テレビ信号の高効率符号化

正会員 村上 仁 己†

1. ま え が き

商用カラーテレビ信号は、4.2 MHzの帯域(NTSC信号の場合)をもつため、そのデジタル化には、標準化周波数として8.4 MHz以上、量子化精度は8～9ビット/画素が必要である。その結果、所要伝送レートは、コンポジット信号で約100 Mbps、最近CCIRで勧告されたコンポーネント信号で216 Mbpsになる¹⁾。

画像の品質低下をできるだけ少なくこれらレートを削減するには、画像に含まれている冗長度をいかに効果的に削減するかが問題となる。現在、この冗長度削減を含む伝送レート削減技術^{2)～7)}は実用化レベルに達しており、現行アナログ伝送と同等な画像品質を保ち、PCM第3次群あるいはインテルサット衛星では30 Mbpsのレートでデジタル伝送が可能となっている。

今回は冗長度削減法を中心とした伝送レート削減技術について解説する。

2. 伝送レート削減法の基本手法

テレビ信号伝送レート削減法としては、同期信号の除去、サブナイキスト標本化、画像信号の冗長度削減、の3つが最も基本である。この冗長度削減法は高効率符号化とも呼ばれ、伝送レート削減手法の中心である(今後これを符号化と呼ぶ)。

2.1 同期信号の除去

テレビ信号は、映像信号のほか固有の水平・垂直同期信号を含んでいる。デジタル伝送では水平・垂直信号の代りとしてデジタル同期符号(20～30ビットを用いる)を伝送し、受信側ではこれを検出して水

平・垂直同期信号を再生付加することができる。したがって、同期信号を必ずしも伝送する必要はない。たとえば、CCIRで勧告されたコンポーネント信号では、525/60方式のY信号の1走査線は858画素に標本化され、そのうち有効画素は720画素、残りの138画素が水平同期信号となる。

また、コンポジット信号におけるカラー同期信号についても、1フィールド中の1～2ライン分の同期信号を送り、他のラインの同期信号はこれら送られたラインの信号を基に受信側で再生付加することが可能である。

このように水平・垂直同期信号を除去することにより画質劣化なしにPCM信号で約20%のデータ削減が可能となる。ただし、これら同期信号は符号化に際し高い符号効率が期待できる信号であり、たとえ除去してもフレーム間あるいはフィールド間符号化では、たかだか2～8%のデータ削減量にしか相当しない。

2.2 サブナイキスト標本化

標本化に際し信号を完全にもとの信号に復元するためには、その信号に含まれる最高周波数成分の2倍(ナイキストレート)以上の周波数で標本化する必要がある。しかし、テレビ信号のスペクトルは水平走査周波数 f_H (15.75 kHz)の整数倍の周波数にピークをもつ鋸歯状になっていることを利用して、ナイキストレート以下の標本化周波数に低下させることが可能である。このためには、標本化で生じるスペクトルのピークを nf_H と $(n+1)f_H$ の中間に位置させる必要があり、 f_H と以下の関係を満たすように設定する。

$$f_s = \left(n + \frac{1}{2}\right)f_H \quad (1)$$

この標本化周波数により、折り返し成分は原信号スペクトルの間に落ちる。受信側では、くし形のフィルタを用いて折り返し成分を取り除くことにより、若干の画質低下を生じるが、標本化周波数を $2f_{sc}$ 程度まで下げることができる。

† 国際電信電話株式会社 研究所

"Digital Television(9): High Efficiency Coding of Television Signals" by Hitomi Murakami (Research and Development Laboratories, Kokusai Denshin Denwa Co., Ltd., Tokyo)

2.3 画像信号の冗長度削減

テレビ信号は低周波成分を多く含み、隣接画素間の相関が非常に高い。たとえば13.5 MHzで標準化された輝度信号のフィールド内相関は0.95~0.98程度である。これは統計的な冗長性といわれる。この冗長性に基づく符号化技術である予測符号化、変換符号化あるいは可変長符号化では、受信側で完全に元の信号に復元できる。これを可逆符号化という。

