

有限長信号に対する GenLOT の効果的構成とその M 帯域離散時間ウェーブレット変換への適用

村松 正吾[†] 貴家 仁志[†]

An Efficient Structure of GenLOT for Finite-Duration Sequences and Its Application to M -Band Discrete-Time Wavelet Transforms

Shogo MURAMATSU[†] and Hitoshi KIYA[†]

あらまし 本論文では、サブバンド画像符号化において応用が期待されている一般化重複直交変換 (GenLOT: Generalized Lapped Orthogonal Transforms) の有限長信号に対する効果的な構成を提案する。有限長信号とフィルタとの直線畳込みを行うと、出力信号の点数が増加する。この理由から、サブバンド画像符号化において直線畳込みを行うことは望ましくない。そこで、この問題の解決法として、有限長信号を対称かつ周期的に拡張し、畳込みを行う対称拡張法が提案されている。この方法は、信号境界部分でのひずみが少ない点で循環畳込みよりも優れている。今回提案する GenLOT の構成は、信号拡張による冗長な処理を伴わずに対称拡張法を実現するものであり、高速処理が可能な利点ももつ。また、重複直交変換 (LOT: Lapped Orthogonal Transforms) の有限長信号に対する構成の一般化としてみなすことができる。本論文では、更に、提案する構成の M 帯域の離散時間ウェーブレット (DTWT: Discrete-Time Wavelet Transforms) への拡張についても議論する。結果として、 M 帯域 DTWT においても、有限長信号に対する効果的な構成が得られることを示す。

キーワード マルチレートフィルタバンク, サブバンド画像符号化, 対称拡張法

1. まえがき

画像情報の通信や蓄積の分野において、フィルタバンクを用いたサブバンド符号化方式が、従来の離散コサイン変換 (DCT: Discrete Cosine Transforms) 符号化方式 [1] に代わる次世代の技術として多く検討されている [2]~[5]。特に、パラユニタリ (PU: Paraunitary) 特性と直線位相 (LP: Linear-Phase) 特性を同時に満たし、高速処理が可能な一般化重複直交変換 (GenLOT: Generalized Lapped Orthogonal Transforms) は、サブバンド画像符号化への応用に期待できる [6]~[10]。また、フィルタバンクをトリート構成にすることによって離散時間ウェーブレット変換 (DTWT: Discrete-Time Wavelet Transforms) が得られ、人間の視覚特性に適したサブバンド符号化を実現できることが知られている [3], [4], [11], [12]。近年では、GenLOT に基づく M 帯域 DTWT の検討も、

正規直交特性と LP 特性を満たす DTWT として研究されている [13], [14]。

サブバンド符号化における、フィルタバンクの PU 特性の利点は、サブバンド領域における量子化誤差のエネルギーが、再構成信号においても保持される点である [3], [4], [15]。また、LP 特性の利点は、有限長信号に対する直線畳込みの点数増加問題を、対称拡張法によって回避できる点にある [16]~[20]。対称拡張法は、有限長の原信号を対称かつ周期的に拡張し、処理を施す技術で、原信号を再構成するために必要なサブバンド信号の点数を、原信号の点数と等しくすることを可能とし、他の解決法の一つである循環畳込みに比べ信号境界部分でのひずみが少ない点で優れている。このように、点数増加問題を回避するフィルタバンクの構成をサイズ制限構成と呼ぶ。

しかしながら、対称拡張法では、信号拡張のための前処理、有限長信号に戻すための後処理、また、拡張サンプルに対する冗長な処理が伴う。既に、重複直交変換 (LOT: Lapped Orthogonal Transforms) に対しては、これらの処理を排除したサイズ制限構成が

[†] 東京都立大学工学部, 東京都 Faculty of Engineering, Tokyo Metropolitan University, Tokyo, 192-03 Japan

示されている [2], [21]. 更に, その LOT のサイズ制限構成は, 高速処理を行える点で優れている. 一方, GenLOT は, LOT のより一般的な変換として位置付けることができるが, 信号拡張に伴う冗長な処理を排除したサイズ制限構成については従来検討されていない.

そこで本論文では, 拡張操作に伴う冗長な処理を排除した GenLOT のサイズ制限構成を提案する. まず準備のために, 2. において, 直線位相パラユニタリフィルタバンク (LPPUFB: Linear-Phase Paraunitary Filter Banks) と GenLOT の概要について述べる. 次に 3. では, 本提案法で仮定する対称拡張法について説明する. 4. では, GenLOT の効果的なサイズ制限構成を与え, 5. で, DTWT への拡張を検討する.

以下に, 本論文で使用する表記法を示す.

O : 零行列あるいは零ベクトル. O_M を $M \times M$ 零行列とする.

I_M : $M \times M$ 単位行列.

J_M : $M \times M$ 反転行列.

Γ_M : 対角要素として 1 と -1 を交互にもつ $M \times M$ 対角行列, すなわち, $\Gamma_M = \text{diag}[1, -1 \dots (-1)^{M-1}]$.

B_M : 偶数行と奇数行をそれぞれ行列の上半部と下半部へ振り分ける $M \times M$ 置換行列. 以下に例を示す.

$$B_4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

D_M : 偶数の M に対し, 次式のように定義される $M \times M$ 行列.

$$D_M = \begin{bmatrix} I_{\frac{M}{2}} & O \\ O & -I_{\frac{M}{2}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

K_M : 偶数の M に対し, 次式のように定義される $M \times M$ 行列.

$$K_M = \begin{bmatrix} K_M^+ \\ K_M^- \end{bmatrix} \quad (3)$$

但し, $K_M^+ = [I_{M/2} \ I_{M/2}]$, $K_M^- = [I_{M/2} \ -I_{M/2}]$.

上付 '*' は複素共役を意味し, ベクトルあるいは行列の上付 'T' と 'H' は, それぞれ転置と Hermitian 転置を示す. また, 多項式行列につく 'c' は paraconjugate [3] を意味する. 例えば, $\tilde{E}(z) = E^c(1/z^*)$ となる.

なお, 本論文では GenLOT の画像符号化への応用を考慮しているが, 分離処理を想定し, 1 次元において議論を進める.

2. 一般化重複直交変換 (GenLOT)

まず, M 分割の LPPUFB [22], [23] と GenLOT [6]~[10] の概要について述べる.

2.1 直線位相パラユニタリフィルタバンク

図 1(a) に M 分割最大間引きフィルタバンクの並列構成を示す. 但し, $H_k(z)$ と $F_k(z)$ はそれぞれ, 分析フィルタと合成フィルタである. 図中の $\downarrow M$ と $\uparrow M$ はそれぞれ, 間引き率 M による間引き器と補間率 M による零挿入器を意味する. 図 1(a) に示される構成は常に図 1(b) のようなポリフェーズ行列によって表現できる. $E(z)$ と $R(z)$ はそれぞれ分析器 (Analysis bank) と合成器 (Synthesis bank) の $M \times M$ ポリフェーズ行列である [3], [5]. $E(z)$, $R(z)$ の各要素は, それぞれ $H_k(z)$ と $F_k(z)$ のポリフェーズフィルタであり, z^{-1} の多項式となっている. 以下では, ポリフェーズ行列中のすべての要素における最大の次数をもって, ポリフェーズ行列の次数と呼ぶ.

