

誤り訂正符号の複雑性、復号遅延を考慮した即時型動画像並列復号方式

本庄 勝[†] 牧戸 知史[†] 山里 敬也^{††} 岡田 啓^{††}
片山 正昭^{††a)} 小川 明^{†††}

The Real-Time Parallel Video Decoder Considered on the Complexity and Delay of Error Correcting Decoding

Masaru HONJO[†], Satoshi MAKIDO[†], Takaya YAMAZATO^{††}, Hiraku OKADA^{††},
Masaaki KATAYAMA^{††a)}, and Akira OGAWA^{†††}

あらまし 無線環境での動画像通信では、動画像符号化器の要求品質を満たすために、誤り訂正符号等によって符号化データを保護する必要がある。しかしながら誤り訂正復号は、一般に、訂正能力が高いほど処理能力が必要で、ビデオホンのような即時性を要求する動画像メディアでは利用が困難となる。そこで本論文では、誤り訂正復号と動画像復号を統合した、低遅延、低劣化を可能とする即時型動画像並列復号方式を提案する。この方式の最大の特徴は、一つの誤り訂正符号に対して処理時間と訂正能力の異なる二つの復号化器を用意して、動画像の並列復号を行う点である。暫定処理で得られた訂正復号結果で画像（出力画像）を復元する一方、十分な訂正処理をした信頼度の高い結果で画像（参照画像）を復元することで、フレーム間の誤り伝搬を防ぎ、画像品質の劣化を抑制する。この特性を、3次元 DPCM 予測符号化器を使用して解析的に明らかにする。そこで参照値に誤りがなければ通信路雑音による画質劣化は最小になること、予測フィルタの相関値が高いほど、参照画像での雑音の影響が大きく、またこの場合でも参照画像に誤りがなければ、通信路雑音の影響は復元画像にはほとんど影響を与えないことを示す。具体例として、H.263 と接続符号のモデルを用いて計算機シミュレーションによる評価を行っている。この結果、並列復号方式は、グレースフルデグラデーションが実現され、特にレイリーフェージングチャネルではその効果が大きく現れることを示す。また低ビットエネルギー対雑音電力比においても画質はアナログライクな劣化になり、同じ客観評価値であっても主観評価に与える影響は小さいことを示す。

キーワード 動画像無線伝送、雑音耐性、実時間動画像伝送、動画像並列復号、誤り訂正符号

1. ま え が き

動画像の符号化技術は、入力となる自然画像の一般的な性質から、そのほとんどが入力画像（フレーム）間の相関を利用して圧縮している。連続する二つの画

像の対応位置にある画素は、一般に相関値が高い。そこでその差分を符号化することで、統計的偏りから時間方向の冗長を取り除くことができる。

画像間の相関を利用するこの技術は、一般に、フレーム間符号化と呼ばれている。このアルゴリズムをもとにした方式は、動画像メディアに限らず、高圧縮の点で非常に優れた符号化方式である。しかしながら、その反面、雑音に弱く、誤り伝搬によって雑音の混入がない場合にも劣化が発生するなど、無線通信では非常に望ましくない性質ももっている [1]。

通信路雑音の影響を抑えるためには、誤り訂正符号や自動再送要求等のような誤り制御技術を利用する手段が考えられる。誤り訂正符号の中でも強力なものは加法的白色ガウス雑音環境 (AWGN) 下でビットエ

[†] 名古屋大学大学院工学研究科, 名古屋市
Graduate School of Engineering, Nagoya University,
Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

^{††} 名古屋大学情報メディア教育センター, 名古屋市
Center for Information Media Studies, Nagoya University,
Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

^{†††} 名城大学理工学部情報科学科, 名古屋市
Department of Information Science, School of Science
and Technology, Meijo University, 1-501 Shiogamaguti,
Tenpaku-ku, Nagoya-shi, 468-8502 Japan

a) E-mail: honjo@katayama.nuee.nagoya-u.ac.jp

エネルギー対雑音電力比が $0.7[\text{dB}]$ で誤り率 10^{-5} 以下を達成するものもある [15]。そこでその訂正能力を通信品質重視の動画像メディアでも利用することが望ましい。

しかしながら、それには復号処理、複雑さによる遅延時間のペナルティが課せられることを注意しなければならない。例えば、ビデオホンのような双方向通信では、通信品質だけでなく、即時性も念頭におく必要がある。さもないと、発生する遅延時間によっては、画面のフリーズ等の原因ともなってしまう。

処理量について動画像符号化と誤り訂正符号化の特徴を比較すると、それらは大きく異なっている。高圧縮効率を目指してきた動画像符号化は、圧縮技術の向上とともに符号化器側の構造が複雑化の傾向にある。しかしながら復号化器側は、比較的少ない計算量ですむことが多い。国際標準の MPEG, H.26x では、復号化器側にあまり負荷を与えないことが標準化の位置付けでなされている。MPEG-1 では実際に必要となる復号化器の所要演算量は、符号化器の $1/5 \sim 1/20$ ほどである [3]。それに比べ、誤り訂正符号では、複雑化に伴い復号化器側に処理能力を必要とする。誤り訂正符号には線形符号、畳込み符号等数多く存在するが、一般に訂正能力が優れているものほど復号に遅延時間や複雑性を伴うのが常である。畳込み符号の場合は拘束長とともに複雑性は指数関数的に増大し、その処理遅延時間を無視することはできない。バースト誤り対策として設けるインタリーバは効果的に誤り訂正符号のような効果をもつが、これもサイズと伝送速度の積に比例したバッファ待ち時間が必要になる。

本論文では、このような誤り訂正符号の即時性と通信品質のトレードオフを緩和する方法として、受信側だけで改善を目指す新しい復号法——即時型動画像並列復号方式を提案する。提案する復号方式は、既存の誤り訂正復号と動画像復号を一体化した構成となっており、低遅延かつ、低劣化を実現する復号方式となっている。

これまでも誤り訂正符号と動画像符号化を組み合わせた統合符号化方式は数多く提案されている [4]～[7]。しかしながら、誤り訂正符号の復号の複雑性を考慮しているものは少ない。また送信側へのフィードバック回線を設けて適応的な動画像符号化を行って低劣化を実現する方式 [1], [2] とも異なっている。

本方式は、既存方式にも簡単に流用でき、1 対多のマルチキャスト通信や放送にも適用可能である。送信

側については、広く用いられているようにフレーム間符号化された予測誤差情報にある誤り訂正符号を施してから送信する。誤り訂正符号は、動画像符号化の要求品質を満たすように十分な符号化を行って受信側に送信する。そして誤り訂正復号の処理時間の問題を受信側で解決する。

フレーム間符号化では、受信した予測誤差情報と、これまでに復号した画像を参照して新しい画像を復元する。本論文では復号によって得られた復元画像を出力画像、その際に参照した画像を参照画像と呼ぶ。もちろん、前画像を参照画像とするフレーム間符号化方式であれば、参照画像とは一つ前の出力画像を指す。提案方式では、動画像復号化器と誤り訂正復号を統合して、参照画像と出力画像を別々に復号する並列復号方式の形となっている。受信側では、まず誤り訂正復号を行うが、ここでは時間をかけずに復号を行う出力と、十分な時間をかけて復号を行う二つの出力を求め、一見、一つの誤り訂正符号に対して複数の復号化器というのは不思議に思えるかもしれない。しかしこの復号化器は一般的によく知られた誤り訂正技術で実現できる。

十分に時間をかけて誤り訂正復号をしたものは、その信頼性は高く、それによって復元する画像は高品質なものとなる。提案並列復号方式では、この信頼性の高い誤り訂正出力をもとに参照画像を復元する。幸い、参照画像は参照する画像の間隔だけ復元画像の生成が遅れてもよく、よって誤り訂正復号化器で十分な時間をかけた処理が可能となる。参照画像は、フレーム周期分だけ余分な時間をかけて誤り訂正復号を行うことで品質の高い復元画像が期待できるため、誤り伝搬の影響を抑えることができる。一方、出力画像については、即時性を維持するため、誤り訂正復号に十分な時間をかけないまま復元するが、そのときに高品質な参照画像を利用することで、即時性のある高品質な復元画像を得ることができる。

以上のように提案する即時型動画像並列復号方式は、出力画像と参照画像を異なる誤り訂正復号出力によってそれぞれ復元する。誤り訂正復号化器は、処理時間に応じて異なる信頼性をもつ二つの出力を得ることを特徴とした復号化器となっている。

即時型動画像並列復号方式の効果を明らかにするため、本論文ではまず 3 次元 DPCM 予測符号化を用いて解析を行っている。参照画像に誤りが無い場合に通信路雑音による画質劣化は最小になること、予測フィ

ルタの相関値が高いほど、参照画像での雑音の影響が大きく、またこの場合でも参照画像に誤りがなければ、通信路雑音の影響は復元画像にはほとんど影響を与えないことを示す。

動画像符号化器は基本的にフレーム間符号化であればよい。また誤り訂正符号については、一つの誤り訂正符号に対して二つの復号処理ができることが必要になる。しかし、それはよく知られた誤り訂正符号で実現できる。本論文では、動画像符号化にITU-T勧告のH.263、誤り訂正符号に連接符号を用いたモデルで計算機シミュレーションによる評価を行う。その結果、本方式は受信電力の低下でも画質が緩やかに劣化するグレースフルデグラデーションが実現でき、更にレイリーフェージング環境ではその効果が大きく現れることを示す。また雑音混入が避けられない低ビットエネルギー対雑音電力比でもその画質はアナログライクな劣化となり、同じ客観的評価値でも主観評価では劣化の影響は小さいことを示す。