一方、ノイズが画像信号に加わっても視覚的に検知されない場合がある。これが視覚的な冗長性である。このノイズは符号化処理においては量子化において生じる。この処理過程は非可逆符号化である。

これら統計的、視覚的冗長成分はさらに空間的冗長度と時間的冗長度に分けることができる。空間的冗長度は1画面内に含まれる冗長度であり、画像の絵柄に依存する。絵柄が精細なほど相関は低くなり、その統計的冗長度は小さくなる。

一方、時間的冗長度は連続するフィールドあるいはフレーム間に含まれるものであり、その冗長度は画像の動きに依存し、動きが大きいほど小さくなる。

このような冗長度を削減するための基本的なアプローチとしては、予測符号化と直交変換符号化、そしてこれら符号化処理後の信号に対し行われる可変長符号化がある。

3. 冗長度削減手法

3.1 コンポーネント符号化とコンポジット符号化

テレビ信号の符号化処理として、輝度信号と2つの色信号を別々に行うコンポーネント符号化と、これら3つの信号を重畳した、いわゆるNTSC、PAL、SECAMの複合カラー信号をそのまま符号化するコンポジット符号化がある。これら2つの符号化では、3.3節で述べるように、予測符号化では予測式、変換符号化ではビット割当てが異なるだけで、その他の量子化、2進符号化は全く同様に行える。

現在、商用カラーテレビ信号は複合信号であり、この信号をそのまま扱うコンポジット符号化では、標準化周波数を f_{sc} の整数倍とする制約があるが、複合カラー信号の分離・合成のプロセスが不要であり、これに伴う画質劣化がなく、かつハードウェア規模が大きくならないという長所がある。一方、コンポーネント符号化では、標準化周波数の選定に自由度があり、低伝送用符号化法としても有効である。最近、CCIRによりコンポーネント信号に基づくデジタルテレビの符号化パラメータが勧告されたことにより、コンポーネント符号化を中心とした実用システムの開発が盛ん

に行われている。

3.2 画像信号の統計的性質

図1は精細な絵柄で多様な動きを多く含む30種の画像を、13.5 MHzで標準化した輝度信号の同一ライン上の連続する2画素間の相関係数分布である。まれに0.5程度の相関をもつ絵柄が存在するが、平均0.95~0.98程度である。色成分は輝度成分に比べ帯域が狭いため、その相関係数は高く0.97~0.99程度となる。コンポーネント信号では、水平方向に n 画素、垂直方向に m 画素離れた画素間の相関関数 $R(m, n)$ は、

$$R(m, n) = \rho_x^2 \delta^{n+m} \quad (2)$$

で近似できる。ここで σ_x^2 は画像信号電力 ρ は隣接画素間相関係数である。

一方、NTSC信号のフィールド内相関関数は次のように導出できる。NTSC信号は

$$X(t) = Y(t) + I(t)\cos(2\pi f_{sc}t + 33^\circ) + Q(t)\sin(2\pi f_{sc}t + 33^\circ) \quad (3)$$

で表現されることにより、 m, n 画素離れた画素 $S(t_i), S(t_j)$ の相関関数は、

$$R(m, n) = E\{(X(t_i) - E[X(t_i)]) \cdot (X(t_j) - E[X(t_j)])\} \quad (4)$$

に(3)式を導入することにより、次式の相関関数を得られる。

$$R(m, n) = \sigma_y^2 \rho_y^{m+n} + (\sigma_i^2 \rho_i^{m+n} + \sigma_q^2 \rho_q^{m+n}) \cdot \cos\left(2\pi n \frac{f_{sc}}{f_s}\right) \cos(m\pi) \quad (5)$$

ここで、 $\rho_y, \rho_i, \rho_q, \sigma_y^2, \sigma_i^2, \sigma_q^2$ はそれぞれ Y, I, Q 成分の相関係数および信号電力である。

3.3 予測符号化と変換符号化

テレビ信号の冗長度削減手法としては、予測符号化(DPCM)と変換符号化が基本であり、かつ実用的な技術である。

図1 テレビ画像の相関係数分布(実測値)