再構成信号 $\hat{x}(n)$ が, 遅延とスケールを除き, 原信号 $x(n)$ と一致するとき, そのフィルタバンクは完全再構成 (PR: Perfect Reconstruction) 条件を

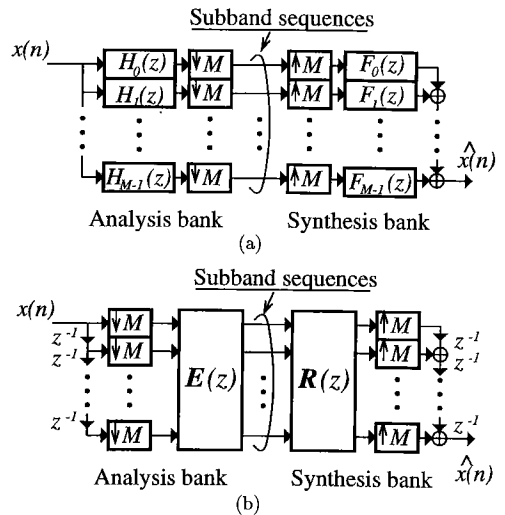


図 1 M 分割最大間引きフィルタバンク (a) 並列構成, (b) ポリフェーズ行列表現

Fig.1 M -channel maximally decimated filter banks (a) and (b) show a parallel structure and the polyphase matrix representation.

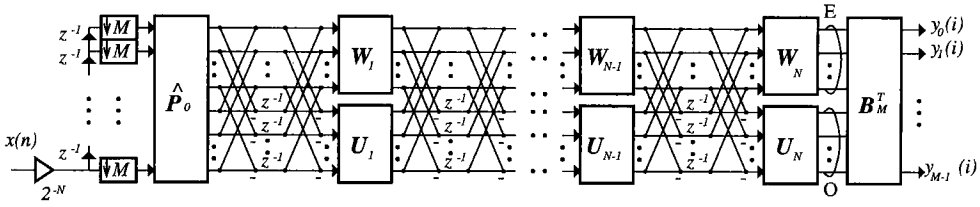


図2 GenLOTの一般形式の縦続構成。但し、 M は分割数、 N はポリフェーズ行列の次数。'E'と'O'はそれぞれ、偶数チャンネルと奇数チャンネルを意味する

Fig.2 A cascade structure of the general form of GenLOT, where M and N are the number of channels and the order of the polyphase matrix, respectively. The letters 'E' and 'O' denote the even and odd channels, respectively.

満たすという。フィルタバンクが、任意の整数 N に対し式 (4) の条件を満たせば、完全再構成は保証される [3],[5]。但し、 c は $c \neq 0$ の定数とする。

$$\mathbf{R}(z)\mathbf{E}(z) = cz^{-N}\mathbf{I}_M \tag{4}$$

更に、 $\mathbf{E}(z)$ が式 (5) の条件を満たすとき、分析器はパラユニタリであるという [3],[5]。

$$\tilde{\mathbf{E}}(z)\mathbf{E}(z) = \mathbf{I}_M \tag{5}$$

式 (5) の条件は、完全再構成フィルタバンクを構成するための十分条件となっている。なぜならば、合成器のポリフェーズ行列を $\mathbf{R}(z) = cz^{-N}\tilde{\mathbf{E}}(z)$ と選ぶことにより、式 (4) の関係が保証されるためである。

次に、LP 特性の条件について述べる。いま、 $\mathbf{E}(z)$ の各要素、すなわち、分析フィルタ $H_k(z)$ のポリフェーズフィルタが、実係数で因果性を満たす次数 N の FIR であると仮定する。このとき、各分析フィルタ $H_k(z)$ は実係数で因果性を満たす次数 $K = (N + 1)M - 1$ の FIR となる。もし、 $\mathbf{E}(z)$ が式 (6) の条件を満たせば、 $H_k(z)$ は、偶数の k に対して偶対称、奇数の k に対して奇対称のフィルタとなり、対称の中心位置は $C_h = K/2$ と表現される [22],[23]。

$$z^{-N}\mathbf{\Gamma}_M\mathbf{E}(z^{-1})\mathbf{J}_M = \mathbf{E}(z) \tag{6}$$

サブバンド画像符号化において、式 (5) の PU 特性は、最適ビット割当アルゴリズムの使用を可能とする点で重要であり [15]、式 (6) の LP 特性は、対称拡張法の使用を可能とする点で重要である [16]~[20]。

2.2 GenLOTの概要

GenLOT は、 M が偶数で、各フィルタのタップ数が M の整数倍である LPPUFB の一構成法として位置づけられ、設計の容易さや高速処理などの利点をも

つ [6]~[10]。また、GenLOT の一般形式は、式 (5) と (6) を満たす偶数分割の LPPUFB に対し完備である。

いま、 $\mathbf{E}_N(z)$ を次数 N の分析器のポリフェーズ行列とし、分割数 M が偶数であると仮定する。このとき、GenLOT の一般形式の分析器は、図 2 のように構成され、式 (7) のように表現できる。

$$\mathbf{E}_N(z) = \mathbf{B}_M^T \mathbf{R}_N \mathbf{Q}(z) \mathbf{R}_{N-1} \cdots \mathbf{R}_1 \mathbf{Q}(z) \hat{\mathbf{P}}_0 \mathbf{J}_M \tag{7}$$

但し、

$$\mathbf{R}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_m & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{U}_m \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\mathbf{Q}(z) = \frac{1}{2} \mathbf{K}_M \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\frac{M}{2}} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & z^{-1} \mathbf{I}_{\frac{M}{2}} \end{bmatrix} \mathbf{K}_M \tag{9}$$

$$\hat{\mathbf{P}}_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \Phi_S & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \Phi_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\frac{M}{2}} & \mathbf{J}_{\frac{M}{2}} \\ \mathbf{I}_{\frac{M}{2}} & -\mathbf{J}_{\frac{M}{2}} \end{bmatrix} \tag{10}$$

であり、 $N = 0$ のとき、 $\mathbf{E}_0(z) = \mathbf{B}_M^T \hat{\mathbf{P}}_0 \mathbf{J}_M$ である。また、 $\mathbf{W}_m, \mathbf{U}_m, \Phi_S, \Phi_A$ は $M/2 \times M/2$ 正規直交行列を示す。行列 $\mathbf{W}_m, \mathbf{U}_m, \Phi_S, \Phi_A$ を変化させることにより、偶数の分割数 M をもつさまざまな LPPUFB を生成することができる。

2.3 重複変換行列表現

分析器のポリフェーズ行列の次数を N とすると、図 1 に示されるフィルタバンクの分析器は、 $M \times (N + 1)M$ 重複変換行列 \mathbf{P}_N によって、図 3 のように表現できる [2],[4],[5]。但し、 $\gamma = 0$ である。GenLOT では、この重複変換行列が再帰的に与えられる [7],[8]。本論文では、後に、この再帰的な行列表現を用いて、GenLOT のサイズ制限構成を提案する。

