周波領域係数値の出現頻度を図3.8に示す．

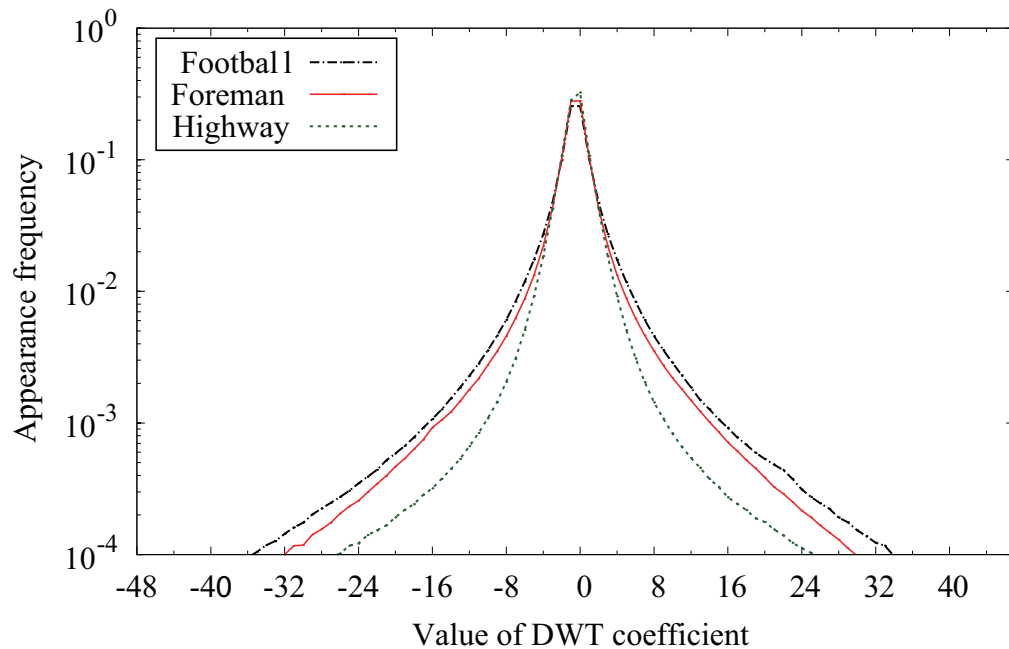


図3.8 Appearance frequency of DWT coefficients

経験的観測により，自然画像のDWT係数値分布はガウス分布により適切に要約できることが示されている [35]–[37]．そこで，提案方式では，高周波領域係数の分布がガウス分布 $N(\mu, \sigma^2)$ に従うとの仮定のもと，各高周波領域(例えば，図3.3における，HL2-II，HL1-II)で，係数分布中央値から大きく離れた値の係数を誤りと判定し，推定値によりエラーコンシールメントを行う．また，係数分布中央値に近い値の係数は誤りがないと判定，誤り推定処理から除外する．

高周波領域 s の係数値分布は，誤りの検出されなかったパケットに格納されていた係数値を用いて，下式により算出する．

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (\bar{wh} - wh_m)^2, \quad (3.8)$$

上式において， wh_m ， $\bar{wh}$ と M はそれぞれ，高周波領域 s の係数値，平均値および係数の総数である．

次に，係数値 wh_m の確率密度 $p(wh_m)$ は，下式により算出される．

$$p(wh_m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2}} \exp\left(-\frac{(wh_m - \bar{wh})^2}{2\sigma_s^2}\right) \quad (3.9)$$

式(3.8)および式(3.9)により， $(\bar{wh} - 4.9\sigma)$ から $(\bar{wh} + 4.9\sigma)$ までの範囲に値を持つ係数は，99.9%以上の確率で誤りが無いと推定できる．以上により，誤りの検出されたパケットに格納されていた高周波領域係数値 wh_E は，以下のとおり $\bar{wh}$ に置き換えられる．

$$\hat{wh}_E = \begin{cases} wh_E & \bar{wh} - 4.9\sigma \leq wh_E \leq \bar{wh} + 4.9\sigma \\ \bar{wh} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.10)$$

3.3 インバーティブル符号を用いた3D DWTに基づく動画 像伝送における誤り耐性強化方式(パケット損失伝 送路)

この節では、誤りのない完全なパケットを受信するか、損失により受信できないかの、パケット損失伝送路を想定した環境に対して、3.2節で説明した方式の改良版を提案する。この方式では、パケット損失による最低周波数領域係数損失を、RS符号の情報系列およびパリティ系列のビット誤りと等価に扱うことを目的に最低周波数領域係数をビット単位に分割してRS符号の情報系列として抽出する手法を採用する。また、パケット損失伝送路では損失した係数の位置が受信機において既知となるため、高周波数領域係数のエラーコンシールメントには従来の誤り耐性伝送方式で多く採用されている、バイリニア補間を利用する。

図3.9に提案方式のブロックダイアグラムを示す。3.2節の方式と比較すると、送信機におけるRS符号化処理、受信機におけるRS EC処理およびHigh-band EC処理が変更となる。

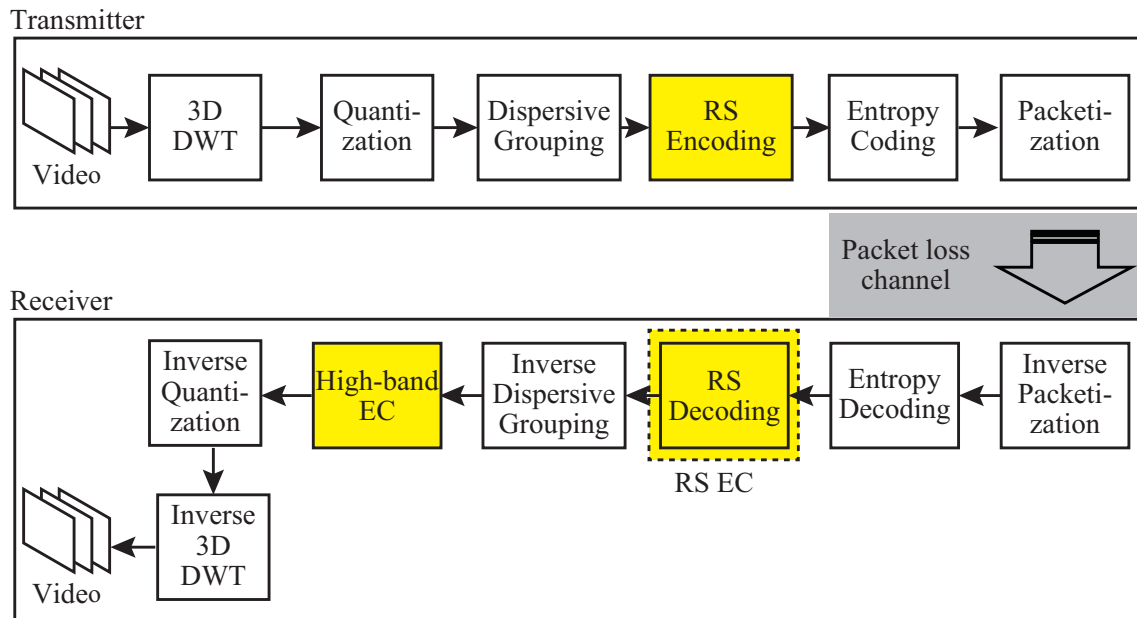


図3.9 Block diagram of proposed method over packet loss channel

3.3.1 ビット分割によるRS Encoding処理

提案方式では、3.2節と同様に条件(3.3)と(3.4)を満たす最大の符号長 n を選択し、提案方式に(198,99)RS符号を採用する。さらに、最低周波数領域係数をビット単位に分割してRS符号の情報系列として抽出する手法を採用する。この手法は、パケット損失による最低周波数領域係数損失を、RS符号の情報系列およびパリティ系列のビット誤りと等価に扱うことを可能とする。分割数 D は以下の条件を満たすものとする。

$$N_{LL} \bmod (k \cdot D) = 0 \quad (3.11)$$

$$D \leq k \quad (3.12)$$

提案方式の情報系列として最低周波数領域係数の抽出手法を図3.10に示す。提案方式のRS符号化は以下のように処理される。

1. N_{DG} 個の各DGの先頭に配置されている、 N_{LL} 個の最低周波数領域係数を抽出し、 N_{LL}/k 個の情報系列とする。 k 個の成分 E_i^j ($1 \leq i \leq k$)から構成される、 j 番目の情報系列 IS^j ($1 \leq j \leq N_{LL}/k$)は下式で表現される。

$$IS^j = (E_1^j, E_2^j, \dots, E_i^j, \dots, E_{k-1}^j, E_k^j) \quad (3.13)$$

ここで、

$$E_i^j = (E_i^j(1), E_i^j(2), \dots, E_i^j(7), E_i^j(8)) \quad (3.14)$$

$$E_i^j(v) \in \{0, 1\} \quad (3.15)$$

$E_i^j(1)$ は成分 E_i^j の最上位ビット(MSB:most significant bit)であり、 $E_i^j(8)$ は成分 E_i^j の最下位ビット(LSB:least significant bit)である。さらに、 $E_i^j(v)$ は下式で与えられる。

$$E_i^j(v) = LL_q(r) \quad (3.16)$$

$$q = 8k(j-1) + 8(i-1) + v \quad (3.17)$$

$$r = \lfloor \frac{q}{N_{LL}} \rfloor + 1 \quad (3.18)$$

ここで、 $LL_q(r)$ はGOP内で q 番目の最低周波数領域係数の r ビット目の値であり、 $LL_q(1)$ がMSBの値を表す。例えば、図3.10に示すように、GOP内で最初の情報系列 IS^1 の最初の成分 E_1^1 は、8個の最低周波数領域係数 ($LL_1, LL_2, \dots, LL_7, LL_8$)の

各MSBを抽出して構成する．また，GOP内で最後の情報系列 $IS^{N_{LL}/k}$ の最後の成分 $E_k^{N_{LL}/k}$ は，8個の最低周波数領域係数($LL_{N_{LL}-7}, LL_{N_{LL}-6}, \dots, LL_{N_{LL}-1}, LL_{N_{LL}}$)の各LSBを抽出して構成する．