本論文は以下の構成となっている。まず2.で即時型動画像並列復号方式のシステムモデルを示した後、3.でその解析による特性評価を行う。具体的なモデルやその適用分野の検討についてを4.にて行う。そして5.においてまとめとする。

2. 即時型動画像並列復号方式

即時型動画像並列復号方式は、誤り訂正符号で保護されたフレーム間符号化の符号化データを即時復号するときに、動画像復号器と誤り訂正復号を統合して誤り訂正復号の処理遅延が発生しないよう低処理で復号処理をする一方、もう一つの復号回路を設けて、通信路にて発生する誤りがフレーム間にわたって波及するのを防ぐ方式である。

図1にシステムモデルを示す。図1(a)は、送信側の符号化器回路構成である。見てわかるように送信側に関しては、通常広く用いられている構成と何ら変わらない。動画像符号化は、フレーム間符号化であるとし、その符号化された符号化データには誤り訂正符号の冗長データが付加され、通信路へと伝送される。

誤り訂正符号は、動画像符号化器の要求品質を満たすための十分強力な符号が選択されている。それゆえそのような訂正符号の復号処理時間は長くなるものと考えられる。

そこで抽象的ではあるが、使用した誤り訂正符号は、複数の復号処理が可能であるとする。それらは、処理

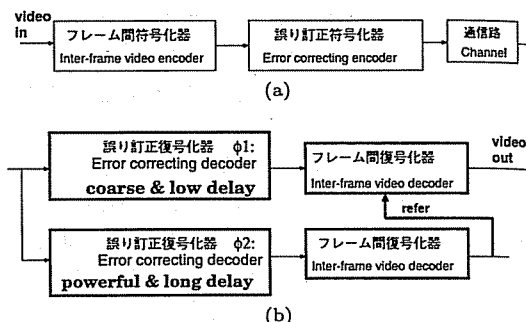


図1 システムモデル (a) 送信側符号化器構成、(b) 即時型動画像並列復号器

Fig. 1 System model. (a) Transmitter, (b) The real-time parallel video decoder.

時間に応じた復号結果となっており、時間的に見ると訂正能力は向上している。つまり、時間的に復号訂正能力が向上していき、異なる時間においては異なる訂正能力で出力が得ることができるものとする。

よって受信側では、図1(b)のように送信側の一つの誤り訂正符号に対して、復号処理時間の異なる二つの誤り訂正復号器、 $\phi 1$, $\phi 2$ を用意する。それぞれの復号器は、次のような特徴をもっている。

$\phi 1$: 訂正能力は低いけれども、即時性を考慮した暫定的な復号処理

$\phi 2$: 訂正能力を高くし、十分な時間をかけた復号処理

ここで個々の出力は、同一の情報に対する復号結果である。これらには復号処理時間と訂正能力(誤り率)の違いがある。

即時型並列復号方式では、この二つの復号結果をもとに動画像の並列復号処理を行う。

2.1 動画像並列復号

先ほどの $\phi 1$, $\phi 2$ の処理結果をもとに画像の復元を行う。動画像復号器は送信側に対応したものを二つ用意する。一つは $\phi 1$ をもとに画像系列を復元し、その復元画像をユーザに表示する。もう一つは $\phi 2$ の復号結果を利用し、バックグラウンドで復号処理を行う。

図2はその並列復号の復元手順を示している。通常フレーム間符号化の復元手順は、既に復元された画像を参照して画像を復元していく。 $\phi 2$ で復元される画像系列の復号手順は、従来の復号器と同じで、既復号化された同系列内の結果を参照することで新たな画像を再現している。

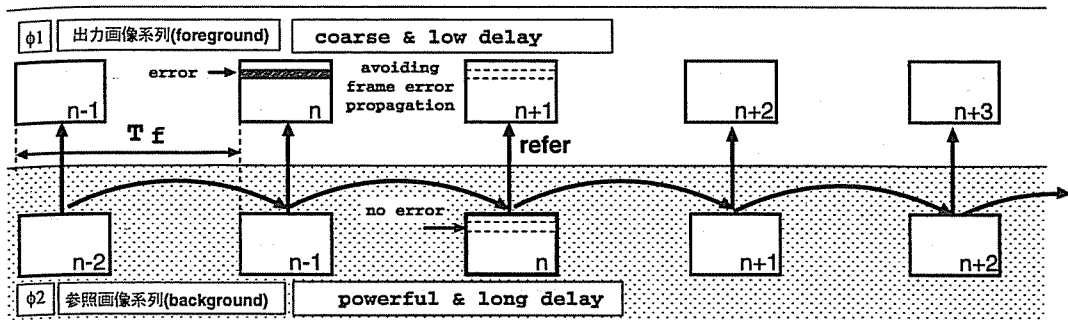


図2 即時型動画並列復号方式の復元手順

Fig. 2 The decoding procedure of the real-time parallel video decoder.

一方, ϕ_1 の復号においては, 必要となる参照画像を ϕ_2 の復元画像から参照することを考える. なぜなら同系列の前画像にしようとする, ϕ_1 の信頼性の低さから誤り伝搬の危険性があるからである. 例えば図では ϕ_1 の復号で, n 番目の画像で誤りが発生している. しかし $n+1$ 番目の画像を復元する際に信頼性の高い ϕ_2 の復元結果を利用することで誤り伝搬を回避している.

ϕ_1 の復号結果をもとに作成された系列を出力画像系列, ϕ_2 によって復号される系列を参照画像系列と呼ぶ.

参照画像が前画像であれば, フレーム周期時間過去の復元結果なので, その参照する画像の時間のずれを利用して, その参照画像を ϕ_2 のもので代用することができる.

なお, ϕ_2 の ϕ_1 に対する復号処理時間の差は, フレーム間符号化での参照画像との時間間隔に依存するので, 例えば参照画像が前画像であれば, 最大はフレーム周期となる.

3. 動画並列復号方式の特性解析

ここではフレーム間符号化の機能を単純化して符号化器を3次元DPCM予測符号化とし, この並列復号方式の特性を解析的に求めることにする.

3.1 動画情報源生成モデル

ここでは3次元に拡張したガウス-マルコフランダムフィールド(3-DGMRF)を動画情報源生成モデルとして用いる. 3-D GMRFの各画素は, 時刻 n のフレームの (i, j) 画素を $S_{n,i,j}$ として, 以下のように表される.

$$S_{n,i,j} = \rho_1 S_{n-1,i,j} + \rho_2 S_{n,i-1,j} + \rho_3 S_{n,i,j-1}$$

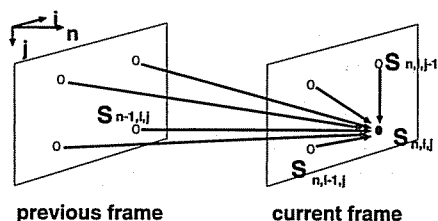


図3 3次元ガウス-マルコフランダムフィールド
Fig. 3 3-D Gauss-Markov Random field (3-D GMRF).

$$\begin{aligned} & -\rho_1 \rho_2 S_{n-1,i-1,j} - \rho_2 \rho_3 S_{n,i-1,j-1} \\ & -\rho_1 \rho_3 S_{n-1,i,j-1} \\ & + \rho_1 \rho_2 \rho_3 S_{n-1,i-1,j-1} \\ & + W_{n,i,j} \end{aligned} \quad (1)$$

ここで ρ_m は, 隣接画素との相関値で, $0 \leq |\rho_m| \leq 1, m = 1, 2, 3$ である. $\{W_{n,i,j}\}$ は平均ゼロ, 共通分散 $\sigma_w^2 = \sigma_s^2(1 - \rho_1^2)(1 - \rho_2^2)(1 - \rho_3^2)$ の3次元定常無記憶ガウス情報源(i.i.d.), σ_s^2 は信号系列の分散, つまり $\sigma_s^2 = \text{var}\{S_{n,i,j}\}$ である. $0 \leq i < K, 0 \leq j < L, 0 \leq n$ の範囲で $S_{n,i,j}$ は定義され, 因果律を満たすよう初期値は定義されているものとする. なお $K \times L$ は画像のフレームサイズである. 連続信号系列は横ごと, 時間ごとにラスタスキャンされ, 信号の生成過程は図3のようになる. この情報源を用いて並列復号方式の評価を行う.

3.2 3次元DPCM予測符号化を用いた解析評価

3次元DPCM予測符号化器で表現された図1(a), (b)の解析モデルを図4に示す.