いま, $E_N(z)$ と等価な重複変換行列を P_N とおく. このとき, P_N は, 式 (11), (12) に従い, $m = 1$ から $m = N$ になるまで再帰的に与えられる.

$$P_m = B_M^T \hat{P}_m \quad (11)$$

$$\hat{P}_m = R_m Q \begin{bmatrix} \hat{P}_{m-1}, O_M \\ O_M, \hat{P}_{m-1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$Q = \frac{1}{2} D_M K_M \begin{bmatrix} K_M^- & O \\ O & K_M^+ \end{bmatrix} \quad (13)$$

2.4 DCT に基づく高速 GenLOT

GenLOT の高速処理を目的として, DCT に基づく高速 GenLOT が提案されている [6], [7], [9], [10]. 文献 [9], [10] で示される GenLOT は, 式 (10) において, $\Phi_S = W_0 C_{M/2}^{\text{II}}, \Phi_A = U_0 C_{M/2}^{\text{IV}}$, すなわち, $\hat{P}_0 = R_0 B_M C_M^{\text{II}}$ とおくことによって与えられる. 但し, C_M^{II} と C_M^{IV} はそれぞれ, タイプ I とタイプ IV の $M \times M$ 正規直交 DCT である [1]. この DCT に基づく構成は, DCT の高速実現に加え, 各行列 W_m, U_m に対して, 以下のような簡略化を施すことで高速処理を実現している.

$$W_m = I_{\frac{M}{2}}, \quad (14)$$

$$U_m = V_{m, \frac{M}{2}-2} V_{m, \frac{M}{2}-3} \cdots V_{m, 0} \quad (15)$$

$$V_{m,i} = \begin{bmatrix} I_i & O & O \\ O & Y(\theta_{m,i}) & O \\ O & O & I_{\frac{M}{2}-2-i} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$Y(\theta_{m,i}) = \begin{bmatrix} \cos \theta_{m,i} & -\sin \theta_{m,i} \\ \sin \theta_{m,i} & \cos \theta_{m,i} \end{bmatrix} \quad (17)$$

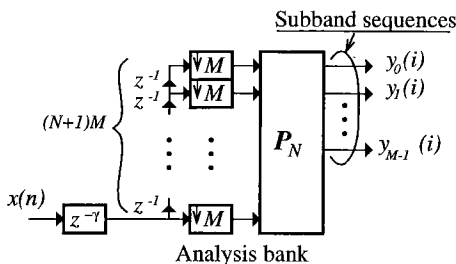


図3 分析器の重複変換行列表現
Fig.3 Lapped transform matrix representation of an analysis bank.

本論文では, 式 (7) で示される GenLOT の一般形式に対して, 対称拡張法を用いたサイズ構成を提案する. 但し, ここで示した高速化手法は, 提案するサイズ制限構成においても直接適用可能である.

3. 対称拡張法の適用

本論文では, 対称拡張法 [16]~[20] を用いて GenLOT の有限長信号に対する構成を提案する. そこで, 本章では, 使用する対称拡張法について述べる.

3.1 対称拡張法の種類

いま, 原信号 $x(n)$ が, 範囲 $n = 0, 1, 2, \dots, L_x - 1$ のみに値をもつ長さ L_x の有限長信号であり, L_x が, 分割数 M の正整数倍, すなわち, ある正整数 L_y に対して次式のように表現できると仮定する.

$$L_x = L_y M \quad (18)$$

この有限長信号 $x(n)$ とタップ数 L_h のフィルタとの直線畳込みをとると, その結果は $L_x + L_h - 1$ 点の有限長信号となり, $L_h - 1$ 点の点数増加が生じる. この点数増加問題と境界部分での不連続性を回避するために, $x(n)$ をタイプ HSHS の対称周期信号 (SPS: Symmetric-Periodic Sequences) へ拡張することを考える. HSHS とは, 図 4 (a) に示すように, SPS 中の代表サンプルの右と左の両端が, 偶対称かつ対称点が二つのサンプル点の中心に位置すること (HS: Half-sample Symmetry) を意味する [24].

以下では, $x(n)$ の SPS を $\bar{x}(n)$ と表記する. 定義より, SPS $\bar{x}(n)$ は式 (19) の条件を満たす [19].

$$\bar{x} \left(C_x + n + \frac{1}{2} \right) = \bar{x} \left(C_x - n - \frac{1}{2} \right) \quad (19)$$

ここで, C_x は対称の中心を示しており, 任意の整数 ρ を用いて以下のように表現される.

$$C_x = -\frac{1}{2} + \rho L_x \quad (20)$$

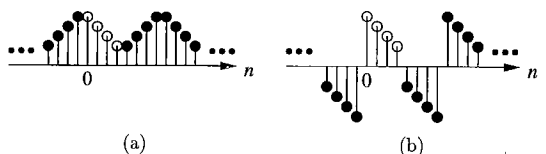


図4 対称周期信号の例 (a) HSHS, (b) HAHA
代表サンプル $x(n)$ は中抜の丸で表示

Fig.4 Examples of symmetric-periodic sequences.
(a) HSHS, (b) HAHA. The representative samples $x(n)$ are marked by open circles.

また、範囲 $n = 0, 1, 2 \dots L_x - 1$ において $\bar{x}(n) = x(n)$ という関係が成立し、周期は $2L_x$ となっている。

では、 $(N+1)M \times 1$ ベクトル \mathbf{x}_i を定義しよう。

$$\mathbf{x}_i = \left[\bar{x}(iM - \frac{NM}{2}), \bar{x}(iM - \frac{NM}{2} + 1) \dots \dots \bar{x}(iM + \frac{NM}{2} + M - 1) \right]^T \quad (21)$$

この \mathbf{x}_i に対し、式 (11), (12) より与えられる行列 \mathbf{P}_N を用いて、以下のような変換を施すことを考える。

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{P}_N \mathbf{x}_i \quad (22)$$

ここで、 \mathbf{y}_i は \mathbf{x}_i に対する $M \times 1$ 変換係数ベクトルである。式 (22) の変換は、図 3 において、

$$\gamma = -\frac{NM}{2} - M + 1 \quad (23)$$

とおいた場合に相当する。いま、 $\bar{y}_k(i)$ を SPS $\bar{x}(n)$ に対する k 番目チャンネルのサブバンド信号とすると、以下のような関係が成立する。

$$\mathbf{y}_i = [\bar{y}_0(i) \dots \bar{y}_1(i), \bar{y}_{M-1}(i)]^T \quad (24)$$

前述した通り、図 2 の構成は、図 3 において、行列 \mathbf{P}_N を式 (11), (12) により与え、 $\gamma = 0$ とおいた場合と等価である。この γ の違いは、式 (21) による入力信号の分割法によって生じている。式 (23) の γ では、処理が非因果となるが、この γ を用いて以降の議論を展開する。また、 N をブロックの重なり量を決めるパラメータという意味で重複係数と呼ぶことにする。