(1) 予測符号化

画像の信号値を逐次伝送する代りに、現信号値を過去の幾つかの画素値から予測し、この予測との差を量子化して送る方式である。受信側では、この差信号を積分することにより画像を再生する。このとき予測に用いる画素が、予測すべき画素と同じフィールドにある場合をフィールド内予測、前フィールド、前フレームの画素を用いる場合をそれぞれフィールド間予測、フレーム間予測という。予測符号化の基本構成を図2に示す。

(a) 予測式の最適化

以下の統計的手法により高い効率の予測式が設計でき、さらにその特性を推定できる。

画素 $x(m, n)$ の予測値 $\hat{x}(m, n)$ は、過去の画素 $x(m-i, n-j)$ の線型結合で与えられる。

$$\hat{x}(m, n) = \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^l a_{ij} x(m-i, n-j) \quad (6)$$

予測誤差 $\varepsilon(m, n) = \hat{x}(m, n) - x(m, n)$ の2乗平均を最小とする最適予測係数 a_{ij} は、

$$\frac{\partial}{\partial a_{ij}} E[\varepsilon^2(m, n)] = \frac{\partial}{\partial a_{ij}} E[\hat{x}(m, n) - x(m, n)]^2 \quad (7)$$

から導かれる連立方程式の解となる。このときの予測誤差電力 σ_ε^2 は、

$$\sigma_\varepsilon^2 = R_{00} - \left(\sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^l a_{ij} R_{ij} \right) \quad (8)$$

ここで $R_{ij} = E[x(m, n)x(m-i, n-j)]$ となる。たとえば $x(m, n)$ の近傍3画素、 $x(m-1, n)$ 、 $x(m, n-1)$ 、 $x(m-1, n-1)$ を用いた場合、最適予測係数は、

$a_{10} = R_{10}/R_{00}$ 、 $a_{01} = R_{01}/R_{00}$ 、 $a_{11} = R_{11}/R_{00}$ (9) となる。この式に、(2)式、あるいは(5)式の相関関数を代入することにより、コンポーネント信号あるいはコンポジット信号に対する、効率の高い予測式が得られる。

この予測効率について、最も基本的な前置予測を例にとり説明する。前置予測 ($p(z) = az^{-1}$) の予測誤差電力は(8)式より、

$$\sigma_\varepsilon^2 = \sigma_x^2(1 - 2a\rho + a^2) \quad (10)$$

$$= \sigma_x^2[(\alpha - \rho)^2 + 1 - \rho^2]$$

となり、予測効率 k を $\sigma_x^2/\sigma_\varepsilon^2$ と定義すると、常に $k \geq 1$ となる。このように画素間相関を利用することで、常に冗長度を削減することができ、相関が1に近づくほどその効率は向上する。一方、実際の符号化方式では、たとえば前置予測では係数 $a=1$ に固定することが多い。この場合、 $\sigma_\varepsilon^2 = \sigma_x^2 \cdot 2(1-\rho)$ となり、 $\rho \geq 1/2$ の場合のみ、 $k \geq 1$ となり冗長度削減効果がある。いいかえれば、 $-1 \leq \rho < 1/2$ の相関をもつ画像では、 $p(z) = z^{-1}$ の予測式で符号化することにより所要伝送レートが増大し逆効果となる。

コンポジット信号に対する予測式の設計に際しては、色副搬送波の位相を考慮しなければならない。たとえば、フレーム間で位相は反転しており、フィールド内、フィールド間の走査線間では、図3に示すような位相関係にある。さらに同一走査線においても、標準化周波数に依存した位相関係にある。よって、コ

図2 予測符号化方式の構成図

図3 色副搬送波の位相関係

ンポーネント信号で用いられる予測式をそのままコンポジット信号に用いると、その効率は大きく低下する。そのため符号化する画素と同位相の画素を予測に用いる必要がある。たとえばフィールド内予測では x_0 を予測するのに2ライン上の x_5 を用いる。

このようにコンポジット符号化ではカラー位相のためフィールド内、あるいはフレーム間予測式に、符号化すべき画素に近い画素のみを用いることができず、コンポーネント符号化に比べ効率は低下する。一方、フィールド間符号化では、コンポーネント信号に対する予測式と同様に図3の x_3 を用いることができ、高い予測効率を実現できる。コンポーネント符号化とコンポジット符号化で高い効率をもつ予測式の例を表1に示す。