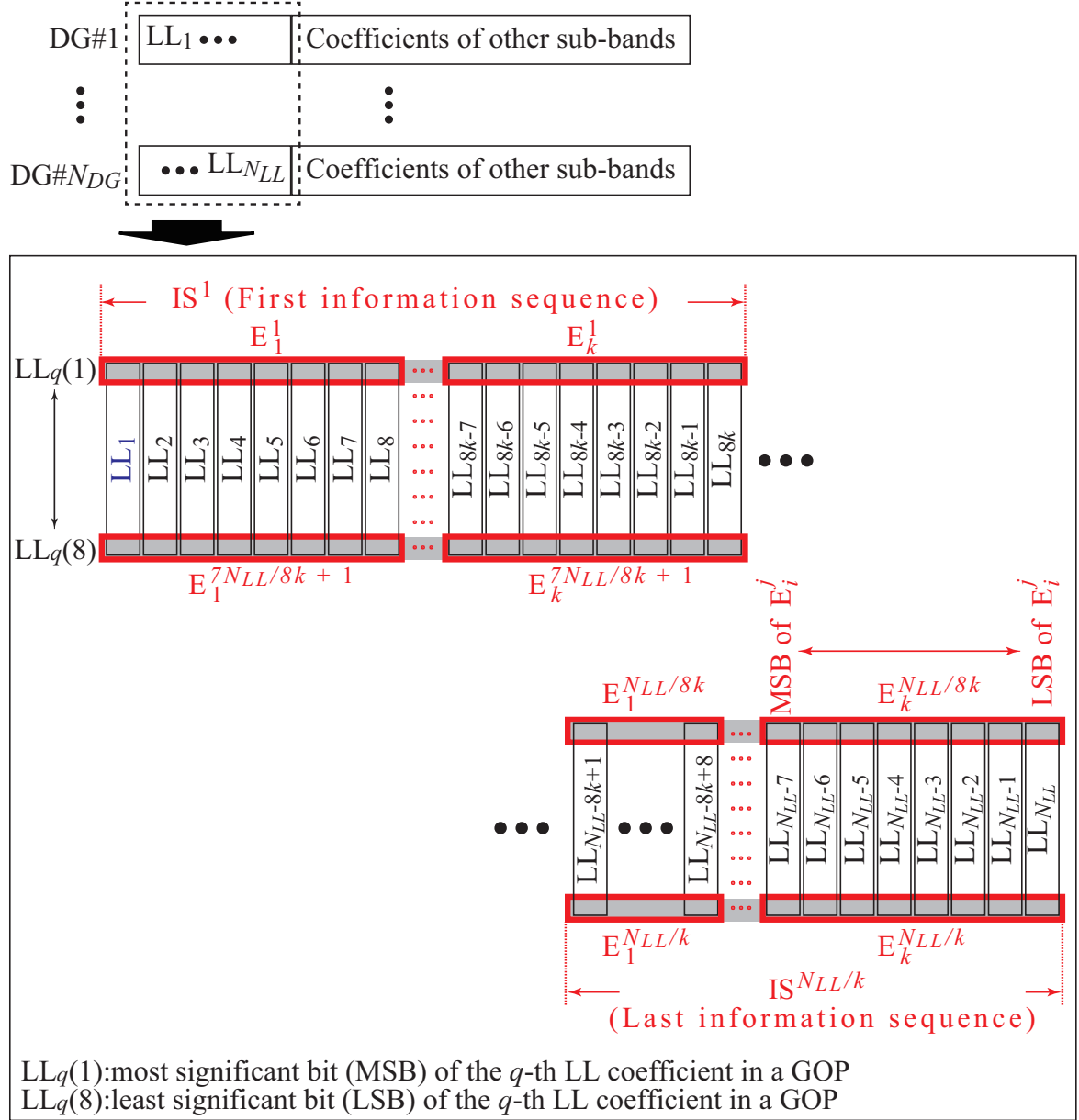


図3.10 Configuring information sequences

2. N_{LL} 個のパリティ系列を (n,k) RS符号を用いて、各情報系列から生成する．図3.11に (n,k) RS符号によるパリティ系列生成処理を示す．

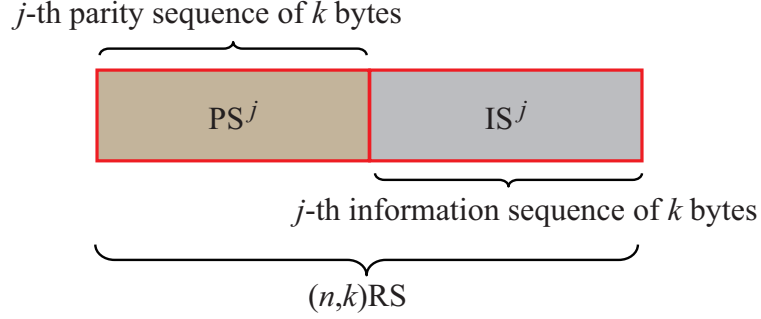


図3.11 Generating parity sequences

j 番目のパリティ系列 PS^j は、 j 番目の情報系列 IS^j から生成される． PS^j は k 個の成分 P_i^j を含み、下式で表される．

$$PS^j = (P_1^j, P_2^j, \dots, P_i^j, \dots, P_{k-1}^j, P_k^j) \quad (3.19)$$

上式において、

$$P_i^j = (P_i^j(1), P_i^j(2), \dots, P_i^j(7), P_i^j(8)) \quad (3.20)$$

$$P_i^j(v) \in \{0, 1\} \quad (3.21)$$

また、 $P_i^j(1)$ は P_i^j のMSBを表す．

3. N_{LL} 個の冗長成分 R_q ($1 \leq q \leq N_{LL}$) は、 N_{LL} 個の P_i^j 成分から構成され、 R_q は下式で表される．

$$R_q = (R_q(1), R_q(2), \dots, R_q(7), R_q(8)) \quad (3.22)$$

$$R_q(r) \in \{0, 1\} \quad (3.23)$$

また、 $R_q(1)$ は R_q のMSBを表し、 $R_q(r)$ は下式で与えられる．

$$R_q(r) = P_i^j(v) \quad (3.24)$$

$$j = \lfloor \frac{(q-1)}{8k} \rfloor + 2r - 1 \quad (3.25)$$

$$i = (q-1) \bmod k + 1 \quad (3.26)$$

$$v = (q-1) \bmod 8 + 1 \quad (3.27)$$

例えば、1つ目の冗長成分 R_1 は8個のパリティ系列成分($P_1^1, P_1^3, \dots, P_1^{13}, P_1^{15}$)の各MSBで構成される。図3.12に、GOPで一つ目のパリティ系列である PS^1 から $8k$ 個の冗長成分 R_q を構成する仕組みを示す。

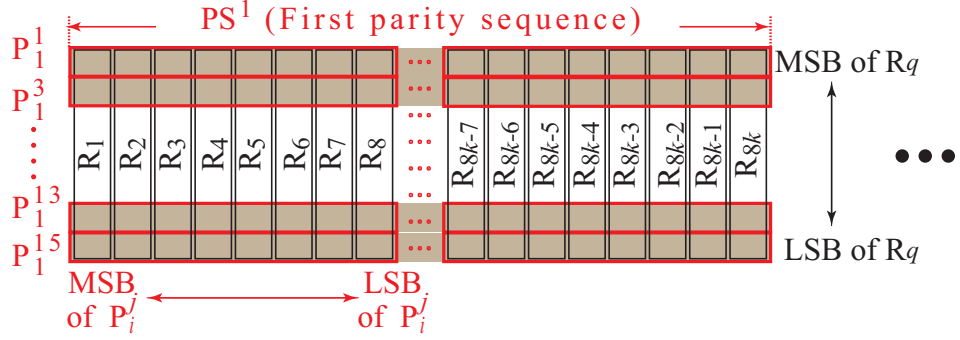


図3.12 Configuring redundant elements

4. 図3.13に示すように、冗長成分 R_q は g 番目DGの末尾に格納される。なお、DG番号 g は下式により算出される。

$$g = (q + \lfloor \sqrt{N_{LL}} \rfloor) \bmod N_{LL} + 1 \quad (3.28)$$

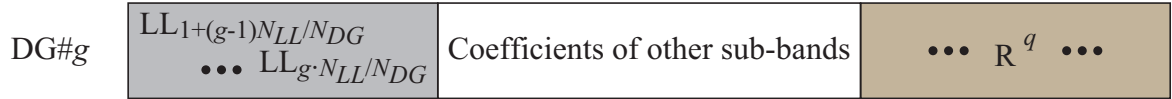


図3.13 Storing of redundant elements

3.3.2 ビット分割によるRS Encoding処理の効果

ここで、改めて提案方式で採用した、最低周波数領域係数をビット分割することによりRS符号の情報系列を生成する手法の目的を説明する．提案方式で期待される効果を図3.14に示す．左側に分割数 $D = 1$ (ビット分割なし)，右側に $D = 8$ で、8個の最低周波数領域係数($LL_q \cdots LL_{q+7}$)から、8個の情報系列成分($E_i^j \cdots E_{i+7}^j$)を構成した例を表している．また、図中の0, 1は最低周波数領域係数におけるMSBからLSBへの各ビット値を表している．

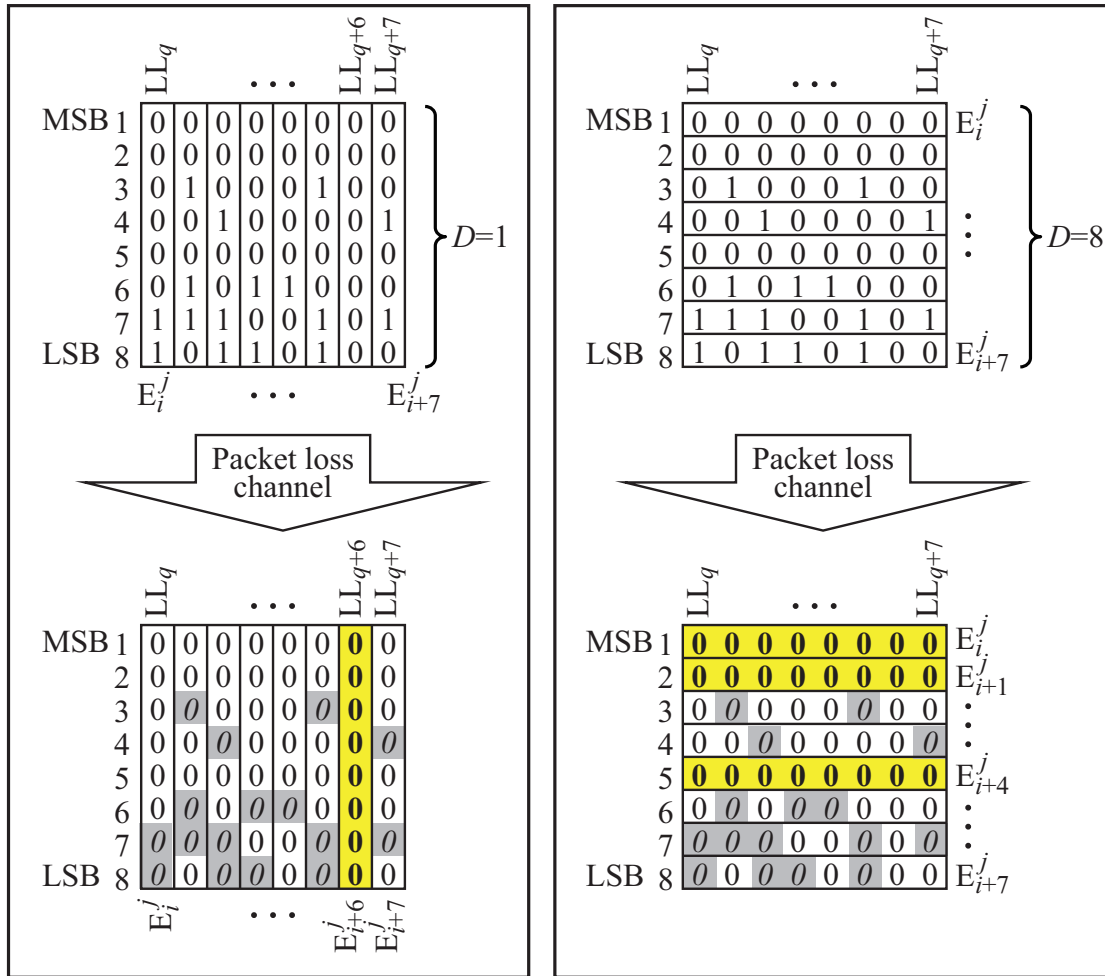


図3.14 Effect of bit-dividing in proposed method

ここで、伝送路上で $LL_q \cdots LL_{q+7}$ の最低周波数領域係数が損失したとする．図3.14下部の網掛け・斜体部分が、パケットロスにより0として扱われるビットである． $D = 1$

の場合、情報系列成分 E_{i+6}^j を構成する最低周波数領域係数 LL_{q+6} の値は元々0であり、損失により割り当てられる値と等しい。つまり、RS符号の誤り検出処理を行えば、7個の情報系列成分に誤りが検出される。さらに、 $D = 8$ の場合、最低周波数領域係数 LL_q から LL_{q+7} までの1, 2および5ビット目の値が元々0であり、それらから構成される情報系列成分 E_i^j , E_{i+1}^j および E_{i+4}^j から誤りは検出されず、残り5個の情報系列成分に誤りが検出される。図3.14の場合、 $D = 1$ と比較して $D = 8$ はパケットロスにより誤る情報系列成分が2つ少なく、RS符号の誤り訂正処理において優位となる。

表3.1に6つの評価ビデオに対する、 $D = 1$, $D = 2$, $D = 4$ および $D = 8$ における値が0となる情報系列成分の出現頻度をまとめる。6つ全ての評価ビデオにおいて最も多く値0の情報系列成分を構成する $D = 8$ の選択が、誤り耐性向上に有効であることを示している。

表3.1 Appearance frequency of elements with value of zero

	<i>Bridge</i>	<i>Carphone</i>	<i>Flower</i>	<i>Football</i>	<i>Foreman</i>	<i>Highway</i>
$D=1$	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
$D=2$	0.004	0.004	0.019	0.003	0.002	0.004
$D=4$	0.057	0.065	0.048	0.011	0.021	0.067
$D=8$	0.125	0.099	0.069	0.149	0.046	0.112

また、ビット分割しなければ、最低周波数領域係数と情報系列成分および、冗長成分とパリティ系列成分が1対1で対応する。

図3.15に示すように6個の成分の損失が、ビット分割しなければ、情報系列とパリティ系列の誤り成分数が同数の6となるが、 $D = 8$ の場合、情報系列とパリティ系列の誤り成分数は2個となり、誤り訂正の確立が高くなる。つまり、ビット分割することにより、最低周波数領域係数および冗長成分の損失が、情報系列成分およびパケット系列成分のバーストビット誤りとなり、RS符号の誤り訂正に効果的に働くこととなる。

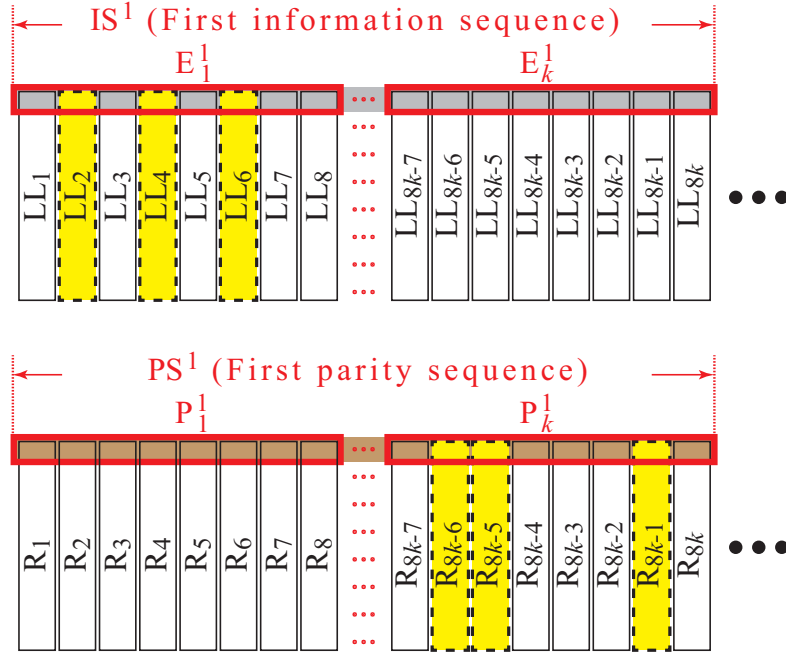


图3.15 Effect of bit-dividing in proposed method 2

3.3.3 エラーコンシールメント処理

提案方式の受信機におけるエラーコンシールメント処理は、RS符号の復号による最低周波数領域係数の復元(RS EC)と高周波領域係数の修復の2段構成となっている．図3.16に提案のエラーコンシールメント処理の流れを示す．