3.2 対称周期性の保存

次に、以上の仮定の下で、サブバンド信号 $\bar{y}_k(i)$ も SPS として得られ、結果として、サイズ制限が可能となることを示そう。

図 2 の構成で与えられる GenLOT の各分析フィルタは、次数が $K = (N+1)M - 1$ で、直線位相をもち、その中心が $C_h = K/2$ であることに注意する。図 2 の構成が、図 3 において \mathbf{P}_N を式 (11), (12) により与え、 $\gamma = 0$ とおいた場合と等価であることから、図 3 の構成において γ を式 (23) のように与えた場合の各分析フィルタの中心は、

$$C_h = K/2 - \gamma = -\frac{M-1}{2} \quad (25)$$

となる。結果として、サブバンド信号 $\bar{y}_k(i)$ の対称の中心は、下式のように表現される。

$$C_y = \frac{1}{M}(C_h + C_x) = -\frac{1}{2} + \rho L_y \quad (26)$$

上式より、 C_y が $1/2$ の奇数倍となっていることから、 $\bar{y}_k(i)$ の対称の中心は、隣り合う二つのサンプル点の中心に位置することがわかる。また、 $\bar{y}_k(i)$ の周期は $2L_x/M = 2L_y$ となり、常に偶数であることがわかる。

従って、分析フィルタ $H_k(z)$ が偶数の k に対して偶対称、奇数の k に対して奇対称であるという事実により、サブバンド信号 $\bar{y}_k(i)$ は、偶数の k に対して HSHS、奇数の k に対して HAHA の SPS となることが確認できる [19]。HAHA とは、図 4 (b) に示すように、SPS 中の代表サンプルの右と左の両端が、奇対称かつ対称の中心が隣り合う二つのサンプル点の中心に位置すること (HA: Half-sample Anti-symmetry) を意味する [24]。

各サブバンドの SPS $\bar{y}_k(i)$ の代表サンプル点数は L_y であるため、サブバンド信号全体の代表サンプル点数は ML_y となり、入力信号 $\bar{x}(n)$ の代表サンプル点数 L_x と一致する。すなわち、サイズ制限が可能となる。

3.3 拡張サンプル点数

いま、SPS $\bar{y}_k(i)$ のタイプが既知であるため、その代表サンプルによって $\bar{y}_k(i)$ は一意に決定される。従って、 $\bar{y}_k(i)$ の代表サンプルのみを求めれば、合成器における $\bar{x}(n)$ の再構成が十分可能となる。

SPS $\bar{y}_k(i)$ の代表サンプルからなる変換係数ベクトル \mathbf{y}_i は、範囲 $i = 0, 1, 2 \dots L_y - 1$ に存在し、同じ i の範囲にある入力ベクトル \mathbf{x}_i から式 (22) によって求められる。結局、式 (21) より、範囲 $n = -NM/2, -NM/2 + 1 \dots L_y M + NM/2 - 1$ にある $L_x + NM$ 点の入力信号 $\bar{x}(n)$ に対し、変換を行えばよいことがわかる。

後の議論のために、範囲 $i = 0, 1, 2 \dots L_y - 1$ の \mathbf{y}_i を求める操作を一つの行列演算として表現しよう。但し、簡単のため、式 (11) の置換操作は省略する。

まず、原信号 $x(n)$ からなる $L_x \times 1$ ベクトル \mathbf{x} とサブバンド信号の代表サンプルからなる $L_x \times 1$ ベクトル $\hat{\mathbf{y}}$ を以下のように定義する。

$$\mathbf{x} = [x(0), x(1), \dots, x(L_x - 1)]^T \quad (27)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = [\hat{\mathbf{y}}_0^T, \hat{\mathbf{y}}_1^T, \dots, \hat{\mathbf{y}}_{L_y-1}^T]^T \quad (28)$$

但し、 $\hat{\mathbf{y}}_i = \hat{\mathbf{P}}_N \mathbf{x}_i$ とする。また、 $L_y + N - m$ 個の重複変換行列 $\hat{\mathbf{P}}_m$ から構成される $(L_x + (N - m)M) \times (L_x + NM)$ 行列 $\hat{\mathbf{T}}_m^N$ を以下のように定義する。但し、 m は $m = 0, 1, 2 \dots N$ の整数である。

$$\bar{T}_m^N = \begin{bmatrix} \hat{P}_m & , & O_M & , & \\ O_M & , & \hat{P}_m & , & O \\ & & & \ddots & \\ & & O & , & \hat{P}_m \end{bmatrix} \quad (29)$$

すると、サブバンド信号の代表サンプルを求める操作は、次式のように表現される。

$$\hat{y} = T_N x = \bar{T}_N^N \Lambda_{\frac{M}{2}N}^J x \quad (30)$$

但し、 Λ_n^J は、信号を拡張する行列で次式のように与えられる。

$$\Lambda_n^J = \begin{bmatrix} J_n & O \\ & I_{L_x} \\ O & J_n \end{bmatrix} \quad (31)$$

式 (30) の操作では、 $L_x \times L_x$ 行列 T_N による処理のために、 $L_x \times (L_x + NM)$ 行列 \bar{T}_N^N による処理が伴う。換言すると、 NM 点の拡張サンプルを扱う必要がある。結果として、重複係数 N が増えるに従い、処理される拡張サンプルも増加してしまう。そこで、式 (30) の操作を、拡張操作を伴わない演算に帰着させる必要がある。同時に、実用上問題となる高速化も考慮しなければならない。重複係数 $N = 1$ の場合に相当する LOT については、高速処理が可能なサイズ制限構成が与えられている [2], [21]。しかし、より一般的な GenLOT に対するそのような構成については、従来検討されていない。そこで、次章では、GenLOT に対する高速化も考慮したサイズ制限構成を提案する。

4. GenLOT のサイズ制限構成

本章では、信号の拡張を必要とせず、高速処理が可能な GenLOT のサイズ制限構成を提案する。

まず準備のために、式 (12) で与えられる行列 \hat{P}_m を \hat{P}_{m-2} によって表現する。

$$\hat{P}_m = G_m \begin{bmatrix} \hat{P}_{m-2} & , & O_M & , & O_M \\ O_M & , & \hat{P}_{m-2} & , & O_M \\ O_M & , & O_M & , & \hat{P}_{m-2} \end{bmatrix} \quad (32)$$

ここで、 G_m は $M \times 3M$ 行列であり、次式のように表現される。

$$G_m = R_m Q \begin{bmatrix} R_{m-1} Q & , & O_M \\ O_M & , & R_{m-1} Q \end{bmatrix} \quad (33)$$

4.1 重複係数 N が偶数の場合

では、重複係数 N が偶数の場合について、GenLOT のサイズ制限構成を考えよう。

まず、 $L_y + N - m$ 個の行列 G_m から構成されるサイズ $(L_x + (N - m)M) \times (L_x + (N + 2 - m)M)$ の行列 \bar{S}_m^N を次式のように定義する。

$$\bar{S}_m^N = \begin{bmatrix} G_m & , & O_M & , & \\ O_M & , & G_m & , & O \\ & & & \ddots & \\ & & O & , & G_m \end{bmatrix} \quad (34)$$

この行列 \bar{S}_m^N を用いると、式 (30) における行列 T_N は、次式のように表現される。

$$T_N = \bar{S}_N^N \bar{S}_{N-2}^N \cdots \bar{S}_2^N \bar{T}_0^N \Lambda_{\frac{M}{2}N}^J \quad (35)$$