(b) 適応予測アルゴリズム

テレビ画像は静止画から動画、あるいは平坦から精細な絵柄までを含み、その内容は多種多様である。コンポジット信号ではさらに色成分についても考慮しなければならない。その統計的性質は画像により異なる。このような信号に対して単一な予測方式で高い符号化特性を安定して得ることは難しい。これに対処するには適応予測が非常に効果的である。

3つの基本となる符号化方式、フィールド内、フィールド間、フレーム間符号化は図4に示す特徴を持つ。すなわち、フレーム間符号化は静止画で高い符号化効率を示すが、動きが大きくなるに従いその効率は低下する。フィールド内符号化は静止画に対し、もちろん画素間相関値にもよるが、一般に効率は低く、動きが速くなるに従いテレビカメラの蓄積効果により空間相関が高くなり、符号化効率は向上する。フィールド間符号化は、これら2つの符号化方式の中間的特性を示し、特に中間的な動き速度の画像に対しては、3つのうち最も良い特性を示す。これら符号化特性を考慮し、画像の動きに応じて3つの予測方式を切り替えることにより、高い符号化効率が達成できる。

またフィールド内予測においても、水平・垂直方向のエッジなどテクスチャを解析し、画像の局所的な性質に基づき予測式を適応的に用いることで良い特性を実現できる。

この適応符号化では、予測器選択に関する情報を送る方式と、すでに送信した画素情報に基づいて予測器を選択し、特に選択情報を送らない方式とがある。前者では、選択情報量の増大をふせぐため、8〜10画素を1ブロックとし、ブロックごとに最適予測器を選択する。一方、選択情報を送らない方式では、すでに送信された信号の特徴に基づく方法、予測値間の大小関

表1 コンポーネント符号化、コンポジット符号化での代表的な予測式

	符号化方式	予測式
コンポーネント符号化	フィールド内	$p(z) = z^{-1} + z^{-H} - z^{-H-1}$
	フィールド間	$p(z) = z^{-1} + \frac{3}{4}(z^{-F} - z^{-F+1})$
	フレーム間	$p(z) = z^{-2F}$
コンポジット符号化	フィールド内	$p(z) = \frac{z^{-1}}{2} + \frac{15}{16}z^{-3} - \frac{15}{32}z^{-4}$ ($3f_{sc}$) $p(z) = \frac{z^{-1}}{2} + \frac{15}{16}z^{-H+2} - \frac{15}{32}z^{-H+1}$ ($4f_{sc}$)
	フィールド間	$p(z) = z^{-1} + \frac{3}{4}(z^{-F} - z^{-F+1})$
	フレーム間	$p(z) = z^{-H-2F} + z^{-2F} - z^{-H}$

z^{-1} , z^{-H} , z^{-F} はそれぞれ1画素、1ライン、1フィールド遅延を示す。

図4 各種予測方式の特性¹⁴⁾ (用いた予測式はフレーム間: $p(z) = z^{-2F}$, フィールド間: $p(z) = \frac{3}{4}z^{-2} + z^{-F} - \frac{3}{4}z^{-F-2}$, フィールド内: $p(z) = \frac{3}{4}z^{-2} + \frac{1}{4}z^{-H+2}$, 標準化周波数: 13.5 MHz)

係に基づく方法、などで予測式の選択を行う⁸⁾。

(c) 動き補正符号化

前述したように、フレーム間予測符号化は静止画に対し高い符号化効率を示すが動きに弱い方式である。この弱点を補うため、画面内の動きベクトル(方向とその大きさ)を検出し、これに対応した画素を予測に用いる“動き補正フレーム間予測”が特にテレビ会議用符号化法として研究されている¹⁶⁾。

この動きベクトルの検出法としてはマッチング法と勾配法が代表的である。前者は画像信号をブロック(8ライン、8画素程度)に分割し、各ブロックごとに

前フレームの一定範囲の画素との差をとり、その絶対値の和が最小となるブロック位置を、その動き量とするものである。後者は、画面内の輝度の傾き Δ とフレーム間の輝度差 d から、 d/Δ を動き量とする方式である。現在のところ主にマッチング法が高能率符号化方式に用いられている。