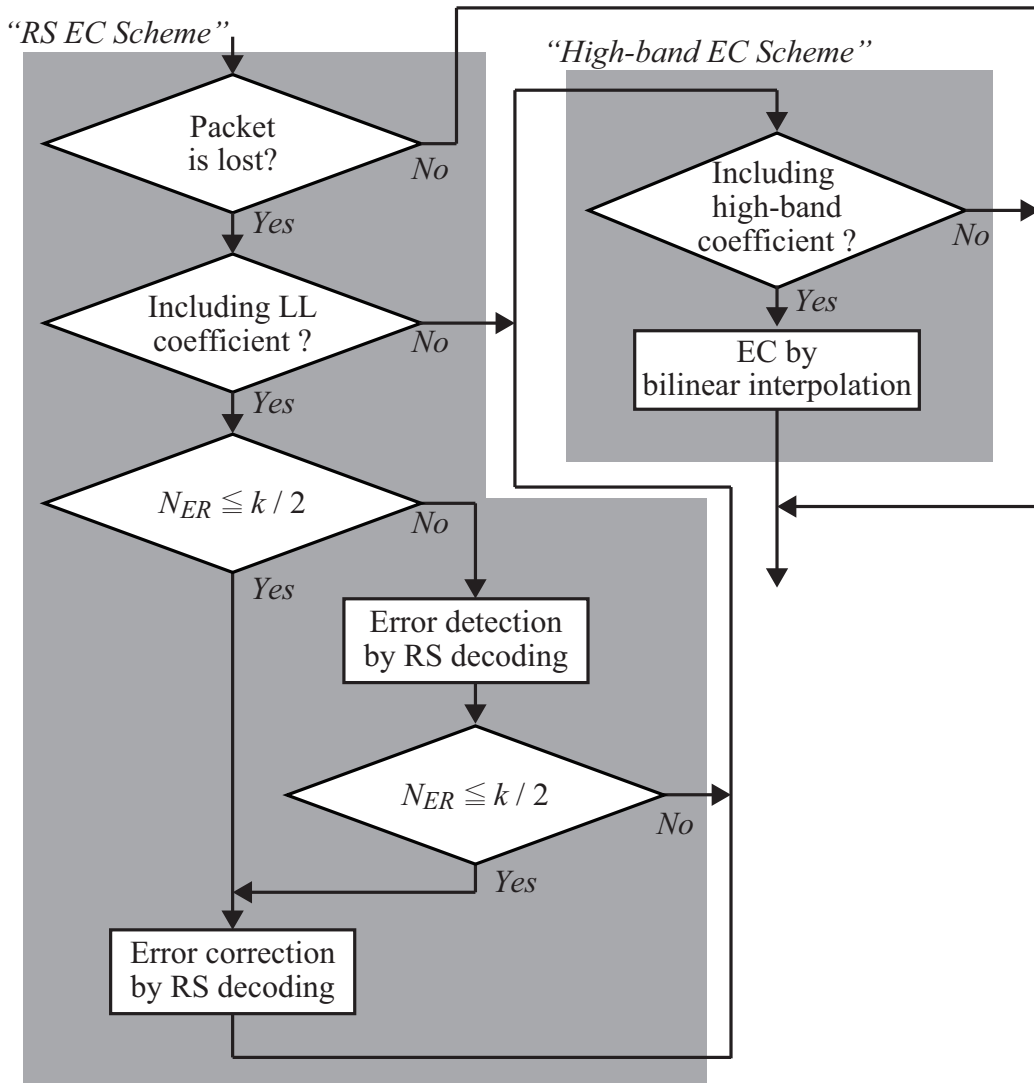


図3.16 Flow diagram of proposed EC schemes at receiver

3.3.4 ビット分割によるRS EC手法

パケット損失伝送路を想定しているため，情報系列およびパリティ系列の損失シンボル位置は既知となる．つまり，RS符号の復号処理において，損失シンボル合計 N_{LSymb} が，下式の条件を満たせば，誤り位置の特定が不要となり，直ちに誤り訂正を行う．

$$N_{LSymb} \leq (n - k)/2 \quad (3.29)$$

さらに，既知の損失シンボル合計が式3.29を満たさない場合，3.3.1節で説明した通り，情報系列成分 E_i^j が元々値0を持っている可能性があるため誤り位置特定の処理を行い，式3.29を満たせば誤り訂正を行う．

高周波数領域係数に対するHigh-band ECにおいても，損失係数の推定は不要となり，下式のとおり損失した係数の近隣8係数を用いてバイリニア補間法によりエラーコンシールメントを行う．

$$\hat{w}_{x,y,t} = (w_{x-1,y-1,t} + w_{x,y-1,t} + w_{x+1,y-1,t} + w_{x+1,y,t} + w_{x+1,y+1,t} + w_{x,y+1,t} + w_{x-1,y+1,t} + w_{x-1,y,t}) / 8 \quad (3.30)$$

式(3.30)において， $w_{x,y,t}$ はGOP内の t 番フレーム上で，空間座標 x, y に位置する高周波数領域係数の値である．

3.4 まとめ

3.2節では，RS符号がバーストビット誤りに優れた誤り耐性能力を持っていることから，バーストビット誤り伝送路を想定した，3D DWTに基づく動画像伝送における誤り耐性の方式を提案した．この提案は，最低周波数領域係数の修復をRS符号により行うRS ECと，高周波数領域係数の誤りの検出および推定値にエラーコンシールメントを行うHigh-band ECで構成されている．

次に3.3節でパケット損失伝送路を想定した，3D DWTに基づく動画像伝送における誤り耐性の方式を提案した．この提案は，最低周波数領域係数をビット単位に分割してRS符号の情報系列として抽出する手法を採用し，ブロックインターリーブ効果による更なる誤り耐性向が期待されることを示した．また，損失した高周波数領域係数に対してはバイリニア補間によりエラーコンシールメントを行うHigh-band ECで採用している．

第4章

性能評価

4.1 はじめに

第3章で提案した，異なる2つの伝送路に対する3D DWTに基づく動画伝送方式は，以下の点が誤り耐性向上に有効であり，その機能実現のために付加される冗長成分のサイズは二重化方式と変わらない．

- パリティ系列に誤りのないことが確認できる場合，最低周波数領域係数の復元能力は二重化方式と等しい．
- パリティ系列のサイズが k バイトの場合，情報系列およびパリティ系列の誤り合計が $k/2$ 以下であれば，誤り訂正が可能．

この章では，提案方式の上記機能について，以下のとおり他の方式と比較評価を行い，それらの有効性を示す．

- “バーストビット誤り伝送路”(4.2節)
- “パケット損失伝送路”(4.3節)

4.2節では，コンピュータシミュレーションにおけるバーストビット誤り伝送路の実現法を説明し，以下の性能評価を行う．

- “最低周波数領域係数の誤り率”性能評価で，提案方式の最低周波数領域係数の復元能力を，二重化方式と比較しその優位性を示す．また，最低周波数領域係数の誤り率と平均バーストビット誤り長の関連について示す．

- “平均PSNR性能評価”では、提案方式と二重化方式、R-Recovery方式およびRS EC手法を比較する。二重化方式およびR-Recovery方式との比較により、RS ECおよびHigh-band ECによる提案方式の優位性を示す。提案方式とRS ECとの比較では、High-band ECの効果、有効性について示す。また、相対的に“速い動き”として“*Football*”，“遅い動き”として“*Highway*”，“中間の動き”として“*Foreman*”の評価ビデオをシミュレーションに用いることにより、ビデオの動きと提案方式の有効性について示す。
- “フレーム毎のPSNR評価”では、伝送路誤りによる3D DWTの時間領域への影響が明確になり、それに対する提案方式の有効性を示す。
- “再構成フレームの比較評価”では、最低周波数領域係数の誤り率およびフレーム毎のPSNR評価結果を基に、最低周波数領域係数および高周波数領域係数の誤りに起因するノイズを特定し、主観評価で提案方式の優位性を示す。

4.3節では、コンピュータシミュレーションにおけるパケット損失伝送路の実現法を説明し、以下の性能評価を行う。

- “最低周波数領域係数の誤り率”性能評価で、提案方式の最低周波数領域係数の復元能力を、二重化方式と比較しその優位性を示す。また、ビット分割による4つのRS符号の情報系列構成手法“ $D = 1$ ”，“ $D = 2$ ”，“ $D = 4$ ”および“ $D = 8$ ”を比較し、提案方式で採用した“ $D = 8$ ”手法の優位性を示す。
- “平均PSNR性能評価”では、提案方式と二重化方式、R-Recovery方式およびRS EC手法を6つの評価ビデオを用いて比較評価することにより、提案方式の優位性およびビデオの動きと提案方式の有効性について示す。
- “フレーム毎のPSNR評価”では、伝送路誤りによる3D DWTの時間領域への影響が明確になり、それに対する提案方式の有効性を示す。
- “再構成フレームの比較評価”では、最低周波数領域係数の誤り率およびフレーム毎のPSNR評価結果を基に、最低周波数領域係数および高周波数領域係数の誤りに起因するノイズを特定し、主観評価で提案方式の優位性を示す。

4.2節および4.3節の性能評価において、最低周波数領域係数の誤り率 ER_{LL} は、伝送する最低周波数領域係数の総数 S_{LL} と、上記5手法が修復に失敗した最低周波数領域係

数の総数 E_{LL} を用いて、下式により求める。

$$ER_{LL} = \frac{E_{LL}}{S_{LL}} \quad (4.1)$$

動画像のサイズが $X \times Y$ ピクセル $\times Z$ フレームの場合、平均PSNR Av_PSNR は Mean Squared Error (MSE) MSE_{Av} を用いて下式により求める。

$$MSE_{Av} = \frac{1}{XYZ} \sum_{x=1}^X \sum_{y=1}^Y \sum_{z=1}^Z \{w_{org}(x, y, z) - w_E(x, y, z)\}^2 \quad (4.2)$$

$$Av_PSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{255^2}{MSE_{Av}} \right) \quad (4.3)$$

式(4.2)において、 $w_{org}(x, y, z)$ および $w_E(x, y, z)$ はそれぞれ、 z フレームの空間座標 x, y における元画像および受信画像のピクセル値である。

同様に z フレームの、フレーム毎PSNR Fr_PSNR はMSE MSE_{Fr} を用いて下式により求める。

$$MSE_{Fr} = \frac{1}{XY} \sum_{x=1}^X \sum_{y=1}^Y \{w_{org}(x, y, z) - w_E(x, y, z)\}^2 \quad (4.4)$$

$$Fr_PSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{255^2}{MSE} \right) \quad (4.5)$$

4.2 バーストビット誤り伝送路

4.2.1 シミュレーション諸元

シミュレーション諸元を，表4.1に示す．相対的に速い動きとして“*Football*”，遅い動きとして“*Highway*”，中間の動きとして“*Foreman*”をそれぞれ評価ビデオとして選択した．また，評価ビデオの192フレームを50回繰り返し伝送することにより，提案方式の評価を行った．

表4.1 Simulation parameters (burst bit error channel)

Test video sequences	<i>Highway.yuv</i> , (CIF-352 × 288) <i>Football.yuv</i> , (CIF-352 × 288) <i>Foreman.yuv</i> (CIF-352 × 288)
Size of GOP	8 frames / GOP
Number of DG	4
Spatial DWT filter	Daubechies 9/7
Temporal DWT filter	Harr
Bit error rate (BER)	0.01–0.05
Average burst bit error length	10–200[bit]

バーストビット誤りチャネルのシミュレートにGilbertチャネルモデルを使用した [38]–[40]．Gilbertチャネルモデルでは，図4.1に示すようにチャネルはgood state (G)またはbad state (B)のいずれかの状態に属する．チャネルの状態遷移は確率 p および q に依存し，状態Gでは低い確率 E_G で，状態Bでは高い確率 E_B で誤りが発生する．平均ビット誤り率 E_A と平均バースト誤り長 L は，それぞれ下式により算出する．

$$E_A = (qE_B + pE_G) / (p + q) \quad (4.6)$$

$$L = 1 / p \quad (4.7)$$

本研究のシミュレーションでは， $E_B = 1$ および $E_G = 0$ と設定し，Gilbertチャネルモデルを簡易に用いた．

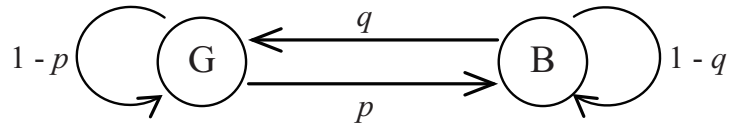


図4.1 Gilbert channel model

4.2.2 評価結果

提案のRS EC手法およびHigh-band EC手法の性能評価を，以下の4方式の性能比較により行った．

- “Duplication”，二重化方式．
- “R-Recovery”，R-Recovery方式．
- “RS EC”，RS EC方式．
- “Proposed”，提案方式(RS EC手法+High-band EC方式)．

最低周波数領域係数の誤り率評価

上記4手法のBER 0.01および0.05における「最低周波数領域係数の誤り率」対「平均バースト誤り長」の評価結果を，図4.2に示す．これらの結果は，二重化方式と比較して，提案のRS EC方式が，誤った最低周波数領域係数修復能力の向上を実現したことを示している．加えて，RS EC方式はBER0.01において，平均バースト誤り長=190環境のみ $ER_{LL} = 0.69 \times 10^{-6}$ を示し，他の平均バースト誤り長環境では $ER_{LL} = 0$ ，つまり，最低周波数領域係数の修復に100%成功している．

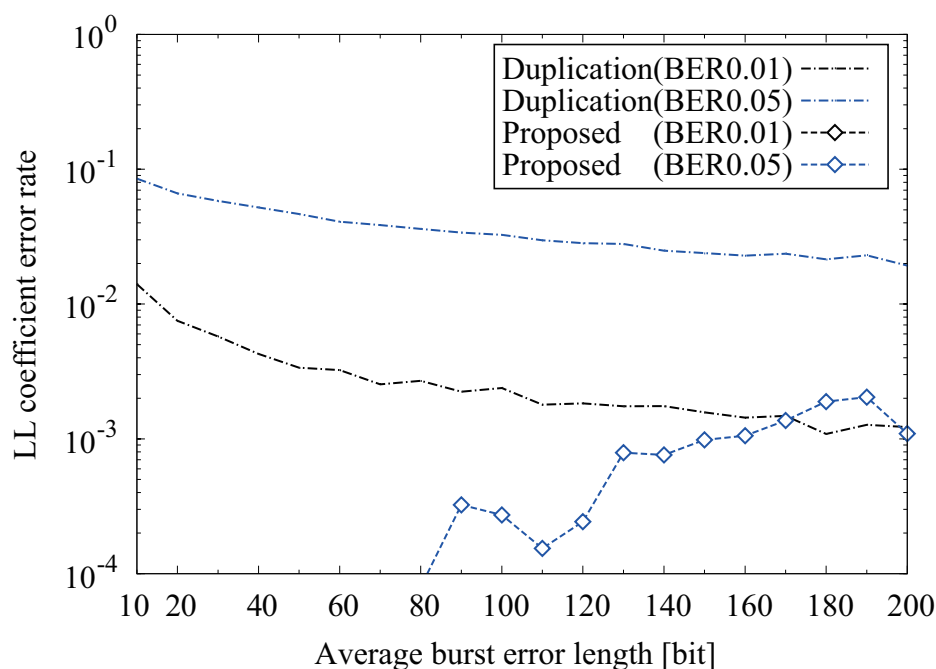


図4.2 LL coefficients error rate of three video sequences

平均PSNR性能評価

BER=0.01における“*Highway*”, “*Foreman*”および“*Football*”の「平均PSNR」対「平均バースト誤り長」の評価結果を, 図4.3, 図4.4および図4.5にそれぞれ示す. 短い「平均バースト誤り長」環境では, ビット誤りが最低周波数領域係数のみならず, 高周波領域係数にまで広い範囲に発生している. そのため, High-band ECを用いていないRS EC方式では, 低い「平均PSNR」性能にとどまっている. 提案方式では, “*Football*”および“*Foreman*”と比較して, “*Highway*”が良い評価結果を示している. これは, 図3.8に示すように, “*Highway*”と比較して“*Football*”および“*Foreman*”は高周波領域係数の値が中央値から広く分散している. そのため, High-band EC手法による修復精度が落ちるためである. つまり, 提案のHigh-band EC手法は, 動きの速い動画像よりも動きの遅い動画像に対して効果的に機能するといえる.