すべての処理の流れは画素単位としている. ここで動画の inputs を, $S_{n,i,j}$, 符号化器の変数を, それぞれ, 予測値 $\hat{S}_{n,i,j}$, 予測誤差値 $E_{n,i,j}$, 量子化誤差値

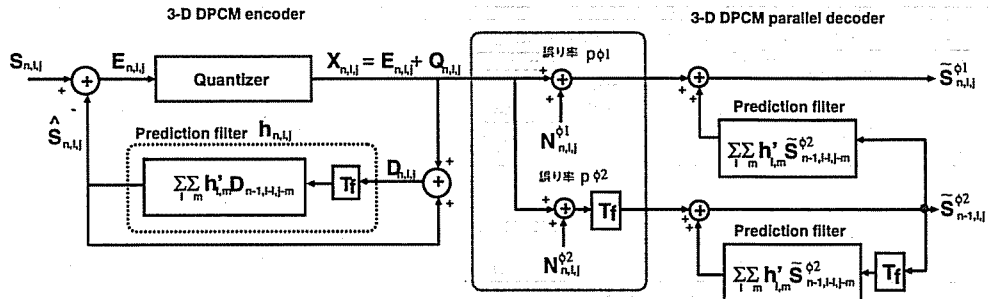


図4 3次元 DPCM 予測符号化器を用いた並列復号方式の解析モデル
Fig. 4 The analysis model of parallel decoder with 3-D DPCM coder.

$Q_{n,i,j}$ としている。

まず 3 次元 DPCM 予測符号化器から見ていくと、その 3 次元 DPCM 予測フィルタのインパルス応答 $h_{n,i,j}$ は、本方式が前フレームとの相関を利用した方式であることを考慮し、2 次元インパルス応答 $h'_{i,j}$ に遅延タップ T_f を付けた形で表現する。予測フィルタ $h_{n,i,j}$ は、次のように 2 次元の畳み込みで表される。

$$\begin{aligned}\hat{S}_{n,i,j} &= \sum_k \sum_l \sum_m h_{k,l,m} D_{n-k,i-l,j-m} \\ &= \sum_l \sum_m h'_{l,m} D_{n-1,i-l,j-m}\end{aligned}\quad (2)$$

更にこのフィルタを z 変換すると、

$$H(z_1, z_2, z_3) = z_1^{-1} H'(z_2, z_3) \quad (3)$$

のように表される。ここで $H(z_1, z_2, z_3)$, $H'(z_2, z_3)$ は、それぞれインパルス応答 $h_{n,i,j}$, $h'_{i,j}$ の z 変換対である。

図 1 の通信路及び誤り訂正符号化器、復号化器の範囲では、一つの入力に対して遅延時間と誤り率の異なる二つの出力をもっている。そこでこの範囲を 1 入力 2 出力のブロックと考え、そこで二つの訂正能力に依存した劣化項、 $N_{n,i,j}^{\phi 1}$, $N_{n,i,j}^{\phi 2}$ をそれぞれの出力に付加し、更に下のブランチにフレーム周期 T_f だけの遅延を表す遅延タップを付加して表現する。

量子化された予測誤差情報 $X_{n,i,j}$ には、二つの通信路パスを通して通信路雑音 $N_{n,i,j}^{\phi 1}$, $N_{n,i,j}^{\phi 2}$ が加えられる。ここで $X_{n,i,j}$ は、通信路上では量子化後のビット変換された形で送信されており、それに冗長符号が施され、通信路を通過した後、その復号結果で画素ごとに含まれる復号誤りの劣化度を $N_{n,i,j}^{\phi 1}$, $N_{n,i,j}^{\phi 2}$ としている。そのため通信路がガウス分布であっても、そ

の復号した後の誤りの分布は一般にガウス分布にはならない。更に誤り訂正復号化器は、二つの出力をもっており、二つの出力の復号誤りの間にどのような相関があるのかも不明である。ここでは、 $\phi 1, \phi 2$ 後の結果は互いに独立な 2 元対称通信路と仮定し、それぞれの誤り率を $p^{\phi 1}, p^{\phi 2}$ とする。そして $p^{\phi 1}, p^{\phi 2}$ に対応した各画素で発生する劣化値を $N_{n,i,j}^{\phi 1}, N_{n,i,j}^{\phi 2}$ とする。この関係は、量子化値のビット変換に依存する。

最終的に並列復号化器で得られる復元結果 $\tilde{S}_{n,i,j}^{\phi 1}, \tilde{S}_{n,i,j}^{\phi 2}$ は、並列復号方式の復号手順の関係から、次式のように表すことができる。

$$\begin{aligned}\tilde{S}_{n,i,j}^{\phi 1} &= \sum_l \sum_m h'_{l,m} \tilde{S}_{n-1,i-l,j-m}^{\phi 2} \\ &\quad + X_{n,i,j} + N_{n,i,j}^{\phi 1}\end{aligned}\quad (4)$$

$$\begin{aligned}\tilde{S}_{n,i,j}^{\phi 2} &= \sum_l \sum_m h'_{l,m} \tilde{S}_{n-1,i-l,j-m}^{\phi 1} \\ &\quad + X_{n,i,j} + N_{n,i,j}^{\phi 2}\end{aligned}\quad (5)$$

ここで式 (4) の畳み込みの中には式 (5) の結果が入力されている。

式 (4), 式 (5) を z 変換し、式 (3) を用いると、 $\tilde{S}_{n,i,j}^{\phi 1}$ の多次元 z 変換 $\tilde{S}^{\phi 1}(z_1, z_2, z_3)$ は、次のように求めることができる。

$$\begin{aligned}\tilde{S}^{\phi 1}(z) &= S(z) + Q(z) + N^{\phi 1}(z) \\ &\quad + \frac{H(z)}{1 - H(z)} N^{\phi 2}(z)\end{aligned}\quad (6)$$

ここで $\tilde{S}^{\phi 1}(z) = \tilde{S}^{\phi 1}(z_1, z_2, z_3)$ であり、他の変数も同様である。 $p^{\phi 1} = p^{\phi 2}$ のとき、つまり $N^{\phi 1}(z) = N^{\phi 2}(z) = N(z)$ のとき、

$$\tilde{S}(z) = S(z) + Q(z) + \frac{1}{1 - H(z)} N(z) \quad (7)$$

となり, $\tilde{S}(z)$ は並列復号でない通常の 3 次元 DPCM 符号化器の特性と同一となる. このことから並列復号では, 雑音の項は分解された形で二つの自由度で与えられ, $N^{\phi 1}(z)$ は, フィルタの影響を受けない画素単位独立に発生する劣化項, そして $N^{\phi 2}(z)$ は, ループフィルタで引き起こされる雑音の累積誤差を表していることがわかる.

3.3 Signal to Noise Ratio

これまでで得られた結果をもとに画質評価をする. 動画像信号の SNR を次のように定義する.

$$SNR = \frac{\sigma_s^2 / \sigma_e^2}{e_T^2} \quad (8)$$

ここで, σ_e^2 は, 予測誤差値 $E_{i,j,t}$ の分散である. 分母は,

$$e_T^2 = \text{var}\{S_{n,i,j} - \tilde{S}_{n,i,j}^{\phi 1}\} / \sigma_e^2 \quad (9)$$

で入力値, $S_{n,i,j}$, と出力値, $\tilde{S}_{n,i,j}^{\phi 1}$, との平均 2 乗誤差であり, σ_e^2 で正規化したものである. なお $E\{x\}$ は x の平均値を表す.

分子の σ_s^2 / σ_e^2 は σ_e^2 で正規化された入力値の分散で, 符号化器の量子化雑音を無視すれば, 次式で表すことができる.

$$\sigma_s^2 / \sigma_e^2 = \left(\frac{1}{j2\pi} \right)^3 \iiint \frac{z_1^{-1} z_2^{-1} z_3^{-1} dz_1 dz_2 dz_3}{|1 - H(z_1, z_2, z_3)|^2} \quad (10)$$

この式から明らかなように, 分子は通信路雑音とは無関係である. よって通信路雑音の影響は分母の e_T^2 で決定される.

分母の検討にあたっては, Modestino らによってなされた 2 次元での DPCM 符号化器の解析手法を利用する [8]. 2 次元の解析手法も 3 次元 DPCM 符号化器に素直に拡張することができ, 雑音の項を一つにまとめることで, 式 (8) の分母 e_T^2 は, 次の三つの項で表すことができる [8]~[10].

$$e_T^2 = \epsilon_q + 2\epsilon_m + \epsilon_c \quad (11)$$

ϵ_q は, 量子化雑音のみに依存する項で σ_e^2 で正規化した値である. この値は $Q (= 2^n)$ 値で最適均等量子化された場合であれば, 次式で表せる [8].

$$\begin{aligned} \epsilon_q &= E\{Q_{n,i,j}^2\} \sigma_e^{-2} \\ &= 2 \sum_{l=1}^{Q/2-1} \int_{(l-1)\Delta}^{l\Delta} [y - (l-1/2)\Delta]^2 \hat{p}_E(y) dy \end{aligned}$$

$$+ 2 \int_{(Q/2-1)\Delta}^{\infty} [y - (Q-1)\Delta/2]^2 \hat{p}_E(y) dy \quad (12)$$

ここで Δ は量子化ステップであり, Q に依存する定数である. $\hat{p}_E(y)$ は量子化誤差の確率密度分布で 3-D GMRF の場合, $\hat{p}_E(y)$ は平均ゼロの正規ガウス分布関数となる.

また ϵ_m は, 量子化器と通信路雑音の相関項であるが, 通信路雑音が独立に発生し, かつ量子化器が最適な均等量子化器であれば, この雑音項と量子化雑音の相互相関は, ほぼゼロとみなすことができるため [11], この項は無視することができる.