(2) 直交変換符号化

画像を数十画素からなるブロックに分割し、このブロックごとに画素値を直交変換し、変換係数を量子化して送信する。受信側では直交逆変換を行い画像を復元する。

変換された信号の電力は入力画像のもつ高い相関のために互いに大きな偏りを生じ、特定の成分に電力が集中する。この偏りを利用して、大きな電力成分には多いビット数を、小さな電力成分には少ないビット数を割当てることにより、平均ビット数を低減させる。この直交変換符号化の構成図を図5に示す。

(a) ブロック化

テレビ信号符号化用直交変換としては、フーリエ変換、アダマル変換、コサイン変換が実用的であり、これら変換の次数は 2^n が高速演算の立場から有利である。よって、ブロック化においては 2^n 個の画素(たとえば1次元では8画素、2次元では4ライン・8画素/ライン)を1ブロックとする。

(b) 直交変換・逆変換

2次元変換、逆変換は次式で与えられる。

$$[H] = \frac{1}{\sqrt{MN}} [T_1][X][T_2]^t \quad (11a)$$

$$[X] = \frac{1}{\sqrt{MN}} [T_1]^t [H][T_2] \quad (11b)$$

ここで、 $[X]$: 入力画像、 $[T_1]$: 水平方向信号用変換行列、 $[T_2]$: 垂直方向信号用変換行列、 $[H]$: 変換係数、 t : 転置、 M, N はブロックサイズ、を示す。

ここで用いられる変換行列としては、先に述べたフーリエ、アダマル、コサイン変換が用いられるが、冗長度削減の立場からは、変換係数間の電力に、なるべく大きな偏りを生じさせるものが望ましい。この観点からコサイン変換が、一方、ハードウェア構成上の立場からは加減算のみですみ高速処理に適しているア

ダマル変換が用いられる。

4ライン、4画素をブロックとして2フィールド分の静止画(人物画像)に対し、2次元アダマル変換を行って得られた平均係数電力を図6(a)に示す。

(c) ビット割当て

各変換係数を h_{ij} 、各係数に割当てられるビット数を b_{ij} とすると、 M ライン、 N 画素からなるブロックの総ビット数 B は、

$$B = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N b_{ij} \quad (12)$$

で表される。一方、偏差 σ_{ij} のラプラス分布の係数 h_{ij} で生じる量子化ノイズ δ_{ij}^2 は、量子化レベル数を $N_{ij}(=2^{b_{ij}})$ とすると3.4節で述べるように $\delta_{ij}^2 = 9\sigma_{ij}^2/2N_{ij}^2$ で近似できる。よって、ブロック当りの量子化ノイズ量 Q は、

$$Q = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \delta_{ij}^2 = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \frac{9\sigma_{ij}^2}{2 \cdot 2^{2b_{ij}}} \quad (13)$$

となる。

よって B が一定のもとで、 Q を最小にする最適な b_{ij} の組み合わせは(12)、(13)式を用いたラグランジュの未定係数法により、(14)式となる。

2891.3	100.7	27.6	21.4
190.2	27.3	10.8	7.8
75.9	15.0	6.3	4.9
54.9	11.9	5.3	4.2

(a) 輝度信号に対する変換係数電力

6	3	2	2
4	2	1	1
3	2	1	0
3	1	1	0

(b) (a)の変換係数に対する平均2ビット/画素での最適ビット割りあて

6	3	2	2
4	1	0	0
3	0	2	0
2	2	3	2

(c) コンポジット信号に対するビット割りあて

図6 4ライン、4画素をブロックとする2次元アダマル変換出力およびビット割当て

図5 直交変換符号化の構成図

$$b_{ij} = \frac{B}{N \times M} + 2[\log_2 \sigma_{ij}^2 - \frac{1}{N \times M} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \log_2 \sigma_{ij}^2] \quad (14)$$

