

画像符号化のためのウェーブレット乗算器係数のSPT表現

外村 喜秀[†] 岩橋 政宏^{††} 坪根 正^{††} 神林 紀嘉^{††}

Signed Power-of-Two Expression for Multipliers of Lifting Wavelet
for Image Compression

Yoshihide TONOMURA[†], Masahiro IWAHASHI^{††}, Tadashi TSUBONE^{††},
and Noriyoshi KAMBAYASHI^{††}

あらまし 画像圧縮の手法として、離散コサイン変換 (DCT) やウェーブレット変換 (DWT) といった周波数変換が広く用いられている。これらの変換で用いられる乗算器係数値は一般に実数により定義されるが、ハードウェア等で構成される場合は有限語長で近似される。これは、順変換と逆変換の係数値のミスマッチにより再生画像に劣化を生じさせる原因となる。係数ミスマッチに起因する再生画像の劣化を減らすには有限語長化する際に十分長い語長を割り当てればよいが、画像圧縮データは一般にエントロピー符号化前に量子化処理されることから、ある語長より多くの語長を割り当てても冗長となる。そこで、本論文では量子化処理に起因する誤差よりも係数ミスマッチに起因する誤差が小さくなるように各乗算器係数値をできるだけ少ない有限項数の2のべき乗和で Signed Power-of-Two 表現 (SPT 表現) する方法を提案する。これにより順変換側と逆変換側の係数ミスマッチの影響が視覚的に認知できない最小規模のウェーブレット回路が構成可能となる。提案法による回路構成の結果、各乗算器係数に同項数の2のべき乗和を割り当てた回路と比較して 50 [%] 程度の回路規模の縮小が HDL 言語を用いた実験で確認された。

キーワード 画像符号化, ウェーブレット変換, Signed Power-of-Two, 互換性, 回路

1. ま え が き

近年のマルチメディアの発展に伴い、テレビ放送や映画のデジタル化が進むなどデジタル画像の需要はますます高まっており、同時に画像データを高効率で符号化・復号する技術が重要になっている。現在、デジタル静止画像の圧縮には JPEG [1]、動画の圧縮には MPEG-2 [2] といった国際標準規格が一般に広く用いられており、それを発展させた JPEG2000 [4] や MPEG-4 [3] も注目されている。

これらの国際標準規格では、離散コサイン変換 (DCT) やウェーブレット変換 (DWT) といった周波数分割を用いることにより符号化利得を向上させている。しかし、これらの処理をハードウェア等で構成する場合、無限語長で定義される乗算器係数を有限語

長に置き換える必要があり、システムの周波数特性は有限語長化前の周波数特性に比べて劣化し、構成方法によっては完全再構成を満たさなくなる。

有限語長化による再生画像への影響は構成方法によって異なり、文献 [5] などにより係数感度を用いて解析されている。これに対し、有限語長化を行った場合でも完全再構成を満たすリフティング構成やラティス構成が注目されている [6], [7]。文献 [6] では構造上再構成を満たすリフティング構成された直交ウェーブレットの設計方法が述べられており、少ない計算量で任意の周波数特性をもつ FIR フィルタバンクの設計方法が提案されている。文献 [7] では構造上完全再構成を満たすラティスフィルタにおいて、乗算器係数値を Signed Power-of-Two 表現 (以下、SPT 表現) と呼ばれる有限項数の2のべき乗和で有限語長化する方法が述べられている。SPT 表現は加算器とシフト処理のみで構成できるためにハードウェア構成に適していることが知られているが、その設計は NP 困難であり多項式時間で解けるアルゴリズムは知られていない。そのため、文献 [7] では木検索アルゴリズムを用いる

[†] 日本電信電話株式会社 未来ねつと研究所, 横須賀市
NTT Network Innovation Laboratories, NTT Corporation,
Yokosuka-shi, 239-0847 Japan

^{††} 長岡技術科学大学電気系, 長岡市
Department Engineering, Nagaoka University of Technology,
Nagaoka-shi, 940-2188 Japan

ことにより比較的少ない演算量で SPT 表現を行う方法が提案されている。

しかし、上記の文献はいずれも、変換係数と逆変換の係数が等しい場合を前提としており、変換係数と逆変換係数が異なる場合、つまり互換性に着目した検討ではない。画像符号化・復号において符号化機器と復号機器が別のメーカーの製品であることはよくあり、実用上において互換性に着目した検討は重要な意味をもつ。互換性に着目した検討は文献 [8], [9] などで報告されている。文献 [8] では完全再生可能な DCT の演算精度を理論的に導出しており、互換性が保たれる語長を導いている。また、文献 [9] では量子化処理が考慮された演算誤差量推定式を用いて係数ミスマッチを検討することにより、実際に回路が使用される環境に即した解析を行っている。しかし、これらの報告では白色性の入力信号に対する係数感度、つまりフィルタの周波数特性から語長を検討しているため画像信号の有色性が考慮されていない。

これに対して、我々は文献 [10], [11] において、画像信号の有色性を考慮に入れて整数離散コサイン変換 (整数 DCT) の語長を検討している。文献 [10] では乗算器係数の有限語長化が再生画像にどのように影響を与えるか画像信号の有色性が考慮された係数感度である“画質係数感度”を導出することにより評価している。また、導出した画質係数感度値とラグランジュの未定乗数法を用いることにより各乗算器係数に語長を個別に配分する方法を提案している。しかし、文献 [10] の方法を SPT 表現の最適化に適用することは、割当項数と再生画像に重畳する有限語長化誤差の関係が非線形であるためにできない。また、ウェーブレット変換に対する検討は文献 [12] によってなされているが、ウェーブレットの実用的なオクターブ分割への拡張がされておらず、乗算器係数ごとの画質係数感度も導出されていない。