ϵ_c は, この部分については Modestino らが行ったものに新たに解析を進める必要がある. 式 (11) の ϵ_c は式 (6) の中の二つの通信路雑音の項のみで決定される項である. そこで並列復号方式では, 更に次の三つの項で表すことが考えられる.

$$\epsilon_c = \epsilon_{\phi 1} + 2\epsilon_{\phi 1 \phi 2} + \epsilon_{\phi 2} \quad (13)$$

この中で $\epsilon_{\phi 1} = E\{N_{n,i,j}^{\phi 1} N_{n,i,j}^{\phi 1}\} \sigma_e^{-2}$, $\epsilon_{\phi 2} = E\{N_{n,i,j}^{\phi 2} N_{n,i,j}^{\phi 2}\} \sigma_e^{-2}$ については, それぞれの通信路雑音の分散を表す項である. これらは予測フィルタの係数に注意して文献 [8] を参照すれば, 容易に求めることができる. 例えば $X_{n,i,j}$ が自然 2 進符号化で符号化された場合を示すと,

$$\epsilon_{\phi 1} = \Delta^2 p^{\phi 1} (Q^2 - 1) / 3 \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_{\phi 2} &= \Delta^2 p^{\phi 2} \frac{(Q^2 - 1)}{3} \\ &\cdot \left(\frac{1}{j2\pi} \right)^3 \iiint \left| \frac{H(z)}{1 - H(z)} \right|^2 z_1^{-1} z_2^{-1} z_3^{-1} dz \end{aligned} \quad (15)$$

となる. ここで $dz = dz_1 dz_2 dz_3$ である.

$\epsilon_{\phi 1 \phi 2}$ は, $N_{n,i,j}^{\phi 1}$ と $N_{n,i,j}^{\phi 2}$ の相互相関の項である. 前提条件として $\phi 1, \phi 2$ の独立な 2 元対称通信路を仮定していたので, 量子化値のマッピングが自然 2 進符号化であれば, ゼロになる. しかし, 誤り訂正符号を含めた通信路においてこの仮定は, 現実的でない. 分解された雑音の項 $N^{\phi 1}(z), N^{\phi 2}(z)$ の相関は, 誤り訂正復号化器から出される $p^{\phi 1}, p^{\phi 2}$ の誤り率, そして本質的に誤り訂正符号の特性にも依存するため, 一般には独立とみなすことができない. これを式で表すと,

$$\epsilon_{\phi 1 \phi 2} = \frac{E\{N_{n,i,j}^{\phi 1} N_{n,i,j}^{\phi 2}\}}{\sigma_e^2}$$

$$= \frac{E\{N_{n,i,j}^{\phi 1} N_{n,i,j}^{\phi 2}\}}{\sigma_e^2} \cdot \left(\frac{1}{j2\pi}\right)^3 \iiint \frac{H(\mathbf{z})}{1-H(\mathbf{z})} z_1^{-1} z_2^{-1} z_3^{-1} d\mathbf{z} \quad (16)$$

となり、 $E\{N_{n,i,j}^{\phi 1} N_{n,i,j}^{\phi 2}\}$ の値を求める必要がある。しかしながら、 $\epsilon_{\phi 1 \phi 2}$ は、 $N_{n,i,j}^{\phi 1}$ と $N_{n,i,j}^{\phi 2}$ の相互相関の値と、フィルタに関する周回積分の積で表されるが、その周回積分を求めると、IIR 予測フィルタが安定、つまり $1/(1-z_1^{-1}H'(z_2, z_3))$ が安定であるとき、この値はゼロになる（付録参照）、よって 2 出力の通信路誤りの相互相関は、SNR に影響を与えないことがわかる。

最終的に提案復号方式での e_T^2 は、簡単に次式のように三つの項の和で表すことができる。

$$e_T^2 = \epsilon_q + \epsilon_{\phi 1} + \epsilon_{\phi 2} \quad (17)$$

3.4 通信路雑音の影響

式 (17) より、通信路雑音による項は $\epsilon_{\phi 1}$ と $\epsilon_{\phi 2}$ である。このうち、 $\epsilon_{\phi 1}$ は $p^{\phi 1}$ に依存する値であり、 $p^{\phi 1} = 0$ のとき、 $\epsilon_{\phi 1} = 0$ となる。また $p^{\phi 1} > 0$ では、 $\epsilon_{\phi 1}$ は非負の正の値となるが、この項には式 (15) で見たように予測フィルタの係数がないため、差分符号化で問題となるフィルタによる雑音の増幅は発生しない。つまりこの項に関しては誤り伝搬とは関係なく、各フレームごとで独立に発生する通信路雑音の劣化の項を表している。

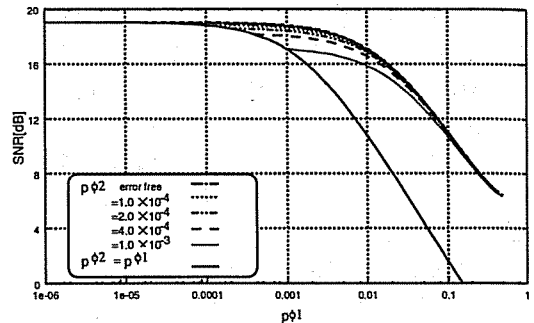
一方、 $\epsilon_{\phi 2}$ は、式 (15) のように予測フィルタであったかも雑音が増幅された値となる。そのため $p^{\phi 2}$ は $p^{\phi 1}$ よりも予測フィルタ係数倍だけ SNR に影響を与える。例えば、単位円内に特異点が一つしか存在しないようなフィルタでは、単位円に近いほど雑音は増幅される。この誤り伝搬を防ぐためには、 $p^{\phi 2} = 0$ とすればよい。これは参照画像に誤りがない場合に相当する。このとき、

$$e_T^2 = \epsilon_q + \epsilon_{\phi 1} \quad (18)$$

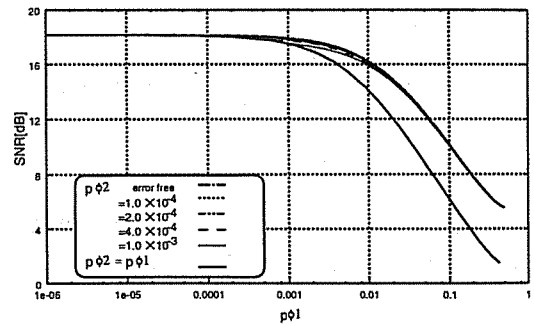
となり、これが通信路雑音の影響が最小、すなわち動画像信号の SNR が最大となる。 $\epsilon_{\phi 2} = 0$ となるため、このとき誤り伝搬は生じない。

3.5 数値例

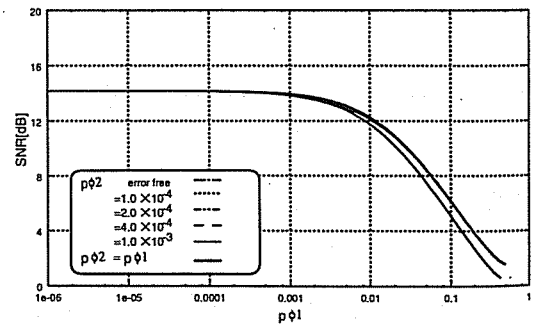
数値例として、ここでは 3 次元予測フィルタを $H(z_1, z_2, z_3) = h'_{0,0} z_1^{-1}$ として、その SNR 特性を



(a) $H(z_1, z_2, z_3) = 0.95z_1^{-1}$



(b) $H(z_1, z_2, z_3) = 0.80z_1^{-1}$



(c) $H(z_1, z_2, z_3) = 0.50z_1^{-1}$

図 5 並列復号方式の SNR 特性。 $H(z_1, z_2, z_3)$

(a) $= 0.95z_1^{-1}$, (b) $= 0.80z_1^{-1}$, (c) $= 0.50z_1^{-1}$

Fig. 5 The SNR performance of the 3-D DPCM parallel decoder with $H(z_1, z_2, z_3)$ (a) $= 0.95z_1^{-1}$, (b) $= 0.80z_1^{-1}$, (c) $= 0.50z_1^{-1}$.