[命題 1] ここで、 $M \times 2M$ 行列 G_m^α 、 G_m^β 、および $L_x \times L_x$ 行列 S_m を次式のように定義しよう。

$$G_m^\alpha = G_m \begin{bmatrix} D_M & O \\ I_M & O \\ O & I_M \end{bmatrix}, \quad (36)$$

$$G_m^\beta = G_m \begin{bmatrix} I_M & O \\ O & I_M \\ O & D_M \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$S_m = \begin{bmatrix} G_m^\alpha & , & O_M & , & O_M & , & \\ & G_m & , & O_M & , & & O \\ O_M & , & G_m & , & & & \\ & & & \ddots & & & \\ & & O & , & G_m & & \\ & & & & & O_M & , & G_m^\beta \end{bmatrix} \quad (38)$$

すると、式 (30) における行列 T_N は、

$$T_N = S_N S_{N-2} \cdots S_2 T_0 \quad (39)$$

と表現できる。但し、 $T_0 = \bar{T}_0^0$ である。

[証明] 式 (10) で与えられる \hat{P}_0 は、 $\hat{P}_0 J_M = D_M \hat{P}_0$ 、という性質をもつ。従って、次式の関係を導くことができる。

$$\bar{T}_0^N \Lambda_{\frac{M}{2}N}^J = \Lambda_{\frac{M}{2}N}^D T_0 \quad (40)$$

但し、 Λ_n^D を次式のようにおく。行列 \bar{D}_n は、行列 D_M が逆対角上に並んだ n が M の倍数のときに定

義される $n \times n$ 行列である.

$$A_n^D = \begin{bmatrix} \bar{D}_n & O \\ & I_{L_x} \\ O & \bar{D}_n \end{bmatrix}, \bar{D}_n = \begin{bmatrix} O & D_M \\ & \ddots \\ D_M & O \end{bmatrix} \quad (41)$$

また, 行列 G_m は, 次の性質をもつ.

$$G_m \begin{bmatrix} O & O & D_M \\ O & D_M & O \\ D_M & O & O \end{bmatrix} = D_M G_m \quad (42)$$

$$G_m \begin{bmatrix} O & D_M \\ D_M & O \\ I_M & O \end{bmatrix} = D_M G_m^\alpha \quad (43)$$

$$G_m \begin{bmatrix} O & I_M \\ O & D_M \\ D_M & O \end{bmatrix} = D_M G_m^\beta \quad (44)$$

従って, 次式の関係を導入することができる.

$$\bar{S}_m^N A_{\frac{M}{2}(N+2-m)}^D = A_{\frac{M}{2}(N-m)}^D S_m \quad (45)$$

結局, 式 (40), (45) の関係を式 (35) に適用すると,

$$\begin{aligned} T_N &= \bar{S}_N^N \bar{S}_{N-2}^N \cdots \bar{S}_2^N A_{\frac{M}{2}N}^D T_0 \\ &= \bar{S}_N^N \bar{S}_{N-2}^N \cdots A_{\frac{M}{2}(N-2)}^D S_2 T_0 \\ &\vdots \\ &= \bar{S}_N^N A_M^D S_{N-2} \cdots S_2 T_0 \end{aligned} \quad (46)$$

となり, 最終的に式 (39) の関係が導かれる. \square

命題 1 より, 偶数の重複係数 N に対して, GenLOT のサイズ制限構成は図 5 (a) のように与えられ, 左から右へ処理をすればよいことがわかる. ここで, 式 (35) の \bar{T}_0^N と比較すると, 式 (39) の T_0 は, 行列 Φ_S と Φ_A の演算が, それぞれ N 回少ない. また, A_n^J による拡張操作を行う必要がなく, 高速化手法が直接適用可能である. 行列 S_m については後で議論する.

4.2 重複係数 N が奇数の場合

次に, 重複係数 N が奇数の場合について検討しよう. 式 (34) の行列 \bar{S}_m^N を用いると, 式 (30) の T_N は, 次式のように表現される.

$$T_N = \bar{S}_N^N \bar{S}_{N-2}^N \cdots \bar{S}_3^N \bar{T}_1^N A_{\frac{M}{2}N}^J \quad (47)$$

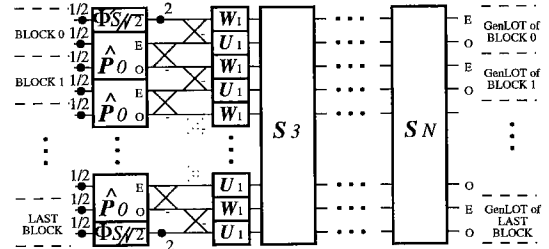
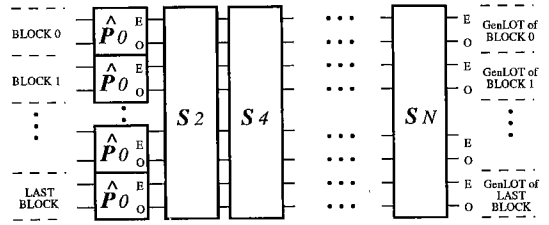


図 5 有限長信号に対する GenLOT の構成 (a) N : 偶数, (b) N : 奇数. 各信号線は $M/2$ 点のサンプルを伝送. 'E' と 'O' はそれぞれ, 偶数チャンネルと奇数チャンネルを意味する

Fig. 5 A structure of GenLOT for finite-duration sequences. (a) N : even, (b) N : odd. Each branch carries $M/2$ samples. The letters 'E' and 'O' denote the even and odd channels.

[命題 2] ここで, $M \times (M + M/2)$ 行列 $\hat{P}_1^\alpha, \hat{P}_1^\beta$ および, $L_x \times L_x$ 行列 T_1 を定義しよう.

$$\hat{P}_1^\alpha = \hat{P}_1 \begin{bmatrix} J_{\frac{M}{2}} & O \\ I_{\frac{M}{2}} & O \\ O & I_M \end{bmatrix} \quad (48)$$

$$\hat{P}_1^\beta = \hat{P}_1 \begin{bmatrix} I_M & O \\ O & I_{\frac{M}{2}} \\ O & J_{\frac{M}{2}} \end{bmatrix} \quad (49)$$

$$T_1 = \begin{bmatrix} \hat{P}_1^\alpha, O_M, O_M, & & \\ & \hat{P}_1 & , O_M, & O \\ O_M, & \hat{P}_1 & , & \\ & & \ddots & \\ & & & O & , & \hat{P}_1 \\ & & & & & & O_M, \hat{P}_1^\beta \end{bmatrix} \quad (50)$$

すると, T_N は, 次式のように表現できる.

$$T_N = S_N S_{N-2} \cdots S_3 T_1 \quad (51)$$

[証明] 式 (12) で与えられる行列 \hat{P}_1 は, $\hat{P}_1 J_{2M} =$

$D_M \hat{P}_1$ という性質, および, 以下の性質をもつ.

$$\hat{P}_1 \begin{bmatrix} O & J_M \\ J_{\frac{M}{2}} & O \\ I_{\frac{M}{2}} & O \end{bmatrix} = D_M \hat{P}_1^\alpha, \quad (52)$$

$$\hat{P}_1 \begin{bmatrix} O & I_{\frac{M}{2}} \\ O & J_{\frac{M}{2}} \\ J_M & O \end{bmatrix} = D_M \hat{P}_1^\beta \quad (53)$$