そこで、本論文ではウェーブレット回路を対象に文献 [12] の検討を N ステージに拡張し、 N ステージの乗算器係数値に対して SPT 表現することにより有限語長化を行う。しかし、 N ステージに拡張することにより SPT 表現の対象となる係数が増加し、SPT 表現の最適化に要する処理は増加して設計は困難となる。これを簡単化するために、本論文ではすべての係数について画像信号の有色性が考慮された画質係数感度を理論的に導出し、この解析より明らかとなる画質係数感度がステージに依存しないこと、及び Greedy アル

ゴリズムを用いて SPT 表現の最適化を行う。この手法は、文献 [7], [13] ~ [18] の手法とは異なり設計対象となる乗算器数を減らして設計することと等しく、少ない演算量で SPT 表現の最適化が可能となる。

また、エントロピー符号化前の量子化処理を考慮に入れ、再生画像に重畳する量子化誤差に比べて係数ミスマッチによる再生画像に重畳する誤差が小さくなる条件のもとで、最小項数の 2 のべき乗和で各乗算器係数を SPT 表現する。これにより、互換性が保たれた最小のウェーブレット回路を構成することが可能となる。提案手法がどの程度効果があるかについては、HDL 言語を用いて回路規模を評価することにより明らかにする。しかし、実際の回路規模は演算子の使い回し方やモジュールの配置等、種々の回路最適化が行われた上で決定されるため、汎用的な評価指標を一つに絞ることは困難である [19]。そのため、本論文では例として、FPGA の場合にプリミティブとなるセルの個数を用いて回路規模を評価する。これは、一般にセル数を減らすことが回路規模並びに消費電力や処理の高速化において有効となると考えられるからである [19] ~ [23]。

以下、2. では本論文で検討対象とするリフティング構成されたウェーブレット回路の乗算器係数値及びその信号処理について説明する。3. では順変換側と逆変換側の係数ミスマッチの影響が再生画像にどのように重畳するのかを乗算器ごとに画質係数感度として導出する。4. では 3. で導出した画質係数感度を用いて回路全体の順変換側と逆変換側の係数ミスマッチ誤差を抑えつつ SPT 表現する方法を提案する。5. ではエントロピー符号化前の量子化処理を考慮に入れることにより、変換側と逆変換側の係数ミスマッチの影響が見られない最小の回路規模を導出する。最後に 6. でまとめる。

2. リフティング構成された非可逆圧縮のためのウェーブレット変換

リフティング構成は容易に可逆圧縮が実現できることが知られているが、非可逆圧縮においても回路規模縮小や処理の高速化に効果があることが知られている。そのため、JPEG2000 の非可逆圧縮においてもリフティング構成が用いられることが多い [24]。本論文ではリフティング構成されたウェーブレット回路中の乗算器係数を、互換性を保つ条件下で SPT 表現と呼ばれる 2 のべき乗和で有限語長化することにより最小規模の回路を構成する。まず、本章では有限語長化対

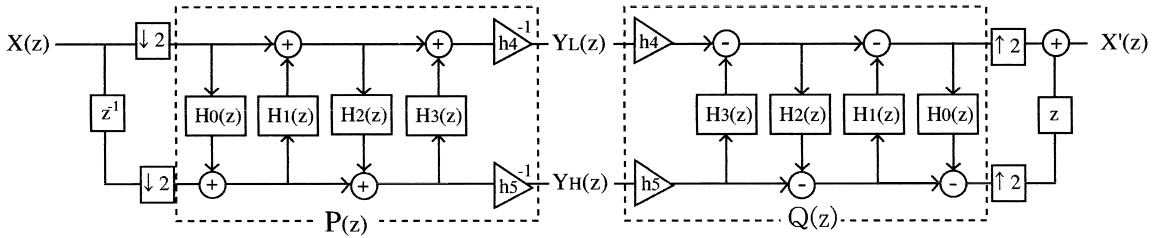


図 1 2 チャンネルリフティングウェーブレット
Fig. 1 Two channel lifting wavelet transform.

象とするリフティング構成された非可逆圧縮のためのウェーブレット変換とその信号処理について述べる。

2.1 リフティングウェーブレット

図 1 に本論文で有限語長化対象とする，リフティング構成された非可逆圧縮のためのウェーブレット変換の帯域分割部及び帯域合成部を示す．図中の z^{-1} は遅延器， h_4, h_5 は乗算器， $H_0(z) \sim H_3(z)$ は式 (1) で表される 2 タップの直線 FIR フィルタを表す．

$$\begin{cases} H_0(z) = h_0(z + 1) \\ H_1(z) = h_1(1 + z^{-1}) \\ H_2(z) = h_2(z + 1) \\ H_3(z) = h_3(1 + z^{-1}) \end{cases} \quad (1)$$

式 (1) 中の乗算器係数値 $h_0 \sim h_3$ 及び h_4, h_5 の計 6 個の乗算器係数値は JPEG2000 の非可逆圧縮に用いられる 9/7 フィルタでは以下のように実数値で定義される．

$$\begin{cases} h_0 = -1.58613 \ 43420 \ 59924 \ \dots \\ h_1 = -0.05298 \ 01185 \ 72961 \ \dots \\ h_2 = 0.88291 \ 10755 \ 30934 \ \dots \\ h_3 = 0.44350 \ 68520 \ 43971 \ \dots \\ h_4 = 1.23017 \ 41049 \ 14001 \ \dots \\ h_5 = 1.62578 \ 86132 \ 23192 \ \dots \end{cases} \quad (2)$$

本論文では式 (2) で定義された N ステージ分の乗算器係数に対して有限語長化を実施する．

2.2 リフティングウェーブレットの信号処理

前節で示した乗算器係数を有限語長化した場合，再生画像にその影響がどのように重畳するかを次章で解析する．前段階として，本節ではリフティングウェーブレットの信号処理について示す．図 1 の帯域分割及び帯域合成における信号処理は次式で表される．

$$\begin{bmatrix} Y_L(z) \\ Y_H(z) \end{bmatrix} = \mathbf{P}(z) \begin{bmatrix} \downarrow 2 & 0 \\ 0 & \downarrow 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ z \end{bmatrix} X(z) \quad (3)$$

$$X'(z) = \begin{bmatrix} 1 \\ z^{-1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \uparrow 2 & 0 \\ 0 & \uparrow 2 \end{bmatrix} \mathbf{Q}(z) \begin{bmatrix} Y_L(z) \\ Y_H(z) \end{bmatrix} \quad (4)$$