この式により図6(a)で得られた電力に割当てられるビット数は図6(b)のようになる。これは平均2ビット/画素の場合であるが、たとえば平均3ビット/画素では、各係数のビット数を各々1ビットだけ増加させることにより得られる。

コンポジット符号化での直交変換では、色成分は高周波成分に変換される⁹⁾。図6(c)にアダマール変換でのビット割当ての例を示す。

3.4 量子化

冗長度を削減された信号の伝送レートをさらに低減させるため量子化が行われる。この量子化の方法は量子化間隔の関係で非線形量子化と線形量子化に大別される。

(1) 非線形量子化

予測符号化における予測誤差、変換符号化における変換係数の分布は、ラプラス分布でよく近似でき、各レベル発生頻度に偏りのある分布となる。このような信号をレベル数一定のもとで量子化雑音を小さくするには、分布の密のところで量子化ステップを小さく、粗のところで広くする。これを非線形量子化という。最適非線形量子化は次のようにして得られる。

量子化における判定レベルを $z_1, z_2, \dots, z_{k+1}, \dots$ 、その出力レベルを $q_1, q_2, \dots, q_k$ 、量子化器の入出力信号間の平均2乗量子化誤差を δ_q^2 とすると、

$$\delta_q^2 = \sum_{k=1}^K \int_{z_k}^{z_{k+1}} (z - q_k)^2 p(z) dz \quad (15)$$

で与えられる。ここで、 $p(z)$ は入力信号の確率密度関数である。

与えられた出力レベル数 K に対して、 δ_q^2 を最小とする出力レベル $\{q_k\}$ と判定レベル $\{z_k\}$ は、(15)式を z_k と q_k の各々に関して偏微分することで得られる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial z_k} \delta_q^2 &= (z_k - q_{k-1})^2 p(z_k) - (z_k - q_k)^2 p(z_k) \\ &= 0, \quad k=2, \dots, K \end{aligned} \quad (16a)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial q_k} \delta_q^2 &= -2 \int_{z_k}^{z_{k+1}} (z - q_k) p(z) dz \\ &= 0, \quad k=1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (16b)$$

これらの式より、

$$z_k = (q_{k-1} + q_k) / 2, \quad k=2, 3, \dots, K \quad (17a)$$

$$\begin{aligned} q_k &= \int_{z_k}^{z_{k+1}} z p(z) dz / \int_{z_k}^{z_{k+1}} p(z) dz, \\ k &= 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (17b)$$

が得られる。最適量子化器では、判定レベル $\{z_k\}$ は

出力レベル $\{q_k\}$ 間の中央に位置するが、各々の q_k は、 $p(z)$ の z_k と z_{k+1} 間の重心の位置にあることがわかる。これを Max の量子化という¹⁰⁾。このとき量子化誤差は、

$$\sigma_q^2 \cong \frac{2}{3N^2} \left[\int_0^\infty p^{1/3}(z) dz \right]^3 \quad (18)$$

で近似できる¹⁵⁾。よって、ラプラス分布、

$$p(z) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_z} \exp(-\sqrt{2}|z|/\sigma_z) \quad (19)$$

に対する最適非線形量子化で生じる量子化ノイズは、

$$\delta_q^2 = \frac{9}{2N^2} \sigma_z^2 \quad (20)$$

で近似できる。

表2に $\sigma_z=1$ のラプラス分布に対する4ビット16レベルMax量子化特性を示す。

この方法で決定されたレベル数の比較的少ない、15レベル数程度までの量子化特性では、予測誤差零近傍で発生する粒状雑音による画質劣化に比べ、大きな予測誤差部で発生する勾配過負荷による劣化の方が、視覚的に大きな影響をもつ。この2つの雑音の画質に与える影響の度合を主観的に評価し、総合画質を最も優れたものにする“視覚特性を考慮した量子化特性”もある。これは、Maxの量子化特性に比べ、予測誤差零近傍で量子化間隔を若干粗く、予測誤差の大きな部分の量子化間隔をせまくする特性となる。

