

方向性フィルタバンクにおけるサブバンド信号の分割伝送に関する検討

石川 孝明[†] 渡辺 裕[†]

[†] 早稲田大学大学院国際情報通信研究科

〒 367-0035 埼玉県本庄市西富田 1011

E-mail: †takaxp@fuji.waseda.jp

あらまし 本稿では、方向性フィルタバンクを用いた多重記述符号化の実現において必要となるファンフィルタの設計を行い、設計したフィルタを用いて得られるサブバンド信号の分割伝送に関する検討を行う。方向性フィルタバンクでは、方向性を考慮した画像の帯域分割を行うためにファンフィルタを用いるが、ファンフィルタは2次元非分離型フィルタであるため、フィルタの設計問題が1次元フィルタの設計と比較して一般に複雑になる。本検討では、1次元フィルタをマクレラン変換により2次元フィルタへ