ただし， $\mathbf{P}(z), \mathbf{Q}(z)$ 及びレート変換器 ($\downarrow 2, \uparrow 2$) は次のように定義される．

$$\mathbf{P}(z) = \mathbf{K} \cdot \mathbf{H}_3(z)\mathbf{H}_2(z)\mathbf{H}_1(z)\mathbf{H}_0(z) \quad (5)$$

$$\mathbf{Q}(z) = \mathbf{H}_0^{-1}(z)\mathbf{H}_1^{-1}(z)\mathbf{H}_2^{-1}(z)\mathbf{H}_3^{-1}(z) \cdot \mathbf{K}^{-1} \quad (6)$$

$$\mathbf{H}_i(z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ H_i(z) & 1 \end{bmatrix} \text{ if } i \text{ is even.} \quad (7)$$

$$\mathbf{H}_i(z) = \begin{bmatrix} 1 & H_i(z) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ if } i \text{ is odd.} \quad (8)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} h_4^{-1} & 0 \\ 0 & h_5^{-1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \downarrow 2 \cdot X(z) \\ \uparrow 2 \cdot X(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \sum_{p=0}^1 X(z^{1/2} e^{j\pi p}) \\ X(z^2) \end{bmatrix} \quad (10)$$

また，図 1 の処理をフィルタバンクで書き換えると図 2 となり，式 (2) で示された乗算器係数値と分割フィルタ $F_L(z), F_H(z)$ 及び合成フィルタ $G_L(z), G_H(z)$ は次式の関係にある．

$$\begin{bmatrix} F_L(z) \\ F_H(z) \end{bmatrix} = \mathbf{P}(z^2) \begin{bmatrix} 1 \\ z \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} G_L(z) \\ G_H(z) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} 1 \\ z^{-1} \end{bmatrix}^T \mathbf{Q}(z^2) \quad (11)$$

なお，ここでは簡単化のために一次元 1 ステージの信号処理について説明したが，画像を扱う場合は二次元 N ステージ（通常 3~5 ステージ程度）に拡張する必要がある．二次元への拡張は上記処理を水平・垂直の両次元に実施することにより行われ，N ステージへ

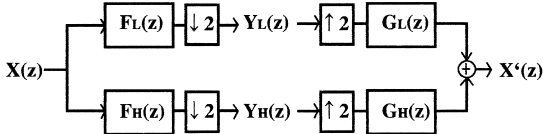


図 2 図 1 のフィルタバンク表現
Fig. 2 Two channel filter bank equivalent to the lifting wavelet transform in Fig. 1.

の拡張は上記処理を低域信号 $Y_L(z)$ について再帰的に繰り返すオクターブ分割により実行される。また、ウェーブレット変換後に量子化処理とエントロピー符号化を行うことで画像圧縮が実現する。ここで量子化とは、一般に実数となる変換係数値をステップサイズと呼ばれる 1 以上の整数値の整数倍に近似する処理を意味する。

3. ウェーブレット乗算器の係数感度

本章ではウェーブレット回路中の乗算器係数を有限語長化した際の影響を解析する。前章で示したリフティング構成されたウェーブレット変換は構造上完全再構成が保証されているために、有限語長化を実施した場合でも再生画像の劣化は見られない。しかし、帯域分割側と帯域合成側で異なった係数値を用いた場合はその限りではない。そこで、本章では帯域分割に用いる乗算器係数値は十分長い語長とし、帯域合成に用いる乗算器係数値を有限語長化した場合、帯域合成フィルタの周波数特性の劣化が再生画像にどのように影響するのか解析する。

3.1 係数ミスマッチ誤差信号の導出

帯域合成部のウェーブレット変換に内包される乗算器係数値を有限語長で近似した場合、順変換側と逆変換側の係数ミスマッチの影響が再生画像にどのように重畳するのか、図 3 に示す検討モデルで解析する。なお、本章では量子化処理を考慮に入れない。これは、係数ミスマッチによる誤差のみを解析するためである。

上記検討モデルにおいて帯域合成部のある一つの乗算器係数だけを有限語長化した場合の順変換と逆変換の係数ミスマッチ誤差信号 $E_i(z)$ を一次元 3 ステージを例に導出する。 $E_i(z)$ は有限語長化誤差 Δh_i を用いて、以下のように表される。ここで、有限語長化誤差 Δh_i とは連続係数値 h_i と有限語長化された係数値 \hat{h}_i の差分値である。

(i) 1 ステージ目を有限語長化した場合

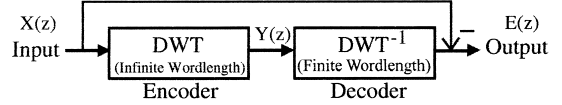


図 3 変換側と逆変換側の係数ミスマッチ検討モデル
Fig. 3 An experiment for evaluation of the encoder-decoder mismatching.

$$E_i(z) = \Delta h_i \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} G_L(z^4) \\ G_H(z^4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_L(z^2) \\ G_H(z^2) \end{bmatrix} \\ \dot{G}_L(z) \\ \dot{G}_H(z) \end{bmatrix}^T \mathbf{M}_{44} \mathbf{Y}_{41} \quad (12)$$

(ii) 2 ステージ目を有限語長化した場合

$$E_i(z) = \Delta h_i \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} G_L(z^4) \\ G_H(z^4) \end{bmatrix} \dot{G}_L(z^2) \\ G_L(z) \\ \dot{G}_H(z^2) \\ G_H(z) \end{bmatrix}^T \mathbf{M}_{44} \mathbf{Y}_{41} \quad (13)$$