(2) 線形量子化

この量子化では、量子化ステップが一様となる。このときの z_k, q_k は、

$$z_k = (q_{k-1} + q_k) / 2 \quad k=2, 3, \dots, K \quad (21a)$$

$$q_k = (z_k + z_{k+1}) / 2 \quad k=1, 2, \dots, K \quad (21b)$$

の関係になる。

3.5 2進符号化

デジタル伝送では、量子化代表値は2進符号に変換される。この2進符号化の表現法により固定長符号化と可変長符号化に分類される。

表2 $\sigma_z=1$ のラプラス分布((19)式)に対する4ビット16レベル最適量子化の例($\sigma_z=\alpha$ のとき、この表の各値を α 倍することにより得られる)

入力範囲	出力信号
0~0.1582	0.1284
0.1582~0.5224	0.3881
0.5224~0.7996	0.6568
0.7996~1.099	0.9424
1.099~1.437	1.256
1.437~1.844	1.618
1.844~2.401	2.069
2.401~ ∞	2.733

(負側は対称)

表 3 代表的な 2 進符号の例 (3 ビット)

自然 2 進	グレイ符号	折返 2 進
0 0 0	0 0 0	0 0 0
0 0 1	0 0 1	0 0 1
0 1 0	0 1 1	0 1 0
0 1 1	0 1 0	0 1 1
1 0 0	1 1 0	1 1 1
1 0 1	1 1 1	1 1 0
1 1 0	1 0 1	1 0 1
1 1 1	1 0 0	1 0 0

(1) 固定長符号化

これは量子化代表値に一定のビット長の符号を割当てたもので、非線形量子化器と組み合わせられることが多い。この符号としては表 3 に示す自然 2 進、折り返し 2 進、交番 2 進等がある。伝送路等で生じる符号誤りがない場合、2 進パターンの異なるこれら符号を用いて伝送される画像になら差異は生じない。しかしながら、符号誤りが生じる場合、誤りにより量子化代表値が大きく変化しないように、たとえば、符号が誤っても隣接の量子化代表値となるような 2 進パターンを用いることが望ましい。この観点から特に非線形量子化では折り返し 2 進が優れた特性を有している。

(2) 可変長符号化

量子化代表値間の発生確率に偏りがある場合、出現頻度が高いものに短符号を、低いものに長符号を割当てることにより、全体の伝送レートを低減させること

ができる。この可変長符号は線形量子化と組み合わせて用いることが多く、特に平均ビット長を最小とするハフマン符号が重要である¹²⁾。

線形量子化に可変長符号化を用いた場合、固定長非線形量子化に比べ、どの程度の伝送レート削減効果があるかを図 7 に示す。この結果はラプラス分布に対し、3～21 レベルで非線形量子化から線形量子化の各特性で量子化を行い、エントロピー ($H = -\sum_{i=1}^N p_i \log p_i$, p_i は量子化レベル i の発生確率) を測定したものである。ハフマン符号化を行うことにより、ほぼこのエントロピーと同等の特性が得られることから、可変長符号化は固定長符号化に比べ約 1 ビットの効果がある。

4. 画像統計量変動に対する対策

画像の冗長性削減法は、

- (1) 画素間の相関が高いこと
- (2) (1)の性質を利用して行う、予測符号化あるいは直交変換での出力信号分布に大きな偏りがあること

を基本としている。ほとんどの画像は 0.95～0.98 の高い相関をもつことから、各種符号化パラメータはこれらの画像にマッチするように設計される。しかしながら、稀にはあるが符号化するのに厳しい画像が現れ画質を低下させることがある。たとえばフィールド内符号化では低い相関の画像であり、フィールド間、フ

図 7 非線形量子化を線形量子化で得られる量子化ノイズとエントロピーの関係¹³⁾

レーム間ではこの低い相関の画像が高速に動く場合である。このような場合、本質的に冗長度削減効果は低く、さらに符号化方式は高い相関係数の画像に設定しているため、3.3節(1)で述べたような符号化パラメータの不適合(予測器不適合、量子化器不適合など)を生じ、その特性は大きく低下することがある。総合の符号化画質は、往々にして、短時間でかつ画面の一部にはあるが現れる最も悪い画質で決定されることがある。