求めた。図 5(a)~(c) がその結果である。このとき、式 (15) の予測フィルタ係数は、

$$\left(\frac{1}{j2\pi}\right)^3 \iiint \left| \frac{H(\mathbf{z})}{1-H(\mathbf{z})} \right|^2 z_1^{-1} z_2^{-1} z_3^{-1} d\mathbf{z} = \frac{h_{0,0}^2}{1-h_{0,0}^2} \quad (19)$$

となる。量子化器は $Q = 8$ の均等量子化をし、その値

を自然2値符号化する。 Δ は、その $Q=8$ において最も量子化誤差が小さくなる $\Delta=0.586$ とした[8]。入力画像の相関係数は、 $(\rho_1, \rho_2, \rho_3) = (0.95, 0.95, 0.95)$ とした。

図5(a)は、 $h'_{0,0}=0.95$ のときの結果で、この図で実線は $p^{\phi^1}=p^{\phi^2}$ 、つまり並列復号でない単一の復号化器の性能を示している。この場合、誤り率が 10^{-4} 以上のあたりからそのSNR値が低下している。一方、並列復号方式では、 p^{ϕ^2} の誤り率がエラーフリーであれば、 p^{ϕ^1} の誤り率が 10^{-3} 以上になるまでSNR値は低下していない。これは今回使用したフィルタの雑音増幅値が約10程度になっているからである。

また $h'_{0,0}$ が0.8, 0.5の結果から、フィルタの雑音増幅値が大きいほど、 p^{ϕ^2} のSNRに対する依存度が大きくなり、本並列復号の参照値を保護する効果が大きくなることわかる。図5(c)のとき、式(19)は0.33で、 p^{ϕ^2} の値を低く抑える効果は小さくなるが、このような予測率の悪いフィルタは通常使われない。自然画像の自己相関関数の一般的な値から $h'_{0,0}$ は普通0.95くらい単純に1が選ばれる。 $h'_{0,0}$ が小さいほどSNRの飽和値が小さくなっているのは、予測フィルタの予測能力(圧縮率)を下げることで、予測誤差の分散が大きくなるからである。

図6は、 $h'_{0,0}=0.95$ のときで、画像の品質を16[dB]以上としたときの p^{ϕ^1}, p^{ϕ^2} の要求品質を示したものである。色の濃い部分が各誤り率の要求品質になる。これだと p^{ϕ^1} が約 2.0×10^{-2} 以下、 p^{ϕ^2} が 2.0×10^{-3} 以下となっている。なお単一復号化器の場合、 2.0×10^{-3} 以下が通信路の要求品質となり、 p^{ϕ^1} が 2.0×10^{-2} 以下であれば、 p^{ϕ^1} が変化しても画質はほぼ変わらない

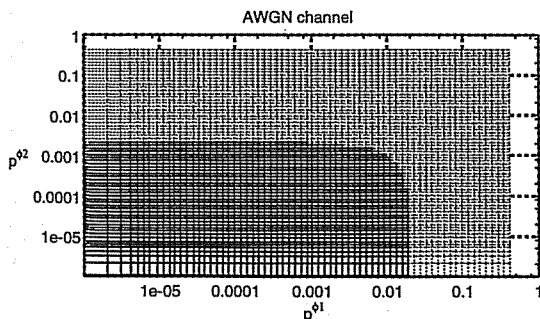


図6 画像SNRが16[dB]以上となる p^{ϕ^1}, p^{ϕ^2} の誤り率(色の濃い範囲)

Fig. 6 The requirement region of p^{ϕ^1}, p^{ϕ^2} to keep the quality over $SNR = 16[dB]$.

ことがわかる。

4. 並列復号可能なモデルの検討

即時型並列復号方式は動画像復号方式と誤り訂正復号の基本的な構造の組合せによって構成されている。そこで以後はそれぞれの実現可能なモデル及び、並列復号方式の応用分野について検討していく。更に、その中から一例を選択し、計算機シミュレーションによってその画質特性を調べていくことにする。

4.1 動画像符号化器

何度も示したことだが、動画像符号化器は、フレーム間符号化方式を基本とする符号化であれば、一般に並列復号可能である。つまり過去の復元した結果を復号処理で再利用するものであればよい。これはほとんどの動画像符号化で採用されているやり方で、もちろん放送や通信分野で主流となっている国際標準化方式のMPEGやH.26xもこの構造をとっている。それゆえ即時型動画像並列復号方式の流用性は極めて高い。また回路構成も簡単で、送信側には一切の変更を与えない点からも放送などでも有効であるといえる。

そもそも、並列復号する意味は、即時性を上げるためである。そのため適用分野としてはリアルタイム通信や、放送等が挙げられる。構造上、稼ぐことのできる時間は最大で参照画像と出力画像の時間間隔となるので、参照画像が前画像であれば、そのフレーム周期を長くするほど即時性が増すことになる。本方式では即時性を上げたければ、その時間間隔を長くしてやればよい。しかしフレーム周期を長くしすぎると、逆に圧縮率が下がり、また時間解像度も落ちるので、符号化パラメータの決定には注意が必要である。

MPEG等では、I, P, Bピクチャモードと呼ばれる複数の符号化モードを用意している。この中でPピクチャモードが過去の復元画像を参照画像とした復元を行っている。よってこの場合はPピクチャフレーム間隔で並列復号すればよい。そうすれば、即時性を向上させる一方でBピクチャで時間解像度を補うことができる。なお動画像の並列復号においてBピクチャは更に別のフレームで参照されることはないので、参照画像系列復号ではBピクチャのフレーム復号を省略しても構わない。

4.1.1 動画像即時復号の重要性

例えば、参照画像が前画像であってフレーム周期が100[ms]なら、最大100[ms]の即時性を上げることができる。ではその100[ms]は、リアルタイム通信にお

いて具体的にどれほどの早さなのか。音声であれば、100[ms]の遅延でも不満を感じるであろう。動画像の場合、3GPP 技術仕様書[12]によると、400[ms]がシステム全体で見た許容遅延時間とある。衛星放送などで遅延時間を体感することができるが、あの遅延時間が約240[ms]である。これだけを見ても100[ms]稼ぐ必要性は大きいだろう。処理時間の発生は、復号処理だけではなく、送信側の符号化処理や中継局での2次的な処理もある。実用的な範囲で見てもこの復号処理の100[ms]短くすることの意義は大きい。

携帯電話やPHS等ではバーストエラーが支配する環境である。そのためそのバーストエラーを分散させるためにインタリーブが使用される。インタリーブの深さはドップラー周波数に依存し、例えばドップラー周波数が10[Hz]なら、100[ms]以上の深さをもつインタリーブが必要であろう。もしこれだけの遅延を並列復号によって回避することができれば、リアルタイム通信でもインタリーブを利用した通信が可能となる。

4.2 誤り訂正符号器

次に誤り訂正符号について検討していく。動画像符号化器は流用性の高いものであったが、誤り訂正符号には、次のような条件があった。

- 一つの符号化器に対して二つの復号処理が可能
- フレーム周期程度(数百msほど)の時間的な差で異なる誤り訂正を実現

これらを満たすものは、実はよく知られた誤り訂正符号で実現できる。例えば、繰返し復号による誤り訂正符号や、接続符号、積符号によるものが挙げられる。以下にこれらについて簡単に説明していく。

4.2.1 繰返し復号

繰返し復号の例としては、TURBO 符号が有名である。TURBO 復号化器は、既に得た軟判定出力を事前情報ゆう度として利用する反復復号化器である。通常は、十分な反復復号を行った後に硬判定して最終的な復号結果としているが、まだ少ない反復回数でその復号結果を取り出すことも可能である。そこで暫定的な処理段階の軟判定出力を硬判定することで処理遅延時間の短い復号結果を得ることができる。実際、繰返し復号による誤り率特性の改善は、最初の数回が最も効果大きい。通常反復回数は、だいたい6~10回ほどとされているが、誤りが効果的に訂正されるのは、最初の2~3回目である。TURBO 復号は復号アルゴリズムの処理量も多いので、その処理時間を並列復号で見た目上減らすことができる。この他にも構造上イン

タリーブを用いているのでそのバッファリングも考慮される。反復回数は、1回の復号アルゴリズムの計算量やフレーム間復号の計算量、フレーム周期、マシンパワーの関係によって決定される。

4.2.2 接続符号、積符号

接続符号や積符号も並列復号方式で有効な誤り訂正符号の一つである。接続符号の場合、その復号は、内符号、外符号の順で復号を行う。そこで内符号の復号をパスし、受信信号をそのまま外符号で復号すれば、内符号の復号処理を省いたもう一つの復号結果を得ることができる。これは内符号が組織符号であることが条件となる。逆に外符号の処理を省いて内符号だけの復号結果も可能である。接続符号は外符号、内符号二つの符号の組合せで簡単に訂正能力の高い符号語を生成するけれども、ここで注意すべきことは、外符号の復号のみでは、誤り率特性は外符号単一と同様だが、内符号の符号化率によってエネルギー損があることである。よって内符号、外符号の符号の選択は、上記のような動画像符号化器のパラメータと、接続符号全体の訂正能力、符号化率、復号処理演算量等によって決定する必要がある。

次節では並列復号方式の例として、接続符号を利用したモデルを考えることにする。

4.3 動画像並列復号方式の画質特性

ここでは計算機シミュレーションを用いて、接続符号を使った実現モデルでの本並列復号方式の特性、画質評価を行う。

動画像符号化器としては通信用低ビットレート動画像符号化方式ITU-T 勧告のH.263 [14]を選択する。また接続符号は、外符号にBCH(127, 50)、内符号に符号化率1/2のTURBO 符号とする。ここで内符号はTURBO 符号としているが、反復回数の異なる二つの出力を出すのではなく、TURBO 復号からは一つの出力を取り出す。

並列復号方式では即時性を上げることができるが、その評価をすることは難しい。そこで今回は同等の復元速度をもつものとしてBCHのみを誤り訂正符号とするモデルを比較対象として用意する。使用される動画像符号化器、誤り訂正符号化器の組合せ、及びパラメータを表1に示す。

接続符号で並列復号するものを即時型並列復号方式、通常の一つの復号によるものを復号方式を接続(単一)復号方式、またBCH符号のみを即時(単一)復号方式と呼ぶことにする。

表 1 検討する三つのシステムモデル
Table 1 Considered three types of models.