(iii) 3 ステージ目を有限語長化した場合

$$E_i(z) = \Delta h_i \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{G}_L(z^4) \\ \dot{G}_H(z^4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_L(z^2) \\ G_H(z^2) \end{bmatrix} \\ G_L(z) \\ \dot{G}_L(z^2) \\ \dot{G}_H(z^2) \\ G_H(z) \end{bmatrix}^T \mathbf{M}_{44} \mathbf{Y}_{41} \quad (14)$$

ただし、

$$\begin{bmatrix} \dot{G}_L(z) \\ \dot{G}_H(z) \end{bmatrix} = \frac{\partial}{\partial h_i} \begin{bmatrix} G_L(z) \\ G_H(z) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{M}_{44} \mathbf{Y}_{41} = \begin{bmatrix} \uparrow 8 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \uparrow 8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \uparrow 4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \uparrow 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_0(z) \\ Y_1(z) \\ Y_2(z) \\ Y_3(z) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$Y_0(z)$ は帯域分割された信号の最低周波数成分であり、 $Y_1(z), Y_2(z), Y_3(z)$ になるにつれ高周波数成分となる。

表 1 入力信号 AR (1) モデルに対する画質係数感度
Table 1 Coefficient sensitivity for AR(1) input signal.

stage	S_{h0}	S_{h1}	S_{h2}	S_{h3}	S_{h4}	S_{h5}
1	42.9	304.5	69.9	7.2	25.0	2.5
2	39.2	284.1	64.1	8.5	24.7	2.9
3	38.1	264.7	61.1	10.9	24.1	4.0
Ave	40.1	284.4	65.0	8.9	24.6	3.1

3.2 リフティングウェーブレットの画質係数感度の導出

次に、導出された順変換側と逆変換側の係数ミスマッチ誤差信号 $E_i(z)$ とその分散値 $\sigma_{E_i}^2$ から画質係数感度 [10] を次式のように定義する。

$$S_{hi} \equiv \frac{\sigma_{E_i}}{\Delta h_i} \quad (17)$$

$$\sigma_{E_i}^2 = \mathcal{E} \left[\frac{1}{2\pi j} \oint E_i(z) E_i(z^{-1}) z^{-1} dz \right] \quad (18)$$

$$= \mathcal{E} \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |E_i(e^{j\omega})|^2 d\omega \right] \quad (19)$$

ただし、 $\mathcal{E}[\cdot]$ はアンサンブル平均を表し、画質係数感度は式 (17) に式 (12), (13), (14) を代入することにより導出される。

式 (17) より、画質係数感度は各乗算器を有限語長化した場合に再生画像にどの程度影響を与えるかを表しており、それは順変換側と逆変換側の係数ミスマッチ信号 $E_i(z)$ 、つまりは入力信号に依存していることが分かる。ここで、画質係数感度の測定結果を表 1 に示す。ただし入力信号は次式で定義される AR(1) モデル (8 ビット (-128 ~ 127), $\rho = 0.95$, サンプル数 2^{16}) として 1 ステージ 6 個の乗算器係数の 3 ステージ分、つまり計 18 個の乗算器に対して画質係数感度を導出した。

$$X(z) = \frac{W(z)}{1 - \rho z^{-1}} \quad (20)$$

表 1 より、有限語長化を行った場合の影響は各係数によって大きく異なり、 h_1 が最も影響を与え、 h_5 が最も影響を与えないことが分かる。また、同じ乗算器であるならば、ステージが異なってもおおむね同じ画質係数感度を示していることが分かる。もし、ステージ間格差が大きい場合はウェーブレットレベル数により最適な回路が大きく変わることが予想されるが、ステージ間格差が少ないためにウェーブレットレベル数に依存しない最適回路を構成できる^(注1)。

なお、二次元信号に対する画質係数感度の導出結果は付録に記述するが、水平・垂直の二次元ではほぼ等

しくなることを確認している。つまり、水平・垂直の二次元に依存しない最適回路を構成できることが分かる。また、本論文で対象としている JPEG2000 のウェーブレット処理では分離型二次元フィルタに基づき実行される。これは、変換に別々のフィルタを用意する必要がないなどの優れた特徴をもつからである。以上の理由より以降の議論は一次元 3 ステージのウェーブレット処理を例に行うこととする。

4. SPT 表現による回路規模縮小

4.1 乗算器係数値の SPT 表現

本章において 2. にて示した乗算器係数値を SPT 表現により有限語長化を行う。次に SPT 表現の定義式を示す。式中の \hat{h}_i は SPT 表現により有限語長化された係数である。この表現方法は係数値が 2^q 和 (q は任意の整数値) で表現される。つまり FIR フィルタは加算器とシフト処理のみで構成されることから乗算器を用いることなく構成でき、回路規模や処理負荷の面で優れていることが知られている。

$$\hat{h}_i = \sum_{k=1}^{T_i} B_i^{(k)} 2^{q_i^{(k)}} \quad (21)$$

$B_i^{(k)}$: -1 または +1

T_i : 2 のべき乗項数

$q_i^{(k)}$: 任意の整数値 今回は -16 ~ 16 までとした

例: $h_0 = -1.58613\dots$ を $T_0 = 3$ で表すと、

$$\hat{h}_0 = -2^{+0} - 2^{-1} - 2^{-4} \quad (22)$$

となる。

有限語長化誤差と配分項数の関係は

$$\begin{aligned} \Delta h_i &= h_i - \hat{h}_i \\ &= h_i - \sum_{k=1}^{T_i} B_i^{(k)} 2^{q_i^{(k)}} \end{aligned} \quad (23)$$

となり、項数が増えれば有限語長化誤差が小さくなる。各乗算器の項数と有限語長化誤差の関係を表 2 にまとめる。

4.2 SPT 項数の配分手法

本節では 3. で導出した各乗算器係数の平均画質係数感度を用いてウェーブレット回路 (乗算器係数 6 個) を例に各乗算器係数に 2 のべき乗項数 (T_i) を配分することにより有限語長化を行う。