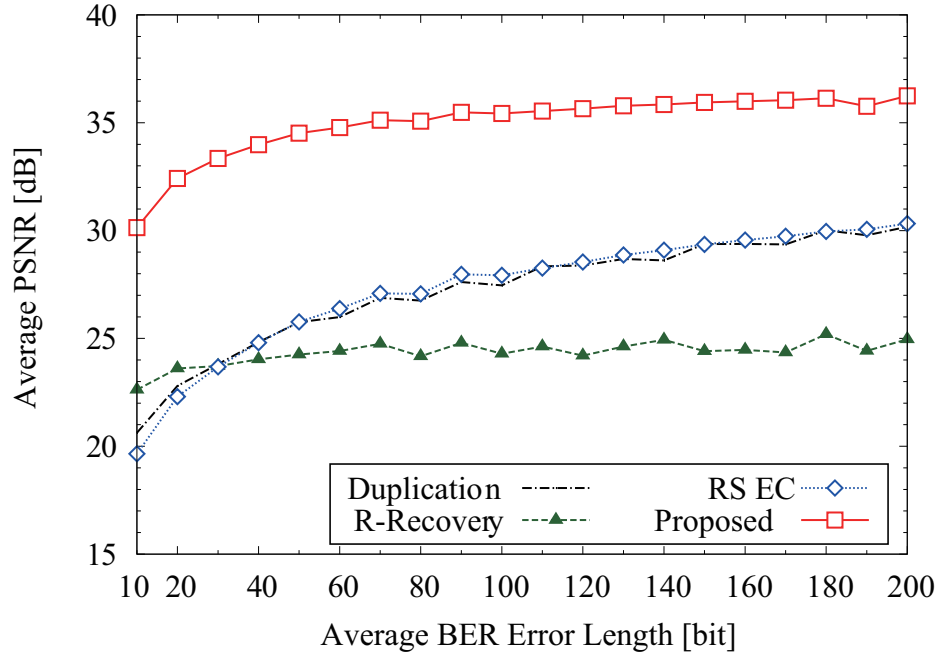


图4.3 Average PSNR performance of "Highway" sequence (BER=0.01)

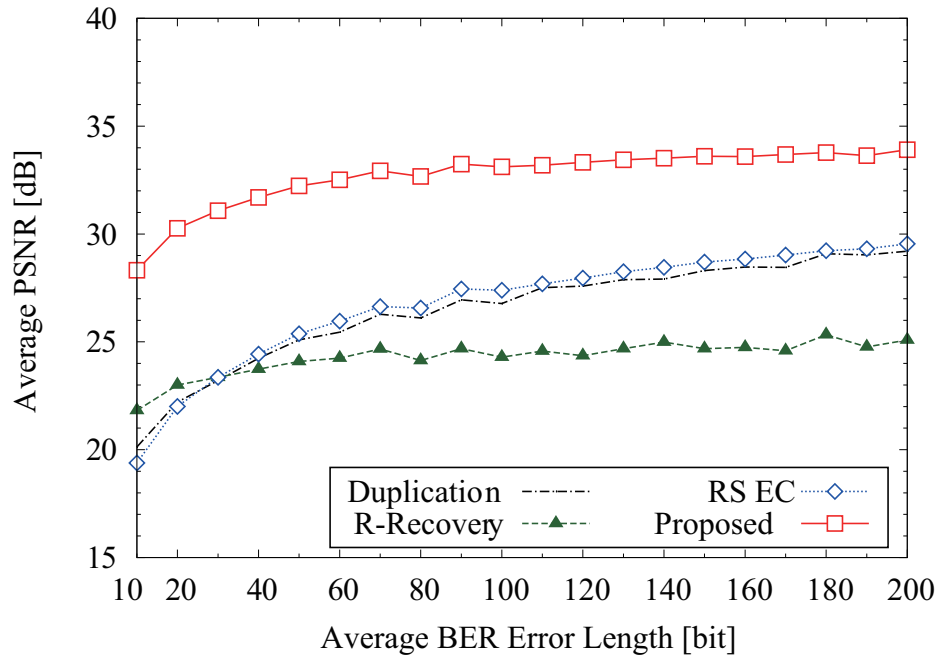


图4.4 Average PSNR performance of "Foreman" sequence (BER=0.01)

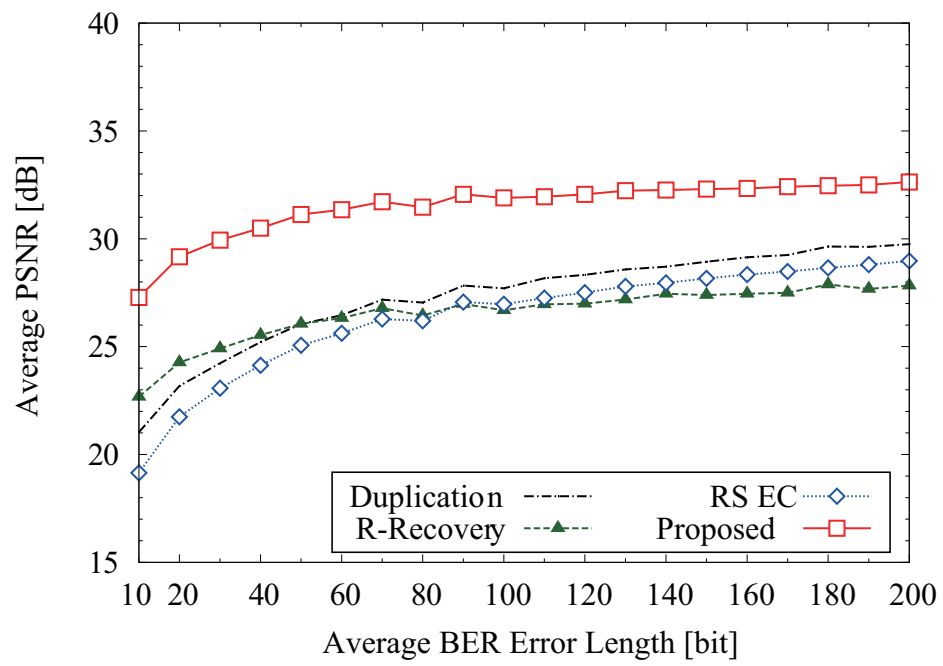


図4.5 Average PSNR performance of “*Football*” sequence (BER=0.01)

BER=0.05における“*Highway*”, “*Foreman*”および“*Football*”の「平均PSNR」対「平均バースト誤り長」の評価結果を, 図4.6, 図4.7および図4.8にそれぞれ示す. 提案方式は, 3つの評価ビデオに対する結果において, 「平均バースト誤り長」が190付近で性能低下が見られる. これは, 図(4.2)に示すように, 他の「平均バースト誤り長」と比較して, 190付近で最も多く最低周波数領域係数の修復に失敗していることに起因する.

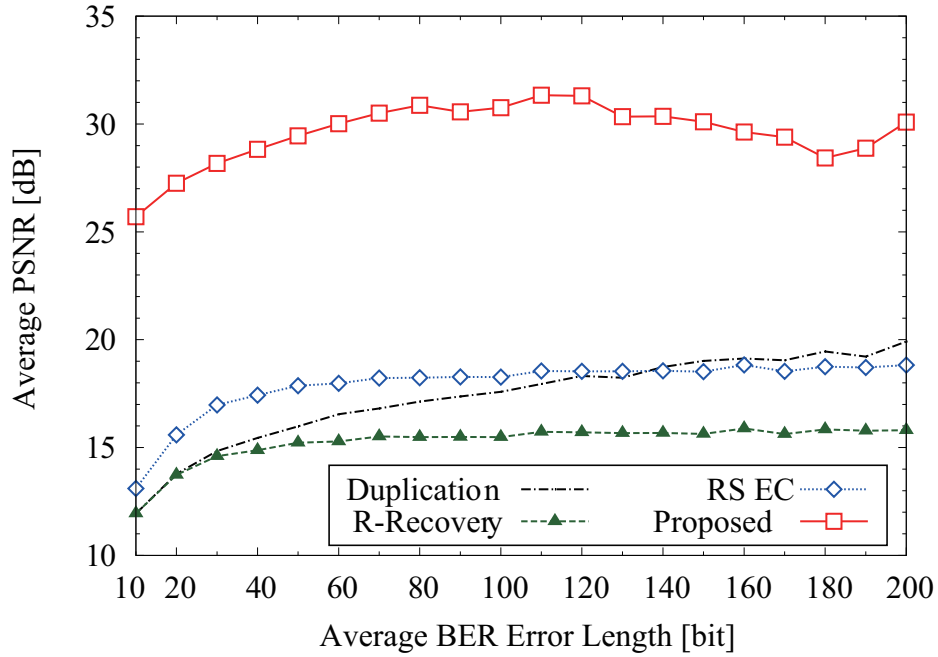


図4.6 Average PSNR performance of “*Highway*” sequence (BER=0.05)

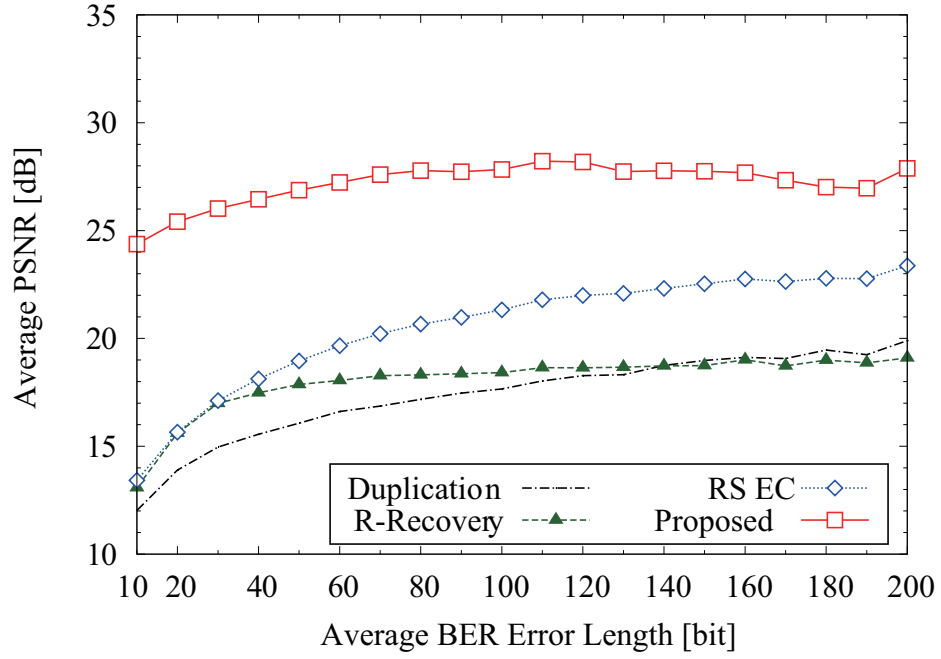


图4.7 Average PSNR performance of "Foreman" sequence (BER=0.05)