従って, 次式の関係を導入することができる.

$$\bar{T}_1^N A_{\frac{M}{2}N}^J = A_{\frac{M}{2}(N-2)}^D T_1 \quad (54)$$

結局, 命題 1 と同様の手順により, 式 (51) の関係が証明される. \square

ここで, $\Phi'_S = \Phi_S J_{\frac{M}{2}}$, $Z_1 = R_1 D_M K_M$ とおき, $\hat{P}_1^\alpha, \hat{P}_1^\beta$ を変形すると, 式 (48), (49) の定義にある拡張操作を排除でき, 次式の表現が得られる.

$$\hat{P}_1^\alpha = \frac{1}{2} Z_1 \begin{bmatrix} 2I_{\frac{M}{2}} & O \\ O & K_M^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi'_S/\sqrt{2} & O \\ O & \hat{P}_0 \end{bmatrix} \quad (55)$$

$$\hat{P}_1^\beta = \frac{1}{2} Z_1 \begin{bmatrix} K_M^- & O \\ O & 2I_{\frac{M}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{P}_0 & O \\ O & \Phi_S/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (56)$$

結果として, 命題 2 および, 式 (12), (55), (56) より, 奇数の N に対して, GenLOT のサイズ制限構成が図 5 (b) のように与えられ, 左から右へ処理をすればよいことがわかる. ここで, 式 (47) の \bar{T}_1^N と比較すると, 式 (51) の T_1 は, 行列 W_1 , U_1 および Φ_S の演算が, それぞれ $N-1$ 回少なく, 行列 Φ_A が $N+1$ 回少ない. また, A_n^J による拡張操作を行う必要がなく, 2.4 で示した高速化手法が直接適用可能である.

4.3 行列 S_m の構成

図 5 に示されるサイズ制限構成において, 残された問題は行列 S_m の処理である. 以下では, 行列 S_m について議論する.

$Z_m = R_m D_M K_M$ とおき, G_m^α, G_m^β を変形すると, 式 (36), (37) の定義にある拡張操作を排除でき, それぞれ以下のように表現できる.

$$G_m^\alpha = \frac{1}{4} Z_m \begin{bmatrix} I_{\frac{M}{2}} & O \\ O & K_M^+ \end{bmatrix}$$

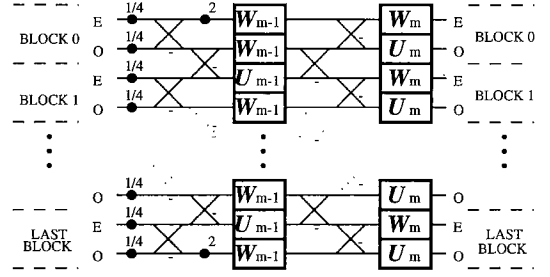


図 6 行列 S_m の構成. 各信号線は $M/2$ 点のサンプルを送る. 'E' と 'O' はそれぞれ, 偶数チャンネルと奇数チャンネルを意味する

Fig. 6 An efficient structure of matrix S_m . Each branch carries $M/2$ samples. The letters 'E' and 'O' denote the even and odd channels.

$$\times \begin{bmatrix} 2W_{m-1} & O \\ O & Z_{m-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_M & O \\ O & K_M^+ \end{bmatrix} \quad (57)$$

$$G_m^\beta = \frac{1}{4} Z_m \begin{bmatrix} K_M^- & O \\ O & I_{\frac{M}{2}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} Z_{m-1} & \\ O & 2W_{m-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_M^- & O \\ O & K_M \end{bmatrix} \quad (58)$$

結局, 式 (33), (57), (58) より, 式 (38) で与えられる行列 S_m のサイズ制限構成は, 図 6 のように与えられる. ここで, 式 (35), (47) の \bar{S}_m^N と比べると, 式 (39), (51) の S_m は, 行列 W_m , W_{m-1} および U_m の演算が, それぞれ $N-m$ 回少なく, U_{m-1} の演算が $N-m+2$ 回少ない. また, A_n^D による拡張信号を扱う必要がなく, 2.4 で示した高速化が可能である.

4.4 従来法との比較

以下では, 式 (35) や式 (47) で示される従来法との演算量の比較により, 本提案法の有効性を検討する.

ここでは, 2.4 で示した高速化を仮定する. また, $\mu(P_N)$, $\alpha(P_N)$ を, それぞれ GenLOT 行列 P_N の 1 ブロック当たりの乗算数, 加算数とする. 導出については割愛するが, $\mu(P_N)$, $\alpha(P_N)$ は, それぞれ以下のように求められる.

$$\mu(P_N) = \mu_\infty(P_N) + \bar{\mu} \quad (59)$$

$$\alpha(P_N) = \alpha_\infty(P_N) + \bar{\alpha} \quad (60)$$

但し, $\mu_\infty(P_N)$, $\alpha_\infty(P_N)$ は, 無限長数列に対する 1 ブロック当たりの演算量を示しており, 次式によつ

て与えられる [10].

$$\mu_{\infty}(\mathbf{P}_N) = \mu(\mathbf{C}_M^{\text{II}}) + (N+1)\mu(\mathbf{U}) \quad (61)$$

$$\alpha_{\infty}(\mathbf{P}_N) = \alpha(\mathbf{C}_M^{\text{II}}) + (N+1)\alpha(\mathbf{U}) + NM \quad (62)$$

$\mu(\mathbf{C}_M^{\text{II}})$, $\alpha(\mathbf{C}_M^{\text{II}})$ は、それぞれ、DCT 行列 \mathbf{C}_M^{II} の乗算数と加算数である。また、 $\mu(\mathbf{U})$, $\alpha(\mathbf{U})$ は、式 (15) で与えられる行列 \mathbf{U}_m の乗算数と加算数であり、 $\mu(\mathbf{U}) = \alpha(\mathbf{U}) = 3(M-2)/2$ と与えられる。

$\bar{\mu}$ と $\bar{\alpha}$ は、実現するサイズ制限構成によって異なり、それぞれ以下のように与えられる。

- 従来法 (式 (35), (47))

$$\bar{\mu} = \frac{N}{L_y} \left[\mu(\mathbf{C}_M^{\text{II}}) + \frac{N+1}{2} \mu(\mathbf{U}) \right] \quad (63)$$

$$\bar{\alpha} = \frac{N}{L_y} \left[\alpha(\mathbf{C}_M^{\text{II}}) + \frac{N+1}{2} \alpha(\mathbf{U}) + NM \right] \quad (64)$$

- 提案法 - N : 偶数 (式 (39))

$$\bar{\mu} = -\frac{1}{L_y} \left[\frac{N}{2} \mu(\mathbf{U}) \right] \quad (65)$$

$$\bar{\alpha} = -\frac{1}{L_y} \left[\frac{N}{2} \alpha(\mathbf{U}) + NM \right] \quad (66)$$