(注1): どの程度最適性が保証されるかは今後の課題とする。

ウェーブレット回路全体で発生する係数ミスマッチ誤差は、それぞれの係数で発生する誤差信号の加法性を仮定すると次式で表される。

$$\sigma_{E_Q}^2 = \sum_i (S_{hi} \cdot \Delta h_i)^2 \quad (24)$$

1 回路当りの総 SPT 項数 B を制約条件として、表 1 の画質係数感度と表 2 の有限語長化誤差を式 (24) に繰り返し代入することにより、有限語長化に起因する誤差分散値である $\sigma_{E_Q}^2$ が最小となるよう SPT 項数を割り当てる。方法として文献 [25] で述べられている greedy アルゴリズムを SPT 項の配分に応用する。

まず、ひずみ関数 $D_i(T_i^{(m)})$ を定義する。ひずみ関数 $D_i(T_i^{(m)})$ は $T_i^{(m)}$ 個の SPT 項の割当に対する各乗算器の順変換側と逆変換側の係数ミスマッチ誤差を表す。本論文では、 $D_i(T_i^{(m)}) = S_i * \Delta h_i$ とした (Δh_i と割当項数 T_i の関係は表 2)。 $T_i^{(m)}$ は m 個の SPT 項数が回路全体に割り振られた後で h_i の乗算器に割り当てられている SPT 項数の個数を表す。また、 m 回の繰返し後の乗算器に関する需要 $U_i^{(m)}$ を $D_i(T_i^{(m)}) - D_i(T_i^{(m)} + 1)$ と定義する。以下、greedy アルゴリズムを用いた SPT 項の配分手順を示す。なお、このアルゴリズムはひずみ関数は互いに異なることが許され、配分項数を増やせばひずみが単調に減少すると仮定されるもとで最適となる。

(1) 乗算器係数すべての割当 SPT 項数を 1 とする。つまり、初期値として $m = 6$ に対して $T_i^{(6)} = 1$ とする。また、需要の初期値として $U_i^{(6)} = D_i(T_i^{(6)}) - D_i(T_i^{(6)} + 1)$ とおく。

(2) 最大需要をもつ乗算器 j を求める (もし乗算器係数 h_2 が最大需要をもつとすれば $j = 2$)。

(3) $T_j^{(m+1)} = T_j^{(m)} + 1$ とし、 $i = j$ 以外の乗算器に対して、 $T_i^{(m+1)} = T_i^{(m)}$ とする。そして、すべての乗算器係数に対して $U_i^{(m+1)} = D_i(T_i^{(m+1)}) - D_i(T_i^{(m+1)} + 1)$ とする。

(4) もし $m < B - 1$ なら、 m を 1 増やして (2) に戻る。そうでなければ終了する。

上記の方法で 6 個の乗算器に対して SPT 配分を行った結果を表 3 に示す。なお、各乗算器の画質係数感度は 1~3 ステージの平均値を用いた。

表 3 に示した SPT 配分の効果を確認する。入力信

表 2 有限語長化誤差 Δh_i と配分 SPT 項数 T の関係
Table 2 SPT parameter T is determined by error tolerance Δh_i for each coefficient.

T	Δh_0	Δh_1	Δh_2	Δh_3	Δh_4	Δh_5
1	0.4139	0.0095	0.1171	0.0565	0.2302	0.6258
2	0.0861	0.0017	0.0079	0.0060	0.0198	0.1258
3	0.0236	0.0002	0.0001	0.0018	0.0042	0.0008
4	0.0076	0.0000	0.0000	0.0001	0.0003	0.0002
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

表 3 SPT 配分結果 ($\rho = 0.95$)

Table 3 A result of the optimum SPT terms allocation for AR(1)($\rho = 0.95$).

\hat{h}_i	真値	最適配分	一様配分
Two SPT terms per coefficient ($T_i = 2$)			
\hat{h}_0	-1.58613	$-2^{+0} - 2^{-1} - 2^{-4}$	$-2^{+0} - 2^{-1}$
\hat{h}_1	-0.05298	$-2^{-4} + 2^{-7}$	$-2^{-4} + 2^{-7}$
\hat{h}_2	0.88291	$2^{+0} - 2^{-3}$	$2^{+0} - 2^{-3}$
\hat{h}_3	0.44350	2^{-1}	$2^{-1} - 2^{-4}$
\hat{h}_4	1.23017	$2^{+0} + 2^{-2}$	$2^{+0} + 2^{-2}$
\hat{h}_5	1.62578	$2^{+0} + 2^{-1}$	$2^{+0} + 2^{-1}$
Three SPT terms per coefficient ($T_i = 3$)			
\hat{h}_0	-1.58613	$-2^{+0} - 2^{-1} - 2^{-3} + 2^{-5}$	$-2^{+0} - 2^{-1} - 2^{-4}$
\hat{h}_1	-0.05298	$-2^{-4} + 2^{-7} + 2^{-9}$	$-2^{-4} + 2^{-7} + 2^{-9}$
\hat{h}_2	0.88291	$2^{+0} + 2^{-7} - 2^{-3}$	$2^{+0} + 2^{-7} - 2^{-3}$
\hat{h}_3	0.44350	$2^{-1} - 2^{-4}$	$2^{-1} + 2^{-7} - 2^{-4}$
\hat{h}_4	1.23017	$2^{+0} + 2^{-2} - 2^{-6}$	$2^{+0} + 2^{-2} - 2^{-6}$
\hat{h}_5	1.62578	$2^{+0} + 2^{-1} + 2^{-3}$	$2^{+0} + 2^{-1} + 2^{-3}$
Four SPT terms per coefficient ($T_i = 4$)			
\hat{h}_0	-1.58613	$-2^{+0} - 2^{-1} - 2^{-3} - 2^{-12} + 2^{-5} + 2^{-7}$	$-2^{+0} - 2^{-1} - 2^{-3} + 2^{-5}$
\hat{h}_1	-0.05298	$-2^{-4} - 2^{-12} + 2^{-7} + 2^{-9}$	$-2^{-4} - 2^{-12} + 2^{-7} + 2^{-9}$
\hat{h}_2	0.88291	$2^{+0} + 2^{-7} - 2^{-3}$	$2^{+0} + 2^{-7} + 2^{-13} - 2^{-3}$
\hat{h}_3	0.44350	$2^{-1} + 2^{-7} - 2^{-4} - 2^{-9}$	$2^{-1} + 2^{-7} - 2^{-4} - 2^{-9}$
\hat{h}_4	1.23017	$2^{+0} + 2^{-2} - 2^{-6} - 2^{-8}$	$2^{+0} + 2^{-2} - 2^{-6} - 2^{-8}$
\hat{h}_5	1.62578	$2^{+0} + 2^{-1} + 2^{-3}$	$2^{+0} + 2^{-1} + 2^{-3} + 2^{-10}$