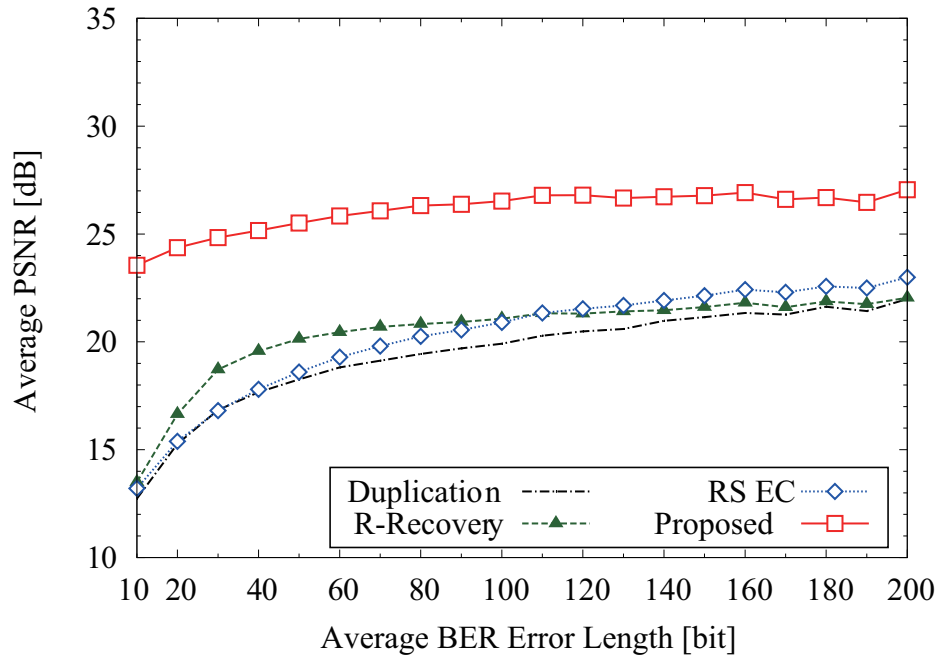


图4.8 Average PSNR performance of "Football" sequence (BER=0.05)

フレーム毎PSNR性能評価

短い「平均バースト誤り長」環境の各フレーム毎PSNR評価として、「平均バースト誤り長」が10およびBER=0.01における，“*Highway*”，“*Foreman*”および“*Football*”の結果を図4.9，図4.10および図4.11にそれぞれ示す．この結果では，High-band EC手法を採用していないRS EC方式が最も低い性能を示している．しかし，最低周波数領域係数は100%復元に成功しているため，GOP単位で局所的な性能劣化は見られない．他方，二重化方式では約2%の最低周波数領域係数の復元に失敗しているが，高周波数領域係数に対してエラーコンシールメントを実施しているため，提案方式に次ぐ性能を示している．High-band ECも採用している提案方式では，ほぼフラットな最も良い性能を示している．

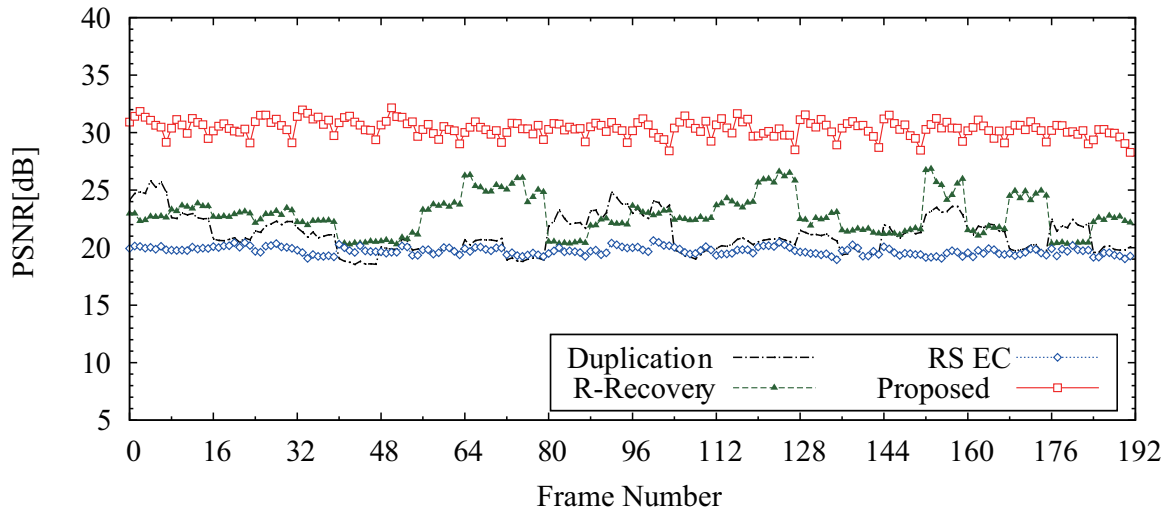


図4.9 Frame-by-frame PSNR result of “*Highway*” sequence burst bit error length 10 (BER=0.01)

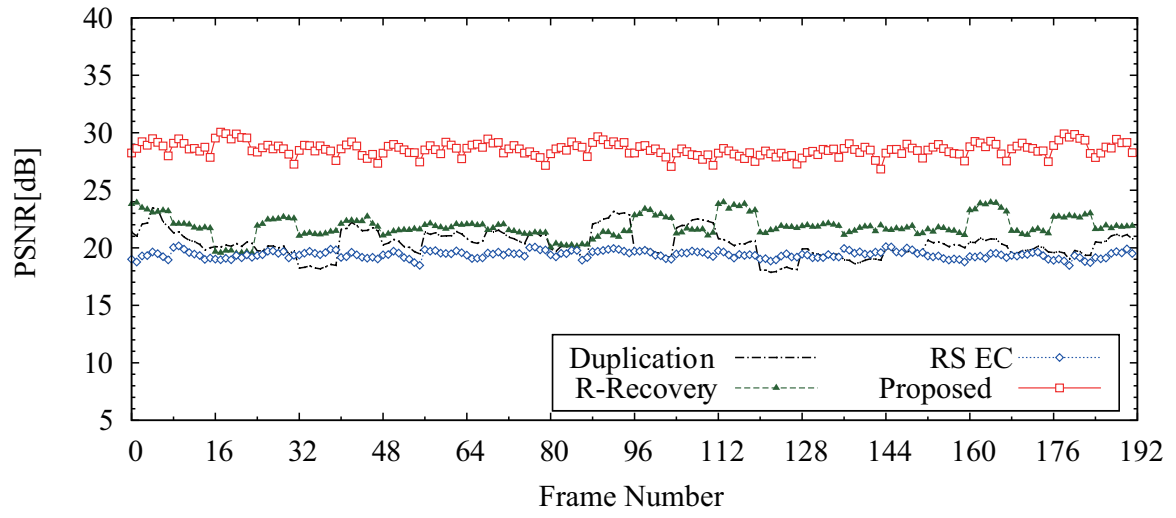


图4.10 Frame-by-frame PSNR result of “*Foreman*” sequence burst bit error length 10 (BER=0.01)

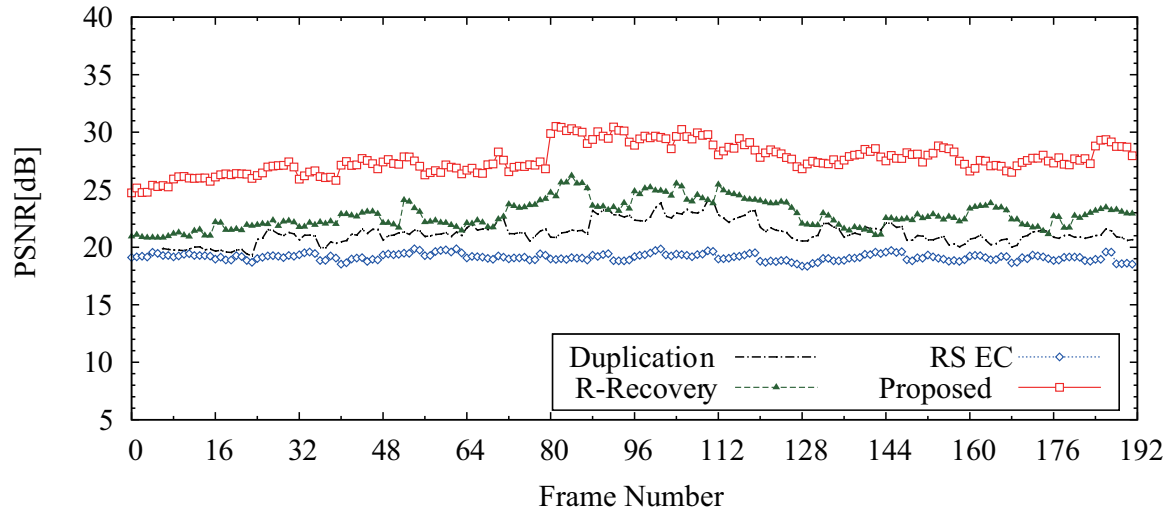


图4.11 Frame-by-frame PSNR result of “*Football*” sequence burst bit error length 10 (BER=0.01)

BER=0.05環境の「平均バースト誤り長」200における“*Highway*”, “*Foreman*”および“*Football*”の各フレーム毎PSNR評価結果を, 図4.12, 図4.13および図4.14のそれぞれに示す. 二重化方式が, 多くの誤った最低周波数領域係数の復元に失敗していることに起因し, 3つのビデオにおける評価結果において, いくつかGOPで局所的な性能低下が見られる(例えば, 137~144フレーム). 一方, RS EC方式は, 誤った最低周波数領域係数の復元に100%成功しているため, 3つのビデオにおける評価結果において, 目立った性能低下が見られない. さらに, 提案方式とRS ECの評価結果比較から, High-band EC手法が更なる再生品質の向上を実現していることがわかる. また, “*Highway*”, “*Football*”および“*Football*”の評価結果を比較すると, High-band EC手法は, 速い動きよりも遅い動きのビデオに対して効果的に機能していることがわかる.

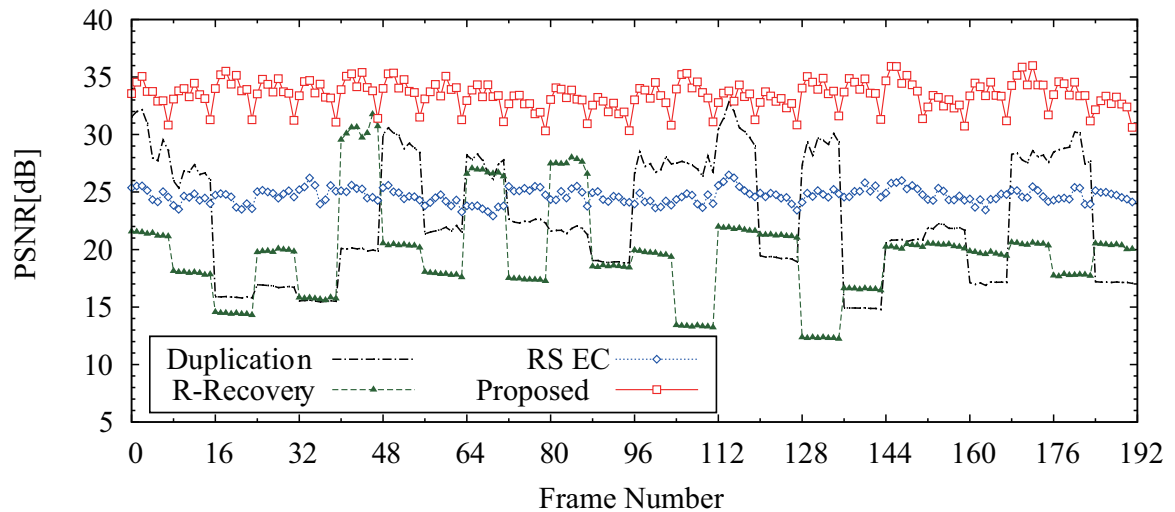


図4.12 Frame-by-frame PSNR result of “*Highway*” sequence burst bit error length 200 (BER=0.05)

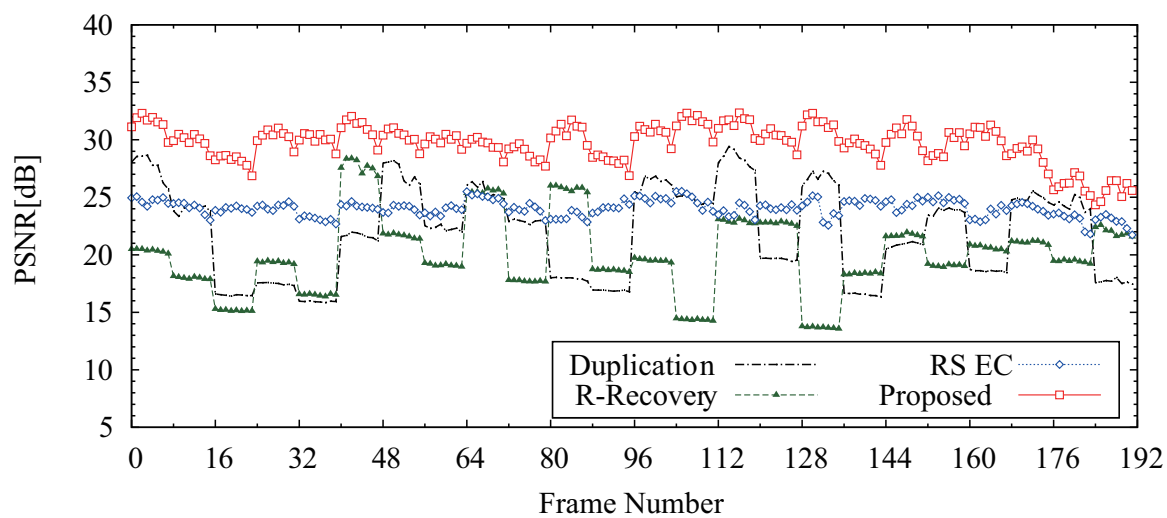


图4.13 Frame-by-frame PSNR result of “*Foreman*” sequence burst bit error length 200 (BER=0.05)

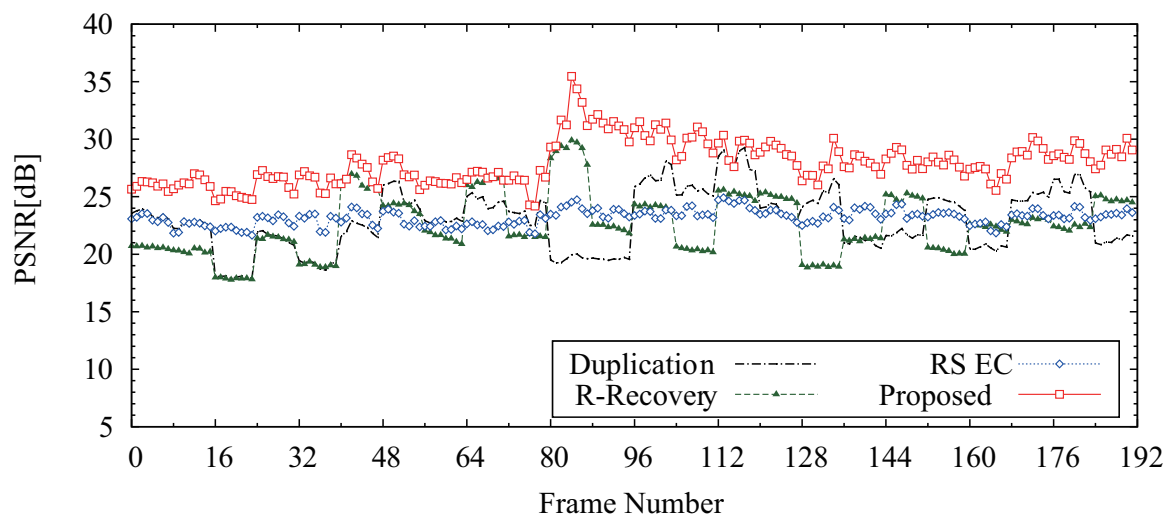


图4.14 Frame-by-frame PSNR result of “*Football*” sequence burst bit error length 200 (BER=0.05)

再構成フレームの比較評価

図4.15(a), (b), (c)および(d)に, 「平均バースト誤り長」が10およびBER=0.01における, “*Highway*”の第80フレームに対する, エラーフリー, 二重化方式, 方式, および提案方式の再生画像をそれぞれ示す.