このような場合の対策として、その画質劣化を視覚的に目立たせずに、伝送情報量を低下させる必要がある。この方法として、

- (1) 標本化周波数を低下させる(原伝送レートの低減)
- (2) 低域フィルタによる画像の高周波成分の除去(相関係数を高め、符号化効率を向上)
- (3) 可変長符号化では量子化間隔を粗くし、短符号長の発生頻度を高くする(発生伝送レートの低減)

等が用いられる。

5. む す び

テレビ信号のデジタル伝送に必須な伝送レート削減技術、特に冗長度削減手法の基本を述べた。現在商用テレビ信号用符号化法としては、装置規模、符号化特性および画像品質の面から、予測符号化が中心となっている。現行アナログ方式と同等の画像品質を30Mbps程度のレートで実現するには、予測と量子化とも適応的にいき、さらに可変長符号化を用いる必要がある。

これら手法を用いた符号化法では、いかに制限された動作時間内で所要の特性を実現できる方式を設計するかが問題となる。たとえば13.5MHz標本化周波数の信号に対しては、74ns以内で適応予測、適応量子化に必要な演算を完了しなければならない。そのため、適応処理手法を簡易化し、予測式は次数を制限したものにしたらざるを得ない。今後とも回路技術の発展により、さらに複雑な符号化処理を実時間でできるよ

うになるが、この回路技術と符号化特性の関係を適確に把握しておくことは、符号化方式を設計するうえで重要である。

本稿では符号化方式を周波数領域から検討する手法についてページ数の関係で紹介できなかった。ディジタルフィルタの観点からは、予測符号化は巡回型フィルタ、変換符号化は非巡回型フィルタとみなすことができ、その伝達関係から符号化方式の特性あるいは符号誤りの影響がよく推定できる²⁾。

(参 考 文 献)

- 1) 橋本、岩瀬：“ディジタル化サブシステムの構成、テレビ誌、39, 5, (May, 1985)
- 2) 吹抜：“画像のディジタル信号処理”，日刊工業新聞社(1976)
- 3) 宮川、渡部：“画像エレクトロニクス講座：画像エレクトロニクスの基礎”テレビ学会編，コロナ社(1975)
- 4) A. Rosenfeld, A. C. Kak：“Digital Picture Processing”，Academic Press(1976)
- 5) 山本：“カラーテレビ信号の高効率符号化”，信学誌，63, 5 (May, 1980)
- 6) J. O. Limb, C. B. Rubinstein, J. E. Thompson：“Digital Coding of Color Video Signals—A Review”，IEEE Trans., COM-25, 1 (Nov., 1977)
- 7) A. N. Netravali, J. O. Limb：“Picture Coding：A Review”，Proc. IEEE, 68, 3 (Mar., 1980)
- 8) 村上：“動画像符号化の研究動向”，画像電子学会研究会，84-02-5 (Feb., 1985)
- 9) H. Murakami, H. Yamamoto：“Performance of Transform Coding for Carrier Chrominance Signals”，IEEE Trans., COM-32, 3 (Mar., 1984)
- 10) J. Max：“Quantizing for Minimum Distortion”，IRE Trans., IT-6, 3 (Mar., 1960)
- 11) J. O. Limb, C. B. Rubinstein：“On the Design of Quantizers for DPCM Coders：A Functional Relationship between Visibility, Probability, and Masking”，IEEE Trans., COM-26, 5 (May, 1978)
- 12) D. A. Huffman：“A Method for the Construction of Minimum Redundancy Codes”，Proc. IRE, 40, 9 (Sep., 1952)
- 13) A. N. Netravali, R. Saigal：“Optimum Quantizer Design Using a Fixed-Point Algorithm”，BSTJ, 55, 9 (Nov., 1976)
- 14) 松本、羽鳥、村上：“テレビジョン信号の中央値予測方式”，信学論誌，J66-B, 4 (Apr., 1983)
- 15) P. F. Panter, W. Dite：“Quantization Distortion in Pulse-Count Modulation with Nonuniform Spacing of Levels”，Proc. IRE, 39 (1951)
- 16) W. K. Pratt：“Image Transmission Technique”，Academic Press(1979)