号には標準画像 (Lenna: 8 ビット, グレースケール, 256×256 ピクセル) を用い, ウェーブレット変換のステージ数は 3 ステージとした. 回路規模の測定にはハードウェア記述言語 (Verilog-HDL 言語 FPGA Compiler ii 3.8 [26]) を用い, 回路規模はセル (APEX2 lcell) の個数で評価した. 結果を図 4 に示し, 平均 SPT 項数を 3 とした場合の画像を図 5 に示す. なお, 画像は平均値補正を行っている. 図 4 より同回路規模で平均 17 [dB] 程度の PSNR の改善が見られ, 同品質回路で平均 1750 [cell] (35 [%]) 程度の回路規模縮小が確認できる. また, Baboon, Boat など他の標準画像でも平均 17 [dB] 程度の PSNR 改善が見られた.

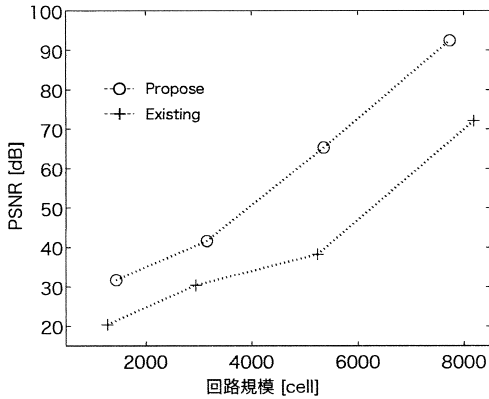


図 4 回路規模と PSNR の関係
Fig. 4 Hardware complexity versus PSNR.

5. 互換性を保持した最小規模のウェーブレット回路構成

前章までは量子化の影響を考慮しないで検討していた. しかし, JPEG 2000 で非可逆圧縮が行われる場合はエントロピー符号化前に量子化処理が行われ, PSNR は頭打ちとなる. つまり, 乗算器係数に割り当てる SPT 項数を増やして順変換側と逆変換側の係数ミスマッチに起因する誤差を減らしたとしても, 量子化処理による誤差の方が十分大きければ割り当てた SPT 項数は冗長となる. そこで, 本論文ではエンコーダとデコーダの互換性について考察するため, 以下ではステップサイズが 1 の場合の量子化処理 (以下, 整数化処理) を考慮して回路規模を評価する.

5.1 最大有効 SPT 表現

エントロピー符号化を行う前に整数化処理が行われた場合, 再生画像に重畳する誤差信号は順変換側と逆変換側の係数ミスマッチに起因する誤差と整数化による誤差となる. 順変換側と逆変換側の係数ミスマッチにより再生画像に重畳する誤差分散値は式 (24) で与えられる. 一方, 整数化処理により発生する各帯域の誤差分散値 σ_R^2 は $1/12$ となる. 再生画像に重畳する整数化処理に起因する誤差分散値 $\sigma_{E_R}^2$ は, 各帯域で発生した誤差 σ_R^2 に逆変換側の合成フィルタの利得が乗算され, 次式で導出される. なお, 式中 s は帯域番号であり W は総画素数に対する帯域画素の重み付け値である.



(a) 一様配分 (PSNR=31.0 [dB]) (b) 最適配分 (PSNR=41.6 [dB])

図 5 平均 3 SPT 項での画質比較 (Lenna)

Fig. 5 Comparison with decoded images. (Three SPT terms per coefficient)

$$\sigma_{E_R}^2 = \sum_s \sigma_R^2 W_s \|G_s(z)\|^2 \quad (25)$$

導出したい最小回路規模の条件は、整数化処理に起因する誤差よりも順変換側と逆変換側の係数ミスマッチに起因する誤差が十分小さいことであり、条件式は次式となる。

$$\sigma_{E_Q}^2 \ll \sigma_{E_R}^2 \quad (26)$$

式 (26) は、視覚的に劣化が分からない許容誤差 ϵ [dB] を用いて次式により定式化される。なお、視覚的に劣化が分からない許容誤差 ϵ [dB] とは二つの画像に違いが認知されない範囲の誤差値であり、 B はビット深度である。

$$10 \log_{10} \frac{(2^B - 1)^2}{\sigma_{E_R}^2 + \sigma_{E_Q}^2} > 10 \log_{10} \frac{(2^B - 1)^2}{\sigma_{E_R}^2} - \epsilon \quad (27)$$

以上より、冗長とならない最小規模のウェーブレット回路は式 (27) に式 (24) を代入することにより、

$$\sum_{h_i} (S_i \cdot \Delta h_i)^2 < \sigma_{E_R}^2 (10^{\frac{1}{10}\epsilon} - 1) \quad (28)$$

を満たすように各乗算器係数に SPT 項を配分することにより構成される。

5.2 最小回路規模の導出結果

5.1 に示した方法で次元 3 ステージを例に SPT 項を各乗算器係数に配分する。次元 3 ステージにおける整数化処理誤差は式 (25) より $\sigma_{E_R}^2 = 0.3416$ となり、例えば視覚的に劣化が分からない許容誤差 ϵ [dB] を 0.25 [dB] とすると^(注2)、 $\epsilon = 0.25$ 、 $\sigma_{E_R}^2 = 0.3416$ を式 (28) に代入することにより、各乗算器係数に配分する条件式

$$\sum_{h_i} (S_i \cdot \Delta h_i)^2 < 0.0202 \quad (29)$$

が導出される。表 1 及び表 2 を用いて、式 (29) を満たす最小項数の SPT 項の配分を 4.2 で示した greedy のアルゴリズムを用いて導出する。ただし、この場合 4.2 に示した greedy アルゴリズムの (4) 中の「もし $m < B - 1$ なら」の条件式は式 (29) とする。結果を表 4 に示す。