(a) error-free



(b) duplication method



(c) R-Recovery



(d) proposed method

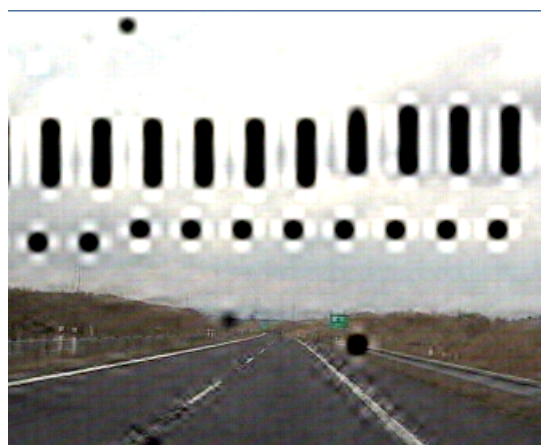
図4.15 Sample results of the “*Highway*” sequence burst error length 10 and frame #80 (BER=0.01)

二重化方式の結果(図4.15(b))およびR-Recovery(図4.15(c))では, 誤った最低周波数領域係数に起因する, 多くの大きな黒いノイズが現れている. 一方, 提案方式の結果(図4.15(d))では, ほぼ全ての大きな黒いノイズが, RS EC手法の効果により消えている. しかし, 誤った高周波領域係数に起因する数個のノイズが現れている.

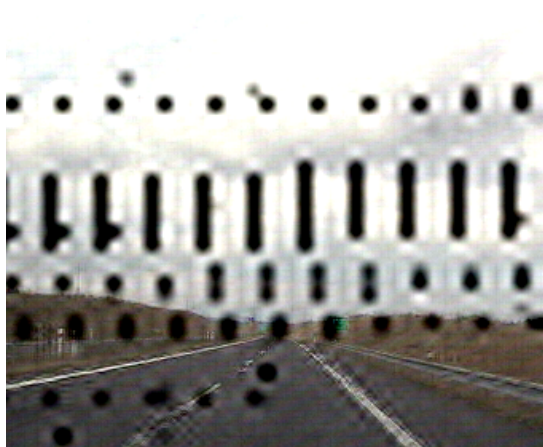
図4.16(a), (b), (c)および(d)に, 「平均バースト誤り長」が200およびBER=0.05における, “*Highway*”の第32フレームに対する, エラーフリー, 二重化方式, R-Recovery方式, および提案方式の再生画像をそれぞれ示す.



(a) error-free



(b) duplication method



(c) R-Recovery



(d) proposed method

図4.16 Sample results of the “*Highway*” sequence burst error length 200 and frame #32 (BER=0.05)

二重化方式の結果(図4.15(b))およびR-Recoveryの結果(図4.15(c))では, 誤った最低周波数領域係数に起因する, 多くの黒い棒状ノイズが現れている. 一方, 図4.15の結果同様に, 提案方式の結果(図4.16(d))は, 提案のRS ECおよびHigh-band EC手法が効果的に機能していることを示している.

図4.17(a)および(b)に、「平均バースト誤り長」が200およびBER=0.05における，“Football”の第164フレームに対する，二重化方式および提案方式の再生画像をそれぞれ示す．同じく，“Foreman”の二重化方式および提案方式の再生画像を，図4.18(a)および(b)に示す．“Football”および“Foreman”における両方式の各再生画像は，“Highway”の結果と同様に提案のRS ECおよびHigh-band ECが効果的に機能していることを示している．

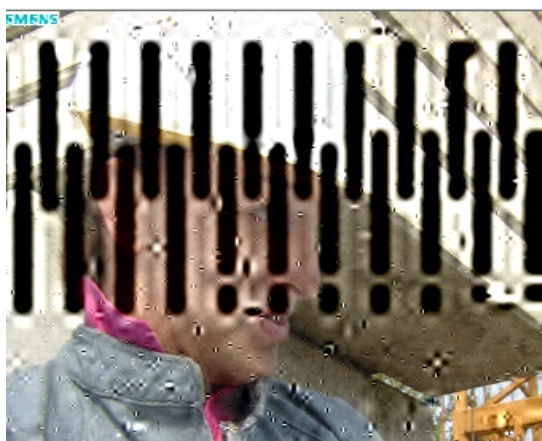


(a) duplication method



(b) proposed method

図4.17 Sample results of the “Football” sequence burst error length 200 and frame #164 (BER=0.05)



(a) duplication method



(b) proposed method

図4.18 Sample results of the “Foreman” sequence burst error length 200 and frame #164 (BER=0.05)

4.3 パケット損失伝送路

4.3.1 シミュレーション諸元

提案方式を，パケットが独立した同一分布で損失する，ランダムパケット損失チャンネルで評価を行った．このチャンネルでは，パケットは誤りを含まず完全に受信されるか，損失するかのいずれかであると仮定し，損失したパケットに格納されていた係数は，値ゼロとして扱う．評価ビデオの192フレームを50回繰り返し伝送することにより，提案方式の評価を行った．シミュレーション諸元を，表4.2に示す．提案方式の性能は，二重化方式およびR-Recovery方式と比較を行った．

表4.2 Simulation parameters (random packet loss channel)

Test video sequences (CIF-352 × 288)	<i>Bridge.yuv, Carphone.yuv, Flower.yuv, Football.yuv, Foreman.yuv, Highway.yuv</i>
Size of GOP	8, 16 frames / GOP
Number of DGs	1584
Spatial DWT filter	Daubechies 9/7
Spatial decomposition levels	3
Temporal DWT filter	Harr
Temporal decomposition levels	3, 4
Packet loss rate (PLR)	0.01 – 0.20

4.3.2 二重化方式およびR-Recovery方式との評価結果

最低周波数領域係数の誤り率評価

6つの評価ビデオにおける，「最低周波数領域係数の誤り率」対「平均バースト誤り長」の結果を表4.3に示す．なお，R-Recovery方式は，最低周波数領域係数を推定値により修復するため，この比較評価から除外している．

各RS-EC($D = d$)は，分割数 $D = d$ ($d \in \{1, 2, 4\}$)による(198,99)RS符号を採用した方式である．評価結果から，提案方式のみがパケット損失率(PLR:packet loss rate)が

0.20に至るまで，損失した最低周波数領域係数を100%復元しているのが確認できる．

表4.3 LL coefficient recovery rate

PLR	<i>Bridge</i>			<i>Carphone</i>		
	0.10	0.15	0.20	0.10	0.15	0.20
Duplication	0.900	0.850	0.799	0.900	0.850	0.799
RS-EC($D=1$)	1.000	0.996	0.883	1.000	0.996	0.883
RS-EC($D=2$)	1.000	0.999	0.941	1.000	0.998	0.926
RS-EC($D=4$)	1.000	1.000	0.998	1.000	1.000	0.997
Proposed	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000
	<i>Flower</i>			<i>Football</i>		
	0.10	0.15	0.20	0.10	0.15	0.20
Duplication	0.900	0.850	0.799	0.900	0.850	0.799
RS-EC($D=1$)	1.000	0.996	0.883	1.000	0.996	0.883
RS-EC($D=2$)	1.000	0.999	0.956	1.000	0.998	0.928
RS-EC($D=4$)	1.000	1.000	0.997	1.000	1.000	0.995
Proposed	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000
	<i>Foreman</i>			<i>Highway</i>		
	0.10	0.15	0.20	0.10	0.15	0.20
Duplication	0.900	0.850	0.799	0.900	0.850	0.799
RS-EC($D=1$)	1.000	0.996	0.883	1.000	0.996	0.883
RS-EC($D=2$)	1.000	0.999	0.938	1.000	0.998	0.935
RS-EC($D=4$)	1.000	1.000	0.997	1.000	1.000	0.995
Proposed	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000

平均PSNR性能評価

PLR0.20における各評価ビデオの平均PSNR性能評価を表4.4に示す．“Improvement”列の各値は，二重化方式に対する提案方式のPSNR改善値を示す．各評価ビデオの結果において，提案方式が他の方式と比較して最も良い性能を実現している．さらに，評価結果から，提案方式が“*Football*”，“*Flower*”の速い動きの評価ビデオと比較して“*Bridge*”，“*Highway*”などの遅い動きに対して効果的に機能しているといえる．

表4.4 Average PSNR performance (PLR = 0.20)

Video sequence		Dupli- cation	R- Recovery	Proposed	Improve- ment
<i>Bridge</i>	PSNR[dB]	30.897	27.409	36.602	5.706
	Bit rate[bit/pixel]	1.977	1.987	1.970	-
<i>Carphone</i>	PSNR[dB]	31.025	29.266	32.426	1.401
	Bit rate[bit/pixel]	1.805	1.815	1.798	-
<i>Flower</i>	PSNR[dB]	24.513	23.134	25.578	1.065
	Bit rate[bit/pixel]	3.160	3.169	3.155	-
<i>Football</i>	PSNR[dB]	27.883	27.150	28.874	0.991
	Bit rate[bit/pixel]	1.993	2.002	1.989	-
<i>Foreman</i>	PSNR[dB]	28.155	26.015	30.440	2.285
	Bit rate[bit/pixel]	1.878	1.888	1.870	-
<i>Highway</i>	PSNR[dB]	30.718	27.430	35.513	4.794
	Bit rate[bit/pixel]	1.685	1.695	1.678	-

“*Bridge*”および“*Flower*”における「平均PSNR」対「PLR」性能を、図4.19および図4.20にそれぞれに示す。“*Bridge*”の評価結果から、提案方式はPLRが高くなると、平均PSNR性能が低下しながらも、他の2方式との性能差は開くことが確認できる。提案方式のみが、PLR0.20において損失した最低周波数領域係数の復元に100%成功しており、これが平均PSNR性能の差に現れている。一方、“*Flower*”の評価結果では、PLRが高くなっても提案方式と他の2方式との性能差が広がっていない。これは、高周波領域係数値が広く分布するビデオほど処理精度が下がる、High-band ECの処理に起因している。図3.8に示すように、“*Flower*”の高周波領域係数値は広い範囲に分布しており、提案方式は、損失した最低周波数領域係数の復元に100%成功しているにもかかわらず、高いPLR環境では低いPSNR性能にとどまっている。