- 提案法 - N : 奇数 (式 (51))

$$\bar{\mu} = -\frac{1}{L_y} \left[\mu(\mathbf{C}_M^{\text{II}}) - 2\mu(\mathbf{C}_{\frac{M}{2}}^{\text{II}}) + \frac{N+1}{2} \mu(\mathbf{U}) \right] \quad (67)$$

$$\bar{\alpha} = -\frac{1}{L_y} \left[\alpha(\mathbf{C}_M^{\text{II}}) - 2\alpha(\mathbf{C}_{\frac{M}{2}}^{\text{II}}) + \frac{N+1}{2} \alpha(\mathbf{U}) + NM \right] \quad (68)$$

上記の演算量は、 $1/2$, $1/4$ など 2 のべき乗によるスケールリング、および -1 の乗算を考慮していない。また、式 (55), (56) の Φ_S にかかるスケールリング $1/\sqrt{2}$ も、 Φ_S に含まれるという理由から考慮していない。

では、具体的な数値によって演算量に関する検討を行う。いま、分割数 (1 ブロックの点数) M と入力信号 $x(n)$ の長さ L_x が、それぞれ、 $M = 8$, $L_x = 256$ であると仮定する。このとき、サブバンド信号 $\bar{y}_k(i)$ の代表点数 (ブロック数) L_y は、 $L_y = 32$ となる。

重複係数 $N = 2$ に対して演算量を求めると、従来法では、 $\mu(\mathbf{P}_2) = 91.66$, $\alpha(\mathbf{P}_2) = 41.66$ となる。一方、提案法では、 $\mu(\mathbf{P}_2) = 87.22$, $\alpha(\mathbf{P}_2) = 39.72$ となる。結局、1 ブロック当たりの乗算数と加算数の差は、それぞれ 1.94 と 4.44 となる。また、重

複係数 $N = 3$ の場合について求めると、従来法では、 $\mu(\mathbf{P}_3) = 51.91$, $\alpha(\mathbf{P}_3) = 119.66$ 、提案法では、 $\mu(\mathbf{P}_3) = 48.34$, $\alpha(\mathbf{P}_3) = 111.34$ となる。ここで、1 ブロック当たりの乗算数と加算数のそれぞれの差は 3.56 と 8.31 となり、 $N = 2$ の場合に比べて大きくなる。同様に、重複係数 N が大きいほど、提案法が効果的であることを確認できる。

この演算量の差は、処理の次元が上がるに従い、より重要となる。いま、2 次元分離処理を考える。そして、ブロックサイズが $M \times M = 8 \times 8$ 、入力信号のサイズが $L_x \times L_x = 256 \times 256$ と仮定する。このときのブロックの数は、 $L_y \times L_y = 32 \times 32$ となる。重複係数 $N = 2$ に対し、1 ブロック当たりの乗算数と加算数の差を計算すると、それぞれ 31.0 と 71.0 となり、提案法の効果が確認できる。

4.5 サイズ制限 GenLOT の逆変換

これまで、分析器、すなわち、順変換のサイズ制限構成のみについて議論してきた。ここでは、合成器、すなわち、逆変換のサイズ制限構成について議論する。

まず、 $\hat{\mathbf{P}}_0$ が正規直交であるという事実より、 \mathbf{T}_0 も正規直交であることが確認できる。また、 $\hat{\mathbf{P}}_1 \hat{\mathbf{P}}_1^T = \mathbf{I}_M$, $\hat{\mathbf{P}}_1^{\alpha} \hat{\mathbf{P}}_1^{\alpha T} = \mathbf{I}_M$ および $\hat{\mathbf{P}}_1^{\beta} \hat{\mathbf{P}}_1^{\beta T} = \mathbf{I}_M$ という関係より、 \mathbf{T}_1 の正規直交性も確認できる。更に、 $\mathbf{G}_m \mathbf{G}_m^T = \mathbf{I}_M$, $\mathbf{G}_m^{\alpha} \mathbf{G}_m^{\alpha T} = \mathbf{I}_M$ および $\mathbf{G}_m^{\beta} \mathbf{G}_m^{\beta T} = \mathbf{I}_M$ という関係より、 \mathbf{S}_m の正規直交性も確認できる。

従って、任意の重複係数 N に対し、以下の関係が成立する。

$$\mathbf{T}_N^T \mathbf{T}_N = \mathbf{T}_N \mathbf{T}_N^T = \mathbf{I}_{L_x} \quad (69)$$

すなわち、 \mathbf{T}_N もまた、正規直交である。この事実より、サイズ制限 GenLOT の逆変換は、図 5 において、各行列の転置をとり、処理を右から左へ行えばよい。

5. M 帯域 DTWT のサイズ制限構成

本章では、今回提案した GenLOT のサイズ制限構成によって、直線位相正規直交 M 帯域 DTWT のサイズ制限構成が得られることを述べる。

M 帯域 DTWT は、図 1 に示される M 分割フィルタバンクの低域フィルタ $H_0(z)$ のチャンネルを、Mallat のトリートアルゴリズム [11] に従い、繰返しフィルタバンクを用いて帯域分割することにより実現される。使用するフィルタバンクが、パラユニタリ特性をもつとき、生成される DTWT は正規直交となり、直線位相特性をもつとき、生成される DTWT も直線位相特性

をもつ。従って、これまで述べてきた GenLOT を用いることによって、正規直交直線位相 M 帯域 DTWT を生成することが可能となる [13], [14].

以下では、図 3 の構成に基づく検討を行う。但し、3. と同様に、行列 P_N を式 (11), (12) より与え、 γ を式 (23) より与えると仮定する。また、長さ L_x の原信号 $x(n)$ をタイプ HSHS の SPS $\bar{x}(n)$ へ拡張し、DTWT への入力信号と仮定する。

[命題 3] ここで、 $\bar{x}(n)$ に対し、GenLOT を施すことによって得られる k 番目チャンネルのサブバンド信号を第 1 レベルの出力として $\bar{y}_k^{(1)}(i_1)$ と表現しよう。また、その低域信号 $\bar{y}_0^{(1)}(i_1)$ に対し、GenLOT を施すことによって得られる k 番目チャンネルのサブバンド信号を第 2 レベルの出力として $\bar{y}_k^{(2)}(i_2)$ と表現しよう。そして、このような分割を ℓ 回繰り返すことによって得られる k 番目チャンネルのサブバンド信号を第 ℓ レベルの出力として $\bar{y}_k^{(\ell)}(i_\ell)$ と表現しよう。

もし、任意の正整数 $L_{y\ell}$ に対し、 L_x が、

$$L_x = L_{y\ell} M^\ell \quad (70)$$

と表現されるとき、 $\bar{y}_k^{(\ell)}(i_\ell)$ は、偶数の k に対して HSHS、奇数の k に対して HAHA の SPS となり、代表サンプル点数は $L_{y\ell}$ となる。