Video codec	Target bitrate [kbit/s]	Frame duration T_f [ms]	Error correcting code	Decoding scheme	delay [ms]
H.263 (ITU-T)	32	100	concatenated code: (outer) BCH (127, 50) (inner) 1/2 TURBO	即時型並列復号方式	α
				連接 (単一) 復号方式	$\alpha + 100$
H.263 (ITU-T)	64	100	BCH (127, 50)	即時 (単一) 復号方式	α

今回は復号器の処理速度を無限大とすることにした。即時型並列復号方式では、TURBO 復号にかかる復号時間を稼ぐことができる。構造上、TURBO 符号の内部にはインタリーブがあるため、TURBO 復号は、処理速度にかかわらずバッファリングのための遅延時間が発生する。そこでそのバッファリングにかかる時間だけを ϕ_1, ϕ_2 で発生する遅延時間の差と定義する。H.263 の復号化器の処理能力も無限大とする。よって $T_f = 100[\text{ms}]$ の場合、可能なインタリーブのバッファリング待ち時間も $100[\text{ms}]$ となる。

表 1 の 3 復号方式の即時性を比べた場合、連接 (単一) 復号方式だけがバッファリングによる遅延時間をもつことになる。

即時型並列復号方式についてのみ、そのシステムモデルを図 7 に示す。2. に従えば、BCH 復号のみの復号出力が ϕ_1 、内符号と外符号の通常連接符号復号化器出力が ϕ_2 となる。なお連接 (単一) 復号方式は符号化器は同一で通常の復号方式となるので、復号部分は図 7 (b) の下のブランチの復号に等しい。

三つの復号方式を比較するにあたってすべて送信帯域は等しくするようにした。そのため即時 (単一) 復号方式だけは H.263 ターゲットレートを 2 倍とする。また符号化フレームの時間解像度も変化させると、符号化器の性能や主観評価にもかかわってくるので、フレーム周期は $T_f = 10[\text{frame/s}]$ で統一している。なお共通して H.263 内での符号化アルゴリズムは最初のフレームだけは I フレームモードで、残りのすべてを P フレームモードで符号化を行うことにした。サイクリックイントラリフレッシュのような強制的なイントラブロックの挿入もしない。

4.4 TURBO 復号の訂正能力

即時型並列復号方式では、 $100[\text{ms}]$ の時間を利用して TURBO 復号による訂正を行い、 ϕ_2 の訂正能力を向上させる。ではこれによって ϕ_2 の誤り率はどれほど向上するのだろうか。また対する ϕ_1 は即時 (単一) 復号方式と同じように、BCH のみの復号器となって

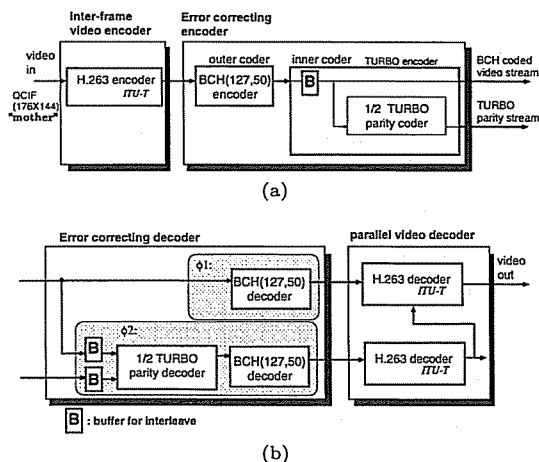


図 7 H.263 及び連接符号で構成されたシステムモデル。
(a) 符号化器 (b) 即時型並列復号器

Fig. 7 The system model composed of H.263 and concatenated code. (a) The video encoder. (b) The real-time parallel video decoder.

表 2 フレーム周期と TURBO 符号化器内部のインタリーブサイズ (target bitrate は $32[\text{kbit/s}]$)

Table 2 Frame duration and possible interleaver size of TURBO code (assuming target bitrate at $32[\text{kbit/s}]$).

Frame duration T_f [ms]	Possible interleaver size [bit]
33	2682
100	8128
200	16256

いる。しかし ϕ_1 は TURBO 符号の符号化率の分だけエネルギーの損失があるので通常の BCH 符号の特性より更に悪化すると考えられる。

TURBO 符号の性能は、インタリーブサイズにも依存する。その大きさはターゲットビットレートが $32[\text{kbit/s}]$ 、 $T_f = 100[\text{ms}]$ のときなら、およそ $8000[\text{bit}]$ である。表 2 には、ターゲットビットレートが固定のときのフレームレートと可能なインタリーブサイズの関係を示している。

図 8 に、今回のシステムモデルでの ϕ_1, ϕ_2 のビッ

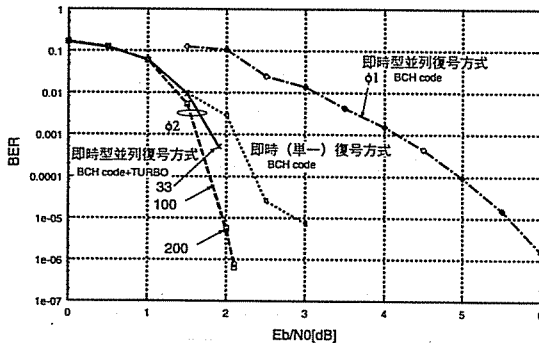


図8 誤り率特性 (AWGN チャネル)
Fig.8 Bit error probability (AWGN channel).

ト誤り率特性を示した。通信路は両側雑音電力密度 $N_0/2$ の AWGN 通信路で、デジタル QPSK 変調した信号を同期復調して得られる通信路モデルを想定している。送信ビットエネルギーを E_b として、ビットエネルギー対雑音電力比 E_b/N_0 に対するビット誤り率を求めている。同図には BCH のみのビット誤り率 (即時 (単一) 復号方式の誤り率) も示した。この図を見ると ϕ_2 のビット誤り率はインターバの深さが 100[ms] のとき、 $E_b/N_0 = 2[\text{dB}]$ で 10^{-5} を達成しており、TURBO 復号によって ϕ_2 のビット誤りは強力に除去されているのがわかる。また ϕ_1 のビット誤り率も TURBO 符号との接続符号なので BCH のみの誤り率と比べるとかなり劣化しているのが確認できる。

今回示したインターバサイズの範囲でもその大きさを変えることで TURBO 符号の特性は変化しているのがわかる。ここでは AWGN 環境の結果を示したが、フェージング環境であれば、インターバのサイズを大きくすることによって更に訂正能力を高めることができる。

4.5 画質特性

入力画像は QCIF (176 × 144) フォーマットの画像 “mother” を使用して、50 フレームを送信した。以後はシミュレーションを行った三つの復号方式の結果をもとに比較検討をしていく。

4.5.1 E_b/N_0 対 画質特性

AWGN 通信路及びフェージング環境を想定して結果を求めた。 E_b/N_0 に対する画質特性の客観的評価を図 9, 図 10 に示す。ここでフェージング環境の正規化ドップラー周波数は 1.825×10^{-3} としている。評価基準は PSNR 値とし、Av. PSNR を縦軸にとる。Av. PSNR とは、送信した全フレームの PSNR の平均値

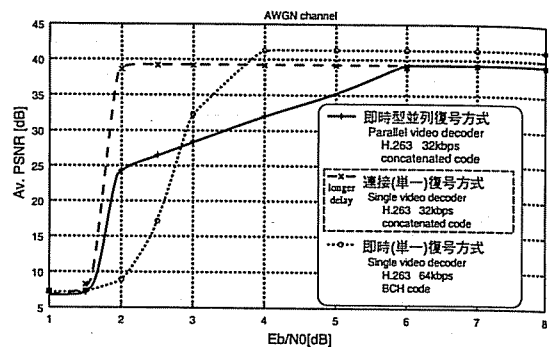


図9 Av. PSNR 特性 (AWGN チャネル)
Fig.9 Av. PSNR performance over AWGN channel.

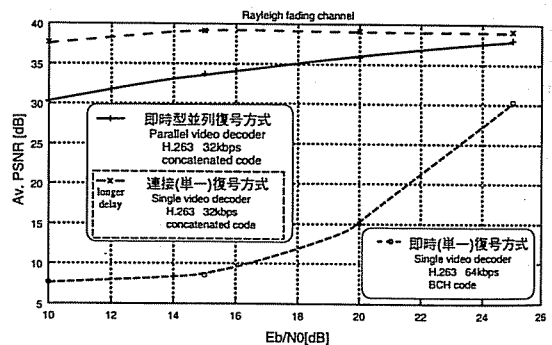


図10 Av. PSNR 特性 (レイリーフェージングチャネル、正規化ドップラー周波数 1.825×10^{-3})

Fig.10 Av. PSNR performance over Rayleigh fading channel, normalized Doppler frequency 1.825×10^{-3} .