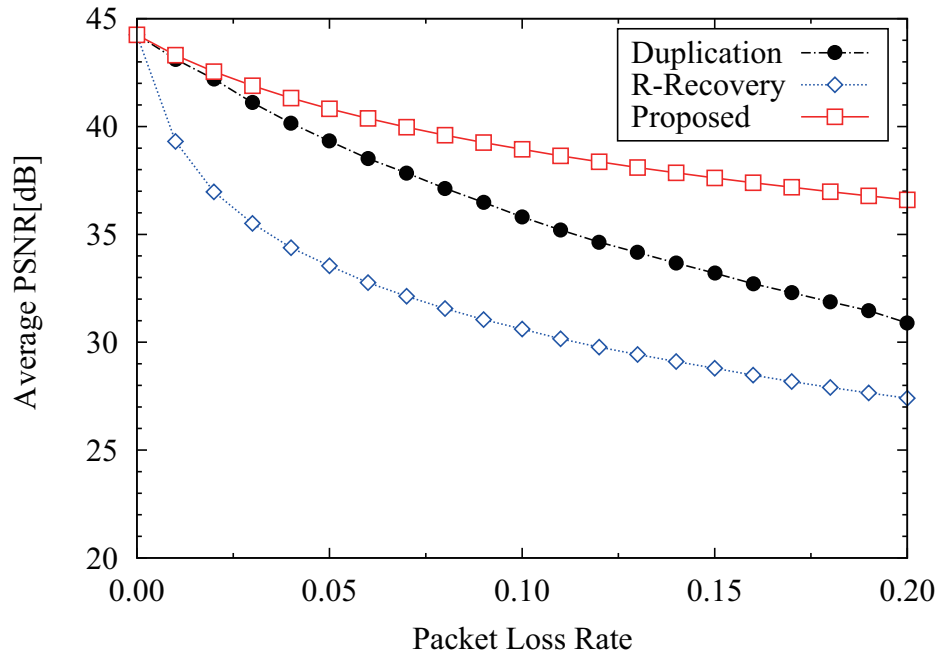


图4.19 Average PSNR performance of “*Bridge*” sequence

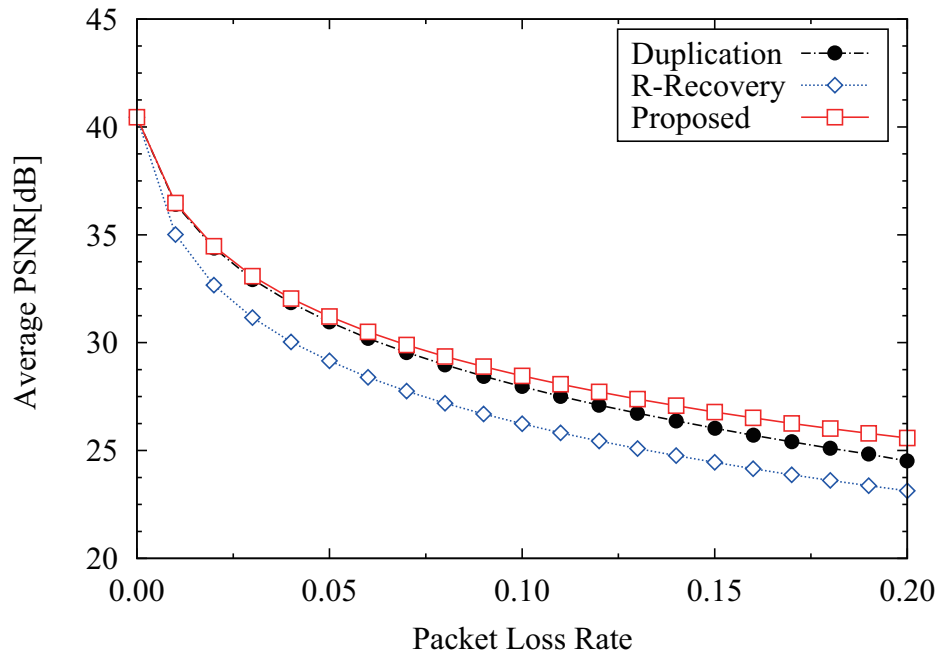


图4.20 Average PSNR performance of “*Flower*” sequence

フレーム毎PSNR性能評価

図4.21にPLR0.20における“*Bridge*”の各フレーム毎PSNR評価結果を示す．提案方式は，ほぼ平坦な高いPSNR性能を示している．一方，他の2方式の結果では，いくつかのGOPにおいて，損失した最低周波数領域係数の復元失敗に起因する，PSNR性能の局所的低下が見られる．第16GOP(120～127フレーム)および第20GOP(152～159フレーム)では，二重化方式でも提案方式同様に最低周波数領域係数の復元に100%成功しているため高い平均PSNR性能を示している．

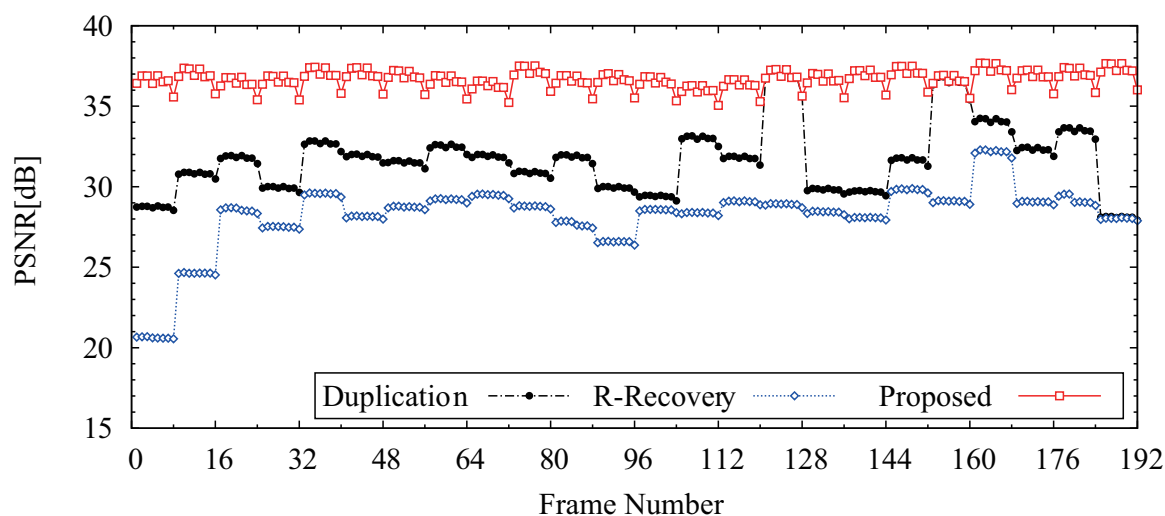


図4.21 Frame-by-frame PSNR result of “*Bridge*” sequence (PLR=0.20)

図4.22にPLR0.20における“*Flower*”の各フレーム毎PSNR評価結果を示す．速い動きのビデオである“*Flower*”では，提案方式が3方式の中で最も高いPSNR性能を示しているが，R-Recovery方式において2つのGOP(0～7および8～15フレーム)で局所的な性能低下がみられるものの，3方式で大きな性能差はみられない．表4.3に示した通り，提案方式のみが最低周波数領域係数の復元に100%成功しているが，High-band ECの精度が影響しPSNR性能を下げている．

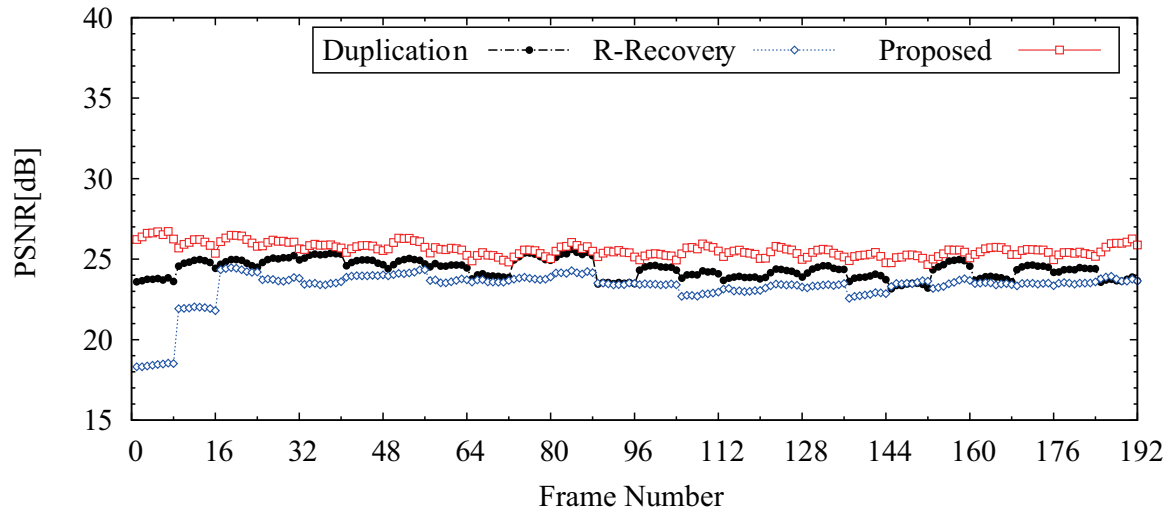


図4.22 Frame-by-frame PSNR result of “*Flower*” sequence (PLR=0.20)

再構成フレームの比較評価

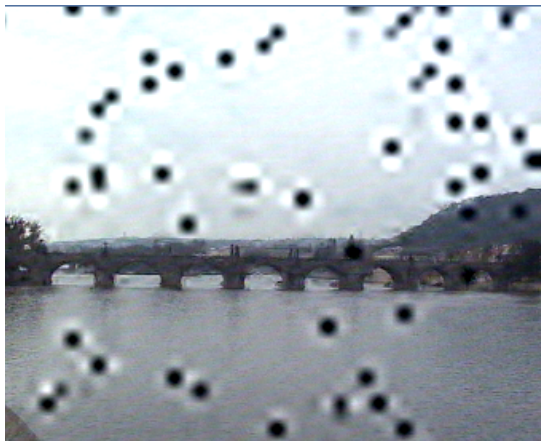
図4.23(a), (b), (c)および(d)に, $PLR=0.20$ における, “*Bridge*”の第2フレームに対する, EC手法未処理, 二重化方式, R-Recovery方式, および提案方式の再生画像をそれぞれ示す. R-Recovery方式の結果では, 損失した最低周波数領域係数復元失敗に起因する, 多くの大きな黒いノイズが現れている. 二重化方式の結果においても, 損失した最低周波数領域係数の復元に100%成功しておらず, 数個の大きな黒いノイズが現れている. 一方, 提案方式は, 損失した最低周波数領域係数の復元に100%成功しており, ノイズは見られない.



(a) Erroneous



(b) Duplication method



(c) R-Recovery method



(d) proposed method

図4.23 Sample results of the “*Bridge*” sequence ($PLR=0.20$)

図4.24(a)および(b)にPLR=0.20における，“*Flower*”の第4フレームに対する，二重化方式，および提案方式の再生画像をそれぞれ示す．第4フレームは第1GOPに属し，図4.22し示す通り，二重化方式のPSNR性能が提案方式と比較して約3dB低い．これは，最低周波数領域係数の修復失敗に起因し，再生画像にも6個の黒いノイズとして表れている．一方，提案方式では他の評価ビデオ同様に，最低周波数領域係数を100%還元しており，目立ったノイズも無く鮮明な再生画像となっている．



(a) Duplication method



(b) Proposed method

図4.24 Sample results of the “*Flower*” sequence (PLR=0.20)



(a) Duplication method



(b) Proposed method

図4.25 Sample results of the “*Foreman*” sequence (PLR=0.20)

4.3.3 Inter-Protection方式との評価結果

表4.5に、PLR=0.00および0.20における6つの評価ビデオに対する平均PSNR性能を要約する．PLR=0.00環境における結果では，すべての評価ビデオに対して提案方式がInter-Protection方式と比較して良いPSNR性能を示しているが，PLR=0.20環境では，“*Flower*”と“*Foreman*”において劣ったPSNR性能を示している．しかし，速い動きのビデオの代表として評価を行った“*Flower*”における提案方式の結果では，Inter-Protection方式と比較して，最高で9dBの性能差が確認できる．これは，6つの評価ビデオの中で最大の性能差である．

表4.5 Average PSNR performance (PLR = 0.00 and 0.20)

		Proposed		Inter-Protection	
		0.00	0.20	0.00	0.20
<i>Bridge</i>	PSNR[dB]	40.204	39.028	38.861	37.030
	Bit rate[bit/pixel]	0.196		0.142	
<i>Carphone</i>	PSNR[dB]	42.437	32.738	33.129	32.692
	Bit rate[bit/pixel]	0.604		0.602	
<i>Flower</i>	PSNR[dB]	35.494	25.586	26.504	25.953
	Bit rate[bit/pixel]	2.381		2.298	
<i>Football</i>	PSNR[dB]	34.384	27.822	26.106	25.975
	Bit rate[bit/pixel]	1.016		1.139	
<i>Foreman</i>	PSNR[dB]	39.857	30.850	32.361	31.898
	Bit rate[bit/pixel]	0.782		0.815	
<i>Highway</i>	PSNR[dB]	42.538	36.098	33.953	33.462
	Bit rate[bit/pixel]	0.331		0.337	

“*Flower*”と“*Bridge*”における、「平均PSNR性能」対「PLR」の評価結果を図4.26に示す。Inter-Protection方式のエンコーダは、ターゲットPLRを0.20に設定し、それに対して最適化されているため、PSNR性能がPLRの値にほぼ影響を受けていない。一方，“*Flower*”に対する提案方式のPSNR性能は、PLRの値が低下すると著しく改善しているのが確認できる。

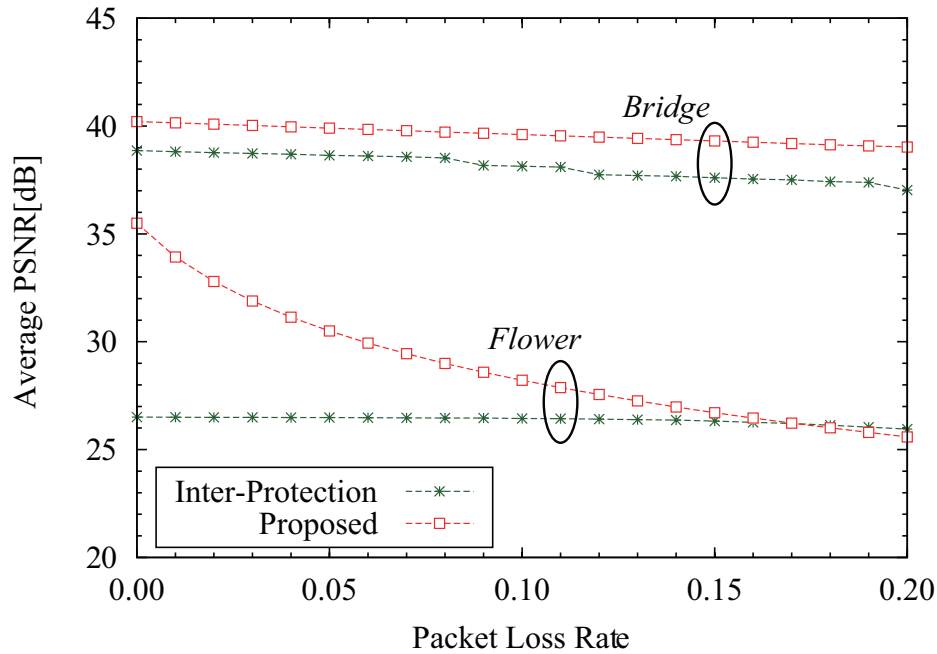


図4.26 Average PSNR performance of “*Bridge*” and “*Flower*” sequences

図4.27(a)および(b)に、PLR=0.20における，“*Bridge*”の第50フレームに対する、Inter-Protection方式および提案方式の再生画像をそれぞれ示す。Inter-Protection方式では、橋、山などの輪郭がぼやけているが、提案方式では鮮明に再構成されているのが確認できる。