本提案手法により SPT 項を各乗算器に配分した場合と同項数を一様に各係数に割り当てた場合の PSNR-

表 4 互換性が保たれる条件下での最小 SPT 配分結果
Table 4 Coefficients for minimum hardware implementation under compatibility.

h_i	最小回路規模時の SPT 配分
h_0	$-2^{+0} - 2^{-1} - 2^{-3} + 2^{-5} + 2^{-7}$
h_1	$-2^{-4} - 2^{-12} + 2^{-7} + 2^{-9}$
h_2	$2^{+0} + 2^{-7} - 2^{-3}$
h_3	$2^{-1} - 2^{-4}$
h_4	$2^{+0} + 2^{-2} - 2^{-6} - 2^{-8}$
h_5	$2^{+0} + 2^{-1} + 2^{-3}$

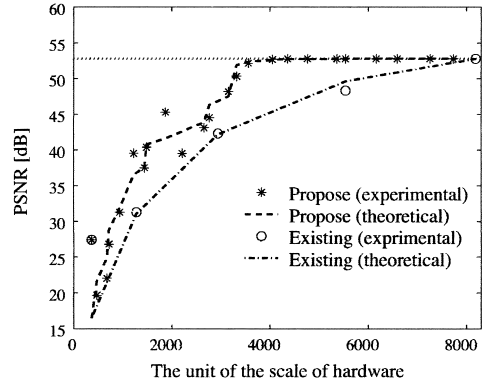


図 6 整数化処理を内包した回路における回路規模と PSNR の関係

Fig. 6 Hardware complexity versus PSNR.

回路規模特性を図 6 に示す。なお、実験ではウェーブレット変換後に整数化処理を行っており、入力信号の作成方法及び回路規模の測定方法は 4.2 と同様に導出した。図 6 より提案手法で SPT 項を配分した回路は 4052 [cell] で PSNR は飽和しているが、SPT 項を同数割り当てた場合の回路は 8186 [cell] で飽和することが分かる。つまり、SPT 項を配分することにより 50 [%] 程度の最小回路規模の縮小が確認できる。

6. む す び

本論文では、ウェーブレット変換の乗算器係数値が変換側と逆変換側で異なった場合、その影響が再生画像にどのように現れるのか画質係数感度を導出することにより明らかにした。また、導出した画質係数感度を用いて各乗算器係数を SPT 表現により最適に有限語長化する方法を提案した。その効果として、HDL 言語を用いたシミュレーションでは、同回路規模なら平均 17 [dB] 程度の画質の向上が見られ、同品質の画質を再現するには平均 35 [%] 程度の回路規模の縮小が確

(注2): ϵ はユーザが任意に選択でき、小さいほど係数ミスマッチ誤差が小さい条件下での設計となる。

認められた。また、整数化処理を考慮に入れることにより、変換側と逆変換側の係数ミスマッチによる画質劣化が視覚的に認知できない、つまり実用上互換性が保たれた条件のもと、最小の SPT 項数でウェーブレット回路を構成した。HDL 言語を用いたシミュレーションにより提案方法は SPT 項の配分を行わない同回路に比べ 50 [%] 程度の回路規模の縮小が行えることを確認した。

今後の課題として、入力信号の特性が変化した場合やウェーブレットレベル数が変化した場合に提案結果がどの程度最適性をもつか検討する予定である。また、ハードウェア実装による厳密な回路規模や消費電力等の評価を行う予定である。