を表している。

[即時 (単一) 復号方式との比較]

図 9 を見ると、AWGN 環境下では E_b/N_0 の高い領域においては、即時 (単一) 復号方式が動画像符号化に割り当てられたビットレートの分だけ、高い Av. PSNR 値を得ていることがわかる。しかし E_b/N_0 が 4[dB] 以下になると BCH 復号だけでは訂正できなくなり、急激な劣化 (クリフ現象) が見られる。一方、即時型並列復号方式は $E_b/N_0 = 6[\text{dB}]$ あたりから画質は劣化し始め、その劣化は E_b/N_0 に対してゆっくりと落ち込んでおり、 E_b/N_0 が 2.7[dB] 以下では即時 (単一) 復号方式よりも高い Av. PSNR 値を得ている。

低受信電力においても緩やかな画質の劣化 (グレースフルデグラデーション) は常に受信電力の変動のある無線通信では望ましいことである。しかしながら、この結果を見る限りでは、即時型並列復号方式の有効

な範囲は 2.0[dB] あたりから 2.7[dB] までしかないの
で有効性が乏しく見えるかもしれない。しかしながら、
これは、無線通信ではこの受信電力は発生し得る範
囲である。実際にこの範囲に落ち込んだ場合は、即時
(単一) 復号方式では全く画像として見ることもでき
ない。更には誤り伝搬も発生するため、リフレッシュ
等の回復手段を用いない限り、動画として見ることも
できない。一方、即時並列復号方式では、誤り伝搬を
抑制するような仕組みであるので、そのような受信電
力の変化にも柔軟に対応することができる。またこの
結果は客観的評価によるもので、主観評価においては
その特性は大きく異なることを後で確認することがで
きる。

携帯電話や PHS 等ではバーストエラーが主流であ
る。そこでレイリーフェージング環境における特性
を求めたのが図 10 である。この結果を見ると、同じ
即時性をもつ即時(単一)復号方式と比べて明らかな
違いが出ていることがわかる。これは内部に TURBO
符号をもっていることによる結果であるが、このよ
うに即時型並列復号方式は即時性を失うことなく高い
Av. PSNR 値をレイリーフェージング環境でも得るこ
とができることを示している。

[接続(単一)復号方式との比較]

同じ送信機モデルを使用した接続(単一)復号方式
と比較すると、接続(単一)復号方式は 100[ms] だけ
復元時間は遅くなっている。しかしながら逆に考えれ
ば、100[ms] 待てば $E_b/N_0 = 2.0$ [dB] でもほぼ誤りな
しの画質を得ることができる。

これは即時性をとるか画質をとるかの問題である。
100[ms] の時間についてはリアルタイム通信では非常
に意味のある時間であることは、4.1.1 で示した。画
質を重視するのか、それとも即時性を重視して少々の
画質の劣化は無視するのかはアプリケーションの要求
品質によるだろう。

しかし同じ即時性をもつ即時(単一)復号方式を
見ると、画質とのトレードオフを低 E_b/N_0 では緩和
していることになる。実際に E_b/N_0 の低下とともに
Av. PSNR は下がっているが、それほど視覚的には大
きな影響を与えないことは主観評価で確認することが
できる。即時性を上げることと画質を維持することは、
トレードオフの関係だが、並列復号方式はそのトレ
ードオフの関係を緩和していることに有効性がある。

なお接続(単一)復号方式の結果は、提案復号方式
におけるバックグラウンドの画質と見ることもできる。

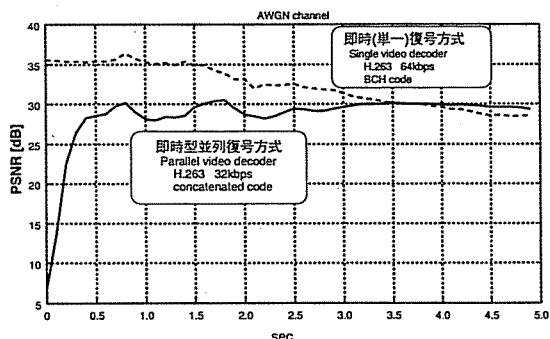


図 11 フレームごとの PSNR 値の変化 ($E_b/N_0 = 3.0$ [dB])

Fig. 11 The PSNR fluctuation over sequential frames ($E_b/N_0 = 3.0$ [dB]).

この結果からグレースフルデグラデーションが可能と
なる範囲がわかる。図を見ると $E_b/N_0 = 2$ [dB] 以上
がその範囲である。この範囲ではほぼバックグラウ
ンドでは誤りが発生していないので誤り伝搬は発生し
ていない。よって画質の劣化はそのフレーム単位で発生
していることになり、それによってグレースフルデグ
ラデーションが実現されていることになる。

4.5.2 時系列で見た画質の変化

図 11 は AWGN 通信路環境で E_b/N_0 が 3[dB] の
ときのフレームごとの PSNR 値である。ここでは即
時型並列復号方式と即時(単一)復号方式の結果を示
している。なお横軸は秒である。

この結果を見るとフレームごとで見た特性は大きく
異なっているのがわかる。図 9 では、 $E_b/N_0 = 3$ [dB]
のときの Av. PSNR 値を見ると、ほぼ同じ値(約
30[dB])を得ていたが、フレームごとでは特性が変
わっている。例えば、即時(単一)復号方式は時間とと
もに劣化しており、これは誤り伝搬の影響であること
がわかる。一方、即時型並列復号方式は最初のフレ
ームは劣化が大きいものの、その後、約 500[ms] ほどで
画質は回復し、それ以降ほぼ一定の PSNR 値を維持
している。これは誤り伝搬とは全く違った現象である。
なお特にゼロ番目のフレームの画質が悪いのは、ゼロ
番目のみフレーム内符号化で符号化しているので参照
画像が存在しないためである。

通常は誤り伝搬による劣化の波及を止めるために、
ある周期ごとにフレーム内符号化を挿入してフレーム
メモリをリフレッシュする。これを並列復号方式であ
れば、従来方式と比べ、より長い周期にすることが期

誤りの発生 誤り伝播を抑制 (ϕ_2 の誤り訂正による効果)



図 12 主観評価 — 即時型並列復号方式 (Av. PSNR= 30[dB])
 Fig.12 Subjective evaluation — Real-time parallel video decoder scheme (Av. PSNR= 30[dB]).

待でき、それゆえフレーム内符号化による符号量の増加も緩和させることができる。

4.5.3 主観評価

主観的評価の一例として、図 12、図 13 にシミュ

誤り伝播の発生 後続フレームにも影響



図 13 主観評価 — 即時 (単一) 復号方式 (Av. PSNR= 30[dB])
Fig. 13 Subjective evaluation — Real-time single video decoder scheme (Av. PSNR= 30[dB]).

レーションで得られた二つの方式の復元結果の例を示した。同じビット誤り率の結果で比較しては、ビット

反転する場所によって画質劣化は大きく異なることが考えられるので、得られた PSNR 値がほぼ等しい (約

Av. PSNR= 30[dB]) ものを選択した。図 12 が即時型並列復号方式、図 13 が即時 (単一) 復号方式の結果の一例である。ここでは 100[frame] を送信し、18~62 番目までのフレームを示している。

図 12 の結果を見るとわかるように誤りの発生で画質劣化がところどころのフレームで発生しているが、それが連続するフレームにわたって波及していないのがわかる。これは図 13 と比較すると歴然である。図 13 では一度誤った後は誤り伝搬によって画像が破壊されている。連続するフレームで同じ場所に誤りがあると視覚的にも影響は大きい。このように同じ PSNR 値でも主観評価は大きく異なることがわかる。

図 13 では顔の付近で劣化が伝搬しており、視覚的にも影響は大きい。これは動きのある動作が顔の付近にあり、動き補償を伝って劣化があたりに伝搬しているためである。図 12 では、比較的送信データが少ない背景においても劣化度の大きいブロック誤りが発生している。もし図 13 でも同様の劣化が生じたら、画像は誤り伝搬によってもっと見るができなくなると思われる。

20 名ほどの非専門の評定者を集め、簡単な主観評価による実験も行ってみたが、ほとんどの評定者が同平均 PSNR 値では並列復号方式の方が特性がよいとの結果が得られた。これはワンショットで発生する劣化は人間には感知されにくいことが理由に挙げられる。

なお図 13 の結果の中にも、数フレームにだけ誤り伝搬している部分がある。これは符号レベルでの同期に失敗したためだと考えられる。つまり出力画像系列で復号誤りが生じ、フレーム単位での同期ができなくてフリーズしてしまっている。参照画像系列は正しく復号されているので、同期がとれた時点でその伝搬も解消されていると考えられる。

最後に並列復号方式は、劣化の発生頻度という点で従来の復号方式のものと異なっているといえる。主観評価から得られた結果を踏まえると、本並列方式の劣化の特性はデジタルというよりもアナログライクな性質をもっていると見るができる。デジタル圧縮された信号は基本的に頻繁には劣化は発生しないが、一度誤りが混入した際には極端に画質劣化を引き起こす。しかしながら、今回示した並列復号方式は、誤りの発生が無視できない無線通信路においてロバストな通信を可能としており、無線通信では非常に有効な方法となっている。

5. む す び

本論文では、誤り訂正復号化器の処理遅延時間を考慮した即時型動画像並列復号方式を提案した。誤り訂正復号化器の復号処理遅延時間を考慮し、誤り訂正復号化器から訂正能力と処理遅延時間の異なる二つの出力を取り出し動画像並列復号することで、誤り訂正復号化器の処理時間の制限を緩和し、かつ低劣化の画質を維持する方式を提案した。動画像並列復号では、訂正能力は低いが遅延時間の短い誤り訂正復号化器出力を用い出力画像系列を復元する一方、これとは別に処理時間は長い十分に誤り訂正を施した誤り訂正復号化器出力を利用して動画像復号化器内部の参照画像の品質を高めることでフレーム間誤り伝搬の影響を抑え、低処理遅延時間でも高い出力画像品質が得られる方式を提案した。