図4.28(a)および(b)に、PLR=0.20における，“*Flower*”の第39フレームに対する、Inter-Protection方式および提案方式の再生画像をそれぞれ示す。Inter-Protection方式では、空と樹木の境界に白い影が現れているが、それと比較して提案方式では鮮明に再構成されているのが確認できる。さらに、庭の着目すると、提案方式はInter-Protection方式と比較して、花を鮮明に再構成しているのが確認できる。



(a) Inter-Protection method



(b) Proposed method

图4.27 Sample results of the “*Bridge*” sequence (PLR=0.20)



(a) Inter-Protection method



(b) Proposed method

图4.28 Sample results of the “*Flower*” sequence (PLR=0.20)

4.4 まとめ

この章では，第3章で説明した2つの異なる伝送路に対する提案方式について，下記の性能について従来の方式との比較により評価を行った．

- 最低周波数領域係数の誤り率
- 平均PSNR性能
- フレーム毎PSNR性能
- 再構成フレームの画質

最低周波数領域係数の誤り率評価では，従来の方式と比較して2つの提案方式が，それぞれが対象とする伝送路モデルにおいて最も良い性能を示した．その性能が平均PSNR性能，フレーム毎PSNR性能および再構成フレーム画質の主観評価に反映された結果が示され，提案方式の有効性が確認された．また，高周波数領域係数の誤りが，PSNR性能および再構成フレーム画質に与える影響も少なくはなく，提案のHigh-band ECの性能は高周波数領域係数値の分散に左右され，相対的に動きの速い動画像ほど，高周波数領域係数値が広く分散しており，High-band ECの性能を下げる結果となった．評価で用いたすべての動画像において提案方式が最も良い性能を示したが，相対的に動きの遅い動画像ほど効果的に機能することが確認された．

第5章

結論

本論文では3D DWTに基づく動画像の伝送における誤り耐性強化を目的とし、損失した最低周波数領域係数をインバーティブル符号により復元する伝送方式を提案した。本論文の概要は以下のとおりである。

- 第1章では、本研究の目的について述べた。
- 第2章では、3D DWTに基づく動画像伝送の誤り耐性強化について、従来の、二重化方式、R-Recovery方式およびInterpacket Loss Protection方式について特徴を整理し、それらの欠点を明確にした。さらに、本研究でインバーティブル符号として採用したRS符号の構成と特徴をまとめた。
- 第3章では、誤り耐性強化を目的とした、符号化率 $1/2$ のRS符号をインバーティブル符号として用いた3D DWTに基づく動画像の伝送方式を提案した。提案方式では、3D DWTの最低周波数領域係数を情報系列として抽出し、インバーティブル符号で用いるパリティ系列を生成し、これを二重化方式の複製係数に換えて伝送する。さらに、ブロックインターリーブ効果による提案方式の更なる誤り耐性向上を可能とする、最低周波数領域係数から情報系列を構成する手法を提案した。
- 第4章では、バーストビット誤りチャネルおよび、ランダムパケット損失チャネルにおいて、提案方式と従来の誤り耐性強化方式をコンピュータシミュレーションにより比較評価を行った。そのなかで、最低周波数領域係数の誤り率、平均PSNR性能、フレームごとのPSNR性能および、動画像の再構成フレームの比較評価により、提案方式の有効性を示した。

シミュレーション評価において，提案方式は $PLR=0.20$ 環境まで最低周波数領域成分の復元に成功している．しかし， PLR が高くなると高周波数領域成分の損失に起因する再生画質劣化も大きくなる．従来方式および提案方式では，バイリニア補間を用いてエラーコンシールメント処理を行っているが，更なる再生画質の向上のために，高周波数領域係数の損失に対する新たな手法の開発が今後の課題である．

謝辞

本研究は、著者が北海道大学大学院情報科学研究科メディアネットワーク専攻に在学中の、2014年10月より現在にいたる約3年半に渡って行ったものである。本研究の遂行のみならず、終始御指導、御鞭撻を頂いた北海道大学大学院情報科学研究科、長谷山美紀教授に深く感謝します。

本論文をまとめるにあたりご助言をいただき、副査をお引き受けいただいた北海道大学大学院情報科学研究科、荒木健治教授、坂本雄児教授ならびに山本強教授に深く感謝いたします。

小川貴弘准教授におかれましては、本論文をまとめるにあたり、ご助言ならびに校正をしていただき深く感謝いたします。

本研究のきっかけをご提供いただき、研究についてご指導・ご支援を頂きました広島市立大学の田中宏和教授に深く感謝いたします。

本研究に際して、職場で様々なご指導・ご協力を頂きました職業能力開発総合大学の山崎彰一郎教授および松嶋智子教授に深く感謝いたします。

参考文献

- [1] Y. Guo, Y. Chen, Y.-K. Wang, H. Li, M. Hannuksela, and M. Gabbouj, “Error resilient coding and error concealment in scalable video coding,” *IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol.*, vol.19, no.6, pp.781-795, (June 2009).
- [2] ISO/IEC 109181, “Information technology Digital compression and coding of continuous-tone still images: Requirements and guidelines”.
- [3] ISO/IEC 11172-1:1993, “Information technology – Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to about 1,5 Mbit/s – Part 1: Systems”.
- [4] ISO/IEC 13818-1:2015, “Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information – Part 1: Systems”.
- [5] ITU-T Recommendation H.264, “Advanced Video coding for generic audiovisual services”.
- [6] A. Luthra , G. J. Sullivan and T. Wiegand, “Introduction to the special issue on the H.264/AVC video coding standard”, *IEEE Trans. Circuits & Syst. Video Technol.*, vol.13, no.7, pp.557 -559, (July 2003).
- [7] Wiegand, Thomas, et al. “Overview of the H. 264/AVC video coding standard,” *IEEE Trans. Circuits & Syst. Video Technol.*, vol.13, no.7, pp.560-576, (July 2003).
- [8] Sikora, Thomas. “Trends and perspectives in image and video coding,” *Proc. IEEE*, vol.93, no.1, pp. 6-17, (2005).
- [9] Kim, Sung-Eun, Jong-Ki Han, and Jae-Gon Kim. “An efficient scheme for motion estimation using multireference frames in H. 264/AVC,” *IEEE Trans. on Multimedia*, vol.8, no.3, pp.457-466, (June 2006).

- [10] J.M.Shapiro, "Embedded image coding using zerotrees of wavelet coefficient," IEEE Trans. Signal Proc., vol. 41, pp.3445-3462, (Dec. 1993).
- [11] ISO/IEC 154441, "Information technology JPEG 2000 image coding system Part 1: Core coding system".
- [12] Adami, Nicola, Alberto Signoroni, and Riccardo Leonardi. "State-of-the-art and trends in scalable video compression with wavelet-based approaches," IEEE Trans.,Circuits and Systems for Video Technology, vol.17, no.9 pp.1238-1255, (Sept. 2007).
- [13] Weeks, Michael, and Magdy A. Bayoumi. "Three-dimensional discrete wavelet transform architectures," IEEE Trans. Signal Proc., vol.50, no, pp.2050-2063, (Aug. 2002).
- [14] Ohm, Jens-Rainer, Mihaela van der Schaar, and John W. Woods. "Interframe wavelet coding-motion picture representation for universal scalability," Signal Processing: Image Comm., vol.19, no.9, pp. 877-908, (Oct. 2004).
- [15] Das, Anirban, Anindya Hazra, and Swapna Banerjee. "An efficient architecture for 3-D discrete wavelet transform," IEEE Trans., Circuits and Systems for Video Technology, vol. 20, no.2, pp.286-296, (Feb. 2010).
- [16] B.E.Usevitch, "A tutorial on modern lossy wavelet image compression: Foundations of JPEG2000," IEEE Signal Proc. Mag., vol. 18, pp.22-35, (Sept, 2001).
- [17] L. Zhang, "Embedded coding of the motion-compensated 3-D wavelet coefficients by concatenating spatial and temporal orientation trees," Proc. IEEE International Conference on Multimedia and Expo (ICME 2006),pp.1661-1664, (July 2006).
- [18] P.Frossard, "FEC performance in multimedia streaming," IEEE Commun. Lett., vol.5, no.3, pp.122-124, (Mar.2001).
- [19] S. Cho, and W.A. Pearlman, "Improved error resilient embedded video coding," Proceedings of Data Compression Conference, pp. 83-92, (Mar. 2003).
- [20] Hojin Ha and Changhoon Yim, "Layer-weighted unequal error protection for scalable video coding extension of H.264/AVC," IEEE Trans.on Consumer Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 736-744, (May 2008).

- [21] J.Xiao, T.Tillo and Y,Zhao, "Real-time video streaming using randomized expanding Reed-Solomon code," *IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol.*, vol.23, no.11, (Nov. 2013).
- [22] V. K. Goyal, "Multiple description coding: Compression meets the network," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol.18, no.5, pp.74-93, (Sep. 2001).
- [23] F. Verdicchio, A. Munteanu, A. I. Gavrilescu, and P. Schelkens, "Embedded multiple description coding of video," *IEEE Trans. Image Proc.*, vol.15, no.10, pp.3114-3130, Oct. 2006.
- [24] I.V. Bajic and J.W.Woods, "Domain-based multiple description coding of images and video," *IEEE Trans. Image Process.*, vol.12, no.10, pp.1211-1225, (May 2003).
- [25] J. Zhu and R. M. Dansereau, "Error-resilient and error concealment 3-D SPIHT for multiple description video coding with added redundancy," *IEEE Trans. Circuits Syst. for Video Technol.*, vol. 22, no. 6, (2012).
- [26] S.Kim, H.Tanaka, T.Ogawa, and M.Haseyama, "Error-resilient 3-D wavelet video coding with duplicated lowest sub-band coefficients and two-step error concealment method," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E93-A, no.11,pp.2173-2183, (Nov. 2010).
- [27] H.Tanaka, S.Kim, T.Ogawa, and M.Haseyama, "Performance of spatial and temporal error concealment method for 3D DWT video coding in packet loss channel," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E95-A, no.11,pp.2015-2022, (Nov. 2012).
- [28] W. Yao, S. Wenger, J. Wen, and A. Katsaggelos, "Error resilient video coding techniques," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 17, pp. 61-82, (July 2000).
- [29] E.Belyaev, A.Vinel, A.Surak and M.Gabbouj, "Robust vehicle-to-infrastructure video transmission for road surveillance applications," *IEEE Trans. on Vehicular Technol.*, vol.64, no.7, pp.2991-3002, (July 2015).
- [30] Y.-G.Wu and C.-H.Wu, "Image vector quantization indices recovery using lagrange interpolation," *IEEE Proc., International Conference on Multimedia and Expo (ICME 2006)*, pp.1197-1200, (July 2006).

- [31] I.V.Bajic, "Adaptive MAP error concealment for dispersively packetized wavelet-coded images," *IEEE Trans. Image Process.*, vol.15, no.5, pp.1226-1235, (May 2006).
- [32] Z.Wang, A.C. Bovik, H.R.Sheikh, and E.P.Simoncelli, "Image quality assessment: From error visibility to structural similarity," *IEEE Trans. Image Process.*, vol.13, no.4, pp.600-612, April 2004.
- [33] B. Sklar : "Reed Solomon Codes," http://ptgmedia.pearsoncmg.com/images/art_sklar7_reed-solomon/elementLinks/art_sklar7_reed-solomon.pdf, accessed June 20 2016.
- [34] Peterson, William Wesley, and EJ Jr Weldon : "Error-correcting codes," The MIT Press, (1972).
- [35] R. L. Joshi, V. J. Crump, and T. R. Fisher, "Image subband coding using arithmetic and trellis coded quantization," *IEEE Trans. Circuits Syst.Video Technol.*, vol. 5, pp. 515-523, (Dec. 1995).
- [36] Y. Yoo, A. Ortega, and B. Yu, "Image subband coding using contextbased classification and adaptive quantization," *IEEE Trans. Image Processing*, vol. 8, pp.1702-1715, (Dec. 1999).
- [37] S.Grace Chang, Bin Yu, Martin Vetterli, "Adaptive wavelet thresholding for image denoising and compression," *IEEE Trans. Image Processing*, vol.9, pp.1532-1546, (Sep. 2000).
- [38] Gilbert, Edgar N. "Capacity of a burst-noise channel," *Bell Syst. Tech. J.*, vol.39, pp.1253-1265, Sept. 1960.
- [39] B. Han and S. Lee, "Efficient Packet Error Rate Estimation in Wireless Networks," *IEEE Trident Com.*, pp.1-9, May 2007.
- [40] J. R. Yee and E. J. Weldon, "Evaluation of the Performance of Error Correcting Codes on a Gilbert Channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no.8 , pp.2316-2323, Aug. 1995.
- [41] 3D DWT Codec Software, "Real-time scalable video coding based on 3-D discrete wavelet transform," <http://www.cs.tut.fi/~belyaev/3d.dwt.htm>, accessed June. 20. 2016.

著者の研究業績

1. K.Omura, S.Yamasaki, T.Matsushima, H.Tanaka, and M.Haseyama: 「Performance improvement of error-resilient 3D DWT video transmission using invertible codes」, IEICE Trans. on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, Vol.E99-A, No.12, pp.2256-2265 (2016).
2. K.Omura, S.Yamasaki, T.Matsushima, H.Tanaka, and M.Haseyama: 「Error Resilient 3D DWT Video Transmission Using Invertible Codes」, Proc. of Int. Symp. on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Naha, Japan, November 12-15, pp.180—185 (2013).
3. K.Omura, S.Yamasaki, T.Matsushima, H.Tanaka, and M.Haseyama: 「Performance of Error Resilient Method Using Invertible Codes for 3D DWT Video Transmission」, Proc. of 29th Int. Tec. Conf. on Circuit/Systems Computers and Communications, Phuket, Thailand, July 1-4, pp.213—216 (2014).