謝辞 本研究の一部は総務省・戦略的情報通信研究開発推進制度 (SCOPE) 受付番号 052304001 の助成のもとで行われました。ここに謝意を表します。

文 献

- [1] ISO/IEC International Standard 10918-1, "Digital compression and coding of continuous-tone still images," 1991.
- [2] ISO/IEC 13818-2, "Information technology-generic coding of moving pictures and associated audio: Part 2 video," 1995.
- [3] ISO/IEC 14496-2, "Final draft international standard MPEG-4 visual," 1998.
- [4] ISO/IEC 15444-1. "JPEG2000 image coding system," 2000.
- [5] 恒川佳隆, 志田純一, 川又 政, 樋口龍雄, "状態空間デジタルフィルタのブロック状態実現における係数感度解析," 信学論 (A), vol.J74-A, no.7, pp.996-1005, July 1991.
- [6] 張 熙, 吉川敏則, "構造上完全再構成双直行 FIR 直線位相フィルタバンクの設計," 信学論 (A), vol.J81-A, no.1, pp.17-23, Jan. 1998.
- [7] B.-R. Horng, H. Samuelli, and A.N. Willson, Jr., "A width-recursive depth-first tree search approach for the design of discrete coefficient perfect reconstruction Lattice filter bank," IEEE Trans. Circuits Syst., vol.50, no.6, pp.257-266, June 2003.
- [8] 菊地義浩, 赤嶺政巳, "DCT を用いた画像符号化における完全再生可能な DCT 演算精度," 信学論 (A), vol.J77-A, no.7, pp.1116-1120, July 1991.
- [9] 望月孝志, "逆 DCT 有限語長演算の演算誤差解析," 信学論 (A), vol.J77-A, no.3, pp.357-368, March 1994.
- [10] M. Iwahashi, O. Nishida, S. Chokchaitam, and N. Kambayashi, "Optimum word length allocation for multipliers of integer DCT," IEEE Int. Symp. Circuits Syst., Proc. (ISCAS 2003), vol.2, pp.400-403, May 2003.
- [11] 杉森 新, モンフバータル デルゲルマ, 岩橋政宏, "整数 DCT における乗算器係数の最適語長配分法," 信学技報, DSP2002-181, Jan. 2003.
- [12] 倉重宏之, モンフバータル デルゲルマ, 岩橋政宏, "可逆符号化のための整数ウェーブレットにおける乗算器係数の感度解析," 信学技報, DSP2002-182, Jan. 2003.
- [13] J.-J. Shyu and Y.-C. Lim, "A new approach to the design of discrete coefficient FIR digital filters," IEEE Trans. Signal Process., vol.43, no.1, pp.310-314, Jan. 1995.
- [14] S.S. Rao and A. Ramasubrahmanyam, "Design of discrete coefficient FIR filters by simulated evolution," IEEE Signal Process. Lett., vol.3, no.5, pp.137-140, May 1996.
- [15] Y.C. Lim, R. Yang, D. Li, and J. Song, "Signed power-of-two term allocation scheme for the design of digital filters," IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process., vol.46, no.5, pp.577-584, May 1999.
- [16] P. Persson, S. Nordebo, and I. Claesson, "Hardware efficient digital filter design by multimode mean field annealing," IEEE Signal Process. Lett., vol.8, no.7, pp.193-195, July 2001.
- [17] D. Li, Y.C. Lim, Y. Lian, and J. Song, "A polynomial-time algorithm for designing FIR filters with power-of-two coefficients," IEEE Trans. Signal Process., vol.50, no.8, pp.1935-1941, Aug. 2002.
- [18] T. Fujiie, R. Ito, K. Suyama, and R. Hirabayashi, "A new heuristic signed-power of two term allocation for designing of FIR filters," IEEE Int. Symp. Circuits Syst., Proc. (ISCAS), pp.285-288, 2003.
- [19] N. Sherwani, Algorithms for VLSI physical design automation, third ed., Kluwer Academic Publishers, Boston, 1999.
- [20] 森岡澄夫, HDL による高性能デジタル回路設計, CQ 出版, 2002.
- [21] 吉田たけお, 尾知 博, VHDL で学ぶデジタル回路設計, CQ 出版, 2002.
- [22] 畔上謙吾, 山下公一, "マクロ化可能なフレキシブル FPGA アーキテクチャ," 信学論 (C-II), vol.J80-C-II, no.11, pp.391-398, Nov. 1997.
- [23] 幸田武範, 上林彌彦, "多出力特性を利用したブロック統合による FPGA 回路最適化," 信学論 (D-I), vol.J81-D-I, no.8, pp.956-965, Aug. 1998.
- [24] D.S. Taubman and M.W. Marcellin, JPEG 2000 — Image compression fundamentals, standards and practice, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [25] B. Fox, "Discrete optimization via marginal analysis," Manage. Sci., vol.13, no.3, pp.210-216, Nov. 1966.
- [26] <http://www.vdec.u-tokyo.ac.jp/>

付 録

二次元 AR(1) モデルに対する画質係数感度

分離型二次元 AR(1) モデルに対する画質係数感度の導出結果を表 A・1 に示す。ただし入力信号は次式で定義される分離型二次元 AR(1) モデル (8 ビット

表 A.1 分離型二次元 AR(1) モデルに対する画質係数感度

Table A.1 Coefficient sensitivity for separable 2D-AR(1) input signal.

stage	S_{h0}	S_{h1}	S_{h2}	S_{h3}	S_{h4}	S_{h5}
1 垂直	38.2	268.4	62.2	6.3	22.0	2.2
1 水平	38.3	270.3	62.5	6.4	22.0	2.2
2 垂直	34.7	248.9	56.6	7.4	21.5	2.6
2 水平	34.9	251.4	57.0	7.5	21.6	2.6
3 垂直	33.4	229.9	53.5	9.7	20.8	3.5
3 水平	33.8	235.1	54.3	9.3	20.8	3.5

($-128 \sim 127$), $\rho = 0.95$, サンプル数 512×512) として 1 ステージ水平・垂直各 6 個の乗算器係数の 3 ステージ分, 計 36 個の乗算器に対して画質係数感度を導出した.

$$X(z_1, z_2) = \frac{W(z_1)W(z_2)}{(1 - \rho z_1^{-1})(1 - \rho z_2^{-1})} \quad (\text{A.1})$$

表 A.1 より, 分離型の二次元 AR(1) モデルにおいて垂直・水平の両次元の画質係数感度はほぼ等しいことが確認できる. また, 本論文で対象としている JPEG2000 のウェーブレット変換処理では垂直処理及び水平処理を分離型フィルタとして実施している. この場合, 伝達関数は両次元の積となり処理全体としては処理順序によらず等しくなる.

(平成 17 年 5 月 12 日受付, 8 月 24 日再受付,
10 月 18 日最終原稿受付)



坪根 正 (正員)

平 8 法政大・工・電気工卒. 平 13 同大学院工学研究科博士後期課程了. 同年長岡技科大・工・電気系助手, 現在に至る. 電子回路, 非線形システムの合成と解析などの研究に従事. 博士(工学).



神林 紀嘉 (正員)

昭 38 信州大・工・通信卒. 昭 42 東工大・工・電子物理助手. 昭 53 長岡技科大・工・電気系助教授. 現在, 同教授. 工博. 電子回路, デジタル信号処理とその応用に関する研究に従事. 著書「フィルタの理論と設計」「基礎回路工学」(共著)など.



外村 喜秀 (正員)

平 14 長岡技科大・工・電気系卒. 平 16 同大学院修士課程了. 同年日本電信電話(株)入社. 現在, NTT 未来ねっと研究所にてデジタル信号処理に関する研究に従事.



岩橋 政宏 (正員)

昭 63 都立大・工・電気卒. 平 2 同大学院修士課程了. 同年新日本製鐵(株)エレクトロニクス研究所. 平 5 長岡技科大・工・電気系助手. 平 10 同助教授. 現在に至る. 工博. デジタル画像の圧縮や認識の研究に従事. IEEE, 画像電子学会各会員.