本方式は基本的に過去の復号結果を参照画像とするフレーム間符号化であれば、適合可能である。機能を単純化した 3 次元 DPCM 予測符号化器を用いた場合の並列復号方式の特性を解析的に求め、参照値に誤りがない場合、画質劣化が最小になること、予測フィルタの相関値が高いほど、参照画像での影響が大きくなり、またこの場合でも参照画像の雑音を取り除けば、通信路雑音の影響は復元画像にほとんど影響を与えないことを示した。実現モデルの例として、H.263 を動画像符号化器、誤り訂正符号として接続符号を用いたときの特性を計算機シミュレーションによって評価した。この結果から並列復号方式は、グレースフルデグラデーションが実現され、レイリーフェージングチャネルでは効果が大きく現れることを確認した。主観評価に対しても画質はアナログライクな劣化として現れ、同客観評価値でも視覚に与える影響は小さいことを示した。

謝辞 本研究の一部は、「TAO-6140」及び「科研 (基盤 (B))」の助成を受けて行われたものである。記して謝意を表する。

文 献

- [1] B. Girod and N. Farber, "Feedback-based error control for mobile video transmission," IEEE Proc., vol.87, no.10, pp.1707-1723, Oct. 1999.
- [2] S. Fukunaga, T. Nakai, and H. Inoue, "Error resilient video coding by dynamic replacing of reference pictures," Globecom, vol.3, pp.1503-1508, Nov. 1996.
- [3] 藤原 洋, 大久保栄, インタネット時代の画像圧縮技術, アスキー出版局, Aug. 1996.
- [4] R. Dyck and D. Miller, "Transport of wire-

less video using separate, concatenated, and joint source-channel coding," IEEE Proc., vol.87, no.10, pp.1734-1750, Oct. 1999.

- [5] K. Sayood, F. Liu, and J. Gibson, "A constrained joint source/channel coder design," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.12, no.9, pp.1584-1593, Dec. 1994.
- [6] L. Hanzo, "Bandwidth-efficient wireless multimedia communications," IEEE Proc., vol.86, no.7, pp.1342-1383, July 1998.
- [7] M. Bystrom and J. Modestino, "Combined source-channel coding schemes for video transmission over an additive white gaussian noise channel," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.18, no.6, pp.880-890, June 2000.
- [8] J.W. Modestino and D.G. Daut, "Combined source-channel coding of images," IEEE Trans. Commun., vol.COM-27, no.11, pp.1644-1659, Nov. 1979.
- [9] K.Y. Chang and R.W. Donaldson, "Analysis, optimization and sensitivity study of differential PCM systems operating on noisy communications channels," IEEE Trans. Commun., vol.COM-20, pp.338-350, June 1972.
- [10] R.E. Totty and G.C. Clark, "Reconstruction error in waveform transmission," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.IT-13, pp.336-338, April 1967.
- [11] N.S. Jayant and P. Noll, Digital coding of waveform, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.
- [12] TSG-SA Codec WG, TR 26.912: QoS for speech and multimedia codec, 3GPP, 1999.
- [13] Draft ITU-T Recommendation H.263, Video coding for low bitrate communication, 1998.
- [14] Draft ITU-T Recommendation H.263, Video coding for low bitrate communication, July 1995.
- [15] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: TURBO-CODES(1)," Proc. ICC, pp.1064-1070, May 1993.

付 録

$\epsilon_{\phi 1 \phi 2}$ の周回積分

3次元フィルタの安定性の判別は一般に難しいが, Shanks の安定定理を用いてその必要十分条件を導くことができる. ある IIR フィルタ, $D(z_1, z_2, z_3) = 1/(1 - H(z_1, z_2, z_3))$ が安定である場合, その必要十分条件は $\{z_1 | \geq 1 \cap |z_2| \geq 1 \cap |z_3| \geq 1\}$ の任意の 3次元複素空間 (z_1, z_2, z_3) に対して,

$$1 - H(z_1, z_2, z_3) \neq 0 \quad (\text{A-1})$$

が成り立つことである.

図 4 の IIR フィルタ $1/(1 - z_1^{-1}H'(z_2, z_3))$ の特異点は, $z_1 = H'(z_2, z_3)$ を満たす. これを 2次元 z 領域

(z_2, z_3) から 1次元 z 領域への写像だととらえれば, Shanks の安定定理より, 領域 $\{|z_2| \geq 1, |z_3| \geq 1\}$ の写像は, すべて z_1 平面の単位円内に存在しなければならない. よって

$$\begin{aligned} \text{if } \{|z_2| = 1 \cap |z_3| = 1\}, \\ \text{then } |H'(z_2, z_3)| < 1 \end{aligned} \quad (\text{A-2})$$

である.

式 (16) の周回積分は, 次のように計算できる.

$$\begin{aligned} & \oint \oint \oint \frac{H(z_1, z_2, z_3)}{1 - H(z_1, z_2, z_3)} z_1^{-1} z_2^{-1} z_3^{-1} dz \\ &= \oint \oint \oint \frac{H'(z_2, z_3) z_2^{-1} z_3^{-1}}{z_1(z_1 - H'(z_2, z_3))} dz \\ &= \oint \oint \oint \frac{1}{z_2 z_3} \left(\frac{-1}{z_1} + \frac{1}{(z_1 - H'(z_2, z_3))} \right) dz \end{aligned} \quad (\text{A-3})$$

$|z_1| = 1$ 周りの周回積分を求めると, (A-3) の最初の項は $-j2\pi$ となり, 二つの項も, 式 (A-2) の条件式から単位円内に特異点をもつのでその周りの留数定理を利用すれば,

$$\begin{aligned} & \oint \frac{1}{z_1 - H'(z_2, z_3)} dz_1 \\ &= \text{Res}_{z_1=H'(z_2, z_3)} \left[\frac{j2\pi}{z_1 - H'(z_2, z_3)} \right] \\ &= j2\pi \end{aligned} \quad (\text{A-4})$$

となり, よって式 (A-3) はゼロになる.

(平成 13 年 2 月 1 日受付, 6 月 29 日再受付,

10 月 18 日最終原稿受付)

本庄 勝 (学生員)



平 8 名大・工・電気電子情報中退, 平 10 同大大学院修士課程了. 現在同大学大学院博士課程において, デジタル動画画像の高品質無線伝送に関する研究に従事. 映像情報メディア学会, IEEE 各会員.



牧戸 知史 (正員)

平 7 名大・工・電気電子情報中退, 平 9 同
大大学院修士課程了。同年同大学大学院博
士課程に進学。無線通信に関する研究に従
事。映像情報メディア学会, IEEE 各会員。



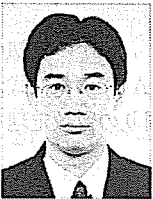
小川 明 (正員)

昭 35 名大・工・電気卒。同年国際電信
電話(株)(現 KDDI(株))入社。昭 56
同社研究所次長。昭 60 同社シドニー事務
所長。昭 63 名大・工・教授。平 12 より名
城大・理工・教授。工博。デジタル通信
システム, スペクトル拡散及び CDMA シ
ステム, 移動体通信, 衛星通信の研究に従事。IEEE, SITA 及
び映像情報メディア学会各会員。



山里 敬也 (正員)

昭 63 信州大・工・電子卒。平 2 同大
大学院修士課程了。平 5 慶大大学院博士課程
了。工博。同年名大・工・電子情報・助手。
平 10 同大・情報メディア教育センター・
助教授, 現在に至る。平 9 より平 10 まで,
ドイツカイザースラウテルン大・客員研究
員。スペクトル拡散通信, 変復調理論, トラヒック制御, 誤り
制御などの研究に従事。平 7 本会学術奨励賞受賞。情報理論と
その応用学会, IEEE 各会員。



岡田 啓 (正員)

平 7 名大・工・電子情報卒。平 9 同大
大学院博士課程前期課程了。平 11 同大学院
博士課程後期課程了。工博。同年日本学術振
興会特別研究員・PD。平 12 名大・情報メ
ディア教育センター・助手, 現在に至る。パ
ケット無線通信, マルチメディアトラヒッ
ク, 符号分割多元接続方式, マルチユーザ受信等の研究に従事。
情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。平 8 電気・電子情報
学術振興財団・猪瀬学術奨励賞, 平 10 本会学術奨励賞受賞。



片山 正昭 (正員)

昭 56 阪大・工・通信卒。昭 61 同大大学
院博士課程了。工博。同年豊橋技術科学大
助手。平 1 阪大・大型計算機センター・講
師。平 4 名大・工・電子情報・講師, 平 5
助教授, 平 13 年 7 月より情報メディア教
育センター教授(電子情報学専攻 兼任)現
在に至る。平 7 年 10 月より平 8 年 4 月まで, 米国ミシガン大
学アンアールバ校工学部電気電子計算機科学科客員助教授。雑音
理論, 信号伝送と変復調技術, 誤り制御, 多元接続方式, トラ
ヒック制御, ソフトウェア無線技術などの研究に従事。情報理
論とその応用学会, IEEE 各会員。昭 61 本会篠原記念学術奨
励賞。平 8, 平 13 通信ソサイエティー功労感謝状。