[証明] いま、 L_x は、式 (18) の条件を満たすため、3. と同様の議論により、 $\bar{y}_k^{(1)}(i_1)$ は、偶数の k に対して HSHS、奇数の k に対して HAHA の SPS となる。そして、 $\bar{y}_k^{(1)}(i_1)$ の代表サンプル点数は $L_{y1} = L_{y\ell} M^{\ell-1}$ となる。また、 $\bar{y}_0^{(1)}(i_1)$ が HSHS の SPS で、 $L_{y1} = L_{y\ell} M^{\ell-1}$ であるという事実から、 $\bar{y}_k^{(2)}(i_2)$ は、偶数の k に対して HSHS、奇数の k に対して HAHA の SPS となる。そして、 $\bar{y}_0^{(2)}(i_2)$ の代表サンプル点数は $L_{y2} = L_{y\ell} M^{\ell-2}$ となる。

結局、レベル ℓ まで同じ議論を繰り返すことにより、先の結論が導かれる。 □

命題 3 より明らかなように、各レベルにおける GenLOT の操作は、3. で仮定した条件の下で行われる。従って、式 (70) の条件の下では、各レベルにおいて今回提案した GenLOT のサイズ制限構成を直接適用可能となる。結果として、 M 帯域 DTWT 全体に対しても、対称拡張法に基づくサイズ制限を、拡張サンプルを扱うことなく実現でき、2.4 で述べた高速化を施すことが可能となる。

6. む す び

本論文では、サブバンド画像符号化において応用が期待されている GenLOT のサイズ制限構成を与えた。今回提案したサイズ制限構成は、信号拡張による冗長な処理を伴わずに対称拡張法を実現でき、かつ、従来の高速化手法を直接適用できるという利点をもつ。また、本提案法は、縦続構成として与えられるために、任意の重複係数 N に対して容易に実現でき、従来の LOT に対するサイズ制限構成の一般形としてみなすことができる。更に、本論文では、GenLOT に基づく M 帯域 DTWT のサイズ制限構成についても議論した。結果として、信号拡張による冗長な処理を伴わない、高速処理可能な M 帯域 DTWT のサイズ制限構成が得られることを示した。

文 献

- [1] K.R. Rao and P. Yip, Discrete Cosine Transform, Academic Press, San Diego, 1990.
- [2] H.S. Malver, Signal Processing with Lapped Transforms, Artech House, Boston-London, 1991.
- [3] P.P. Vaidyanathan, Multirate Systems and Filter Banks, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1993.
- [4] M. Vetterli and J. Kovačević, Wavelets and Subband Coding, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1995.
- [5] 貴家仁志, マルチレート信号処理, 昭晃堂, 1995.
- [6] R.L. de Queiroz, T.Q. Nguyen, and K.R. Rao, "Generalized linear-phase lapped orthogonal transforms," Proc. IEEE ISCAS, vol.2, pp.277-280, May 1994.
- [7] R.L. de Queiroz, T.Q. Nguyen, and K.R. Rao, "The GenLOT: Generalized linear-phase lapped orthogonal transform," IEEE Trans. Signal Processing, vol.44, no.3, pp.497-507, March 1996.
- [8] S. Trautmann and T.Q. Nguyen, "GenLOT-design and application for transform-based image coding," Proc. Asilomar Conf., Monterey, Nov. 1995.
- [9] S. Muramatsu and H. Kiya, "Linear-phase paraunitary filter banks based on symmetric convolution," 第 10 回 DSP シンポジウム, 札幌, pp.515-520, 1995.
- [10] S. Muramatsu and H. Kiya, "A new factorization technique for the generalized linear-phase LOT and its fast implementation," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E79-A, no.8, Aug. 1996.
- [11] S.G. Mallat, "A theory of multiresolution signal decomposition: the wavelet representation," IEEE Trans. Pattern Anal. & Mach. Intell., vol.11, no.7, pp.674-693, July 1989.
- [12] P.N. Heller and H.L. Resnikoff, "Regular M -band wavelets and applications," Proc. IEEE ICASSP, Minneapolis, vol.3, pp.229-232, April 1993.
- [13] P.N. Heller, T.Q. Nguyen, H. Singh, and W.K. Carey, "Linear-phase M -band wavelets with application to im-

- age coding," Proc. IEEE ICASSP, Detroit, vol.2, pp.1496-1499, June 1995.
- [14] 原田康裕, 村松正吾, 貴家仁志, "改良 GenLOT を用いた直線位相正規直交 M 帯域 DTWT の評価," 1996 信学春季全大, SA-4-5, March 1996.
- [15] A.K. Soman and P.P. Vaidyanathan, "Coding gain in paraunitary analysis/synthesis systems," IEEE Trans. Signal Processing, vol.41, no.5, pp.1824-1835, May 1993.
- [16] M.J.T. Smith and S.L. Eddins, "Analysis/synthesis techniques for subband image coding," IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., vol.38, no.8, pp.1446-1456, Aug. 1990.
- [17] H. Kiya, K. Nishikawa, and M. Iwahashi, "A development of symmetric extension method for subband image coding," IEEE Trans. Image Processing, vol.3, no.1, pp.78-81, Jan. 1994.
- [18] R.H. Bamberger, S.L. Eddins, and V. Nuri, "Generalized symmetric extension for size-limited multirate filter banks," IEEE Trans. Image Processing, vol.3, no.1, pp.82-87, Jan. 1994.
- [19] L. Chen, T.Q. Nguyen, and K.-P. Chan, "Symmetric extension methods for M -channel PR LP FIR analysis/synthesis systems," IEEE Trans. Signal Processing, vol.43, no.11, pp.2505-2511, Nov. 1995.
- [20] C.M. Brislawn, "Preservation of subband symmetry in multirate signal coding," IEEE Trans. Signal Processing, vol.43, no.12, pp.3044-3050, Dec. 1995.
- [21] H.S. Malver and D.H. Staelin, "The LOT: Transform coding without blocking effects," IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., vol.37, no.4, pp.553-559, April 1989.
- [22] M. Vetterli and D.L. Gall, "Perfect reconstruction FIR filter banks: Some properties and factorizations," IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., vol.37, no.7, pp.1057-1071, July 1989.
- [23] A.K. Soman, P.P. Vaidyanathan, and T.Q. Nguyen, "Linear phase paraunitary filter banks: Theory, factorizations and designs," IEEE Trans. Signal Processing, vol.41, no.12, pp.3480-3496, Dec. 1993.
- [24] S.A. Martucci, "Symmetric convolution and the discrete sine and cosine transforms," IEEE Trans. Signal Processing, vol.42, no.5, pp.1038-1051, May 1994.

(平成 8 年 4 月 22 日受付, 7 月 22 日再受付)



貴家 仁志 (正員)

1980 年長岡技科大・工・電気電子システム卒, 1982 年同大大学院修士課程了, 同年東京都立大工学部電気工学科助手, 現在, 同大電子・情報工学科助教授, 工博, 1995 年シドニー大 (オーストラリア) 客員研究員, マルチレート信号処理, 画像処理およ

び信号処理アルゴリズムの VLSI 実現に関する研究に従事, 著書「高速フーリエ変換とその応用」, 「デジタル信号処理技術入門」, 「マルチレート信号処理」, 電子画像学会, テレビジョン学会, IEEE 各会員.



村松 正吾 (学生員)

1993 年都立大・工・電気卒, 1995 年同大大学院修士課程了, 現在, 同大大学院工学研究科博士課程在学中, マルチレート信号処理, 多次元信号処理の研究に従事, IEEE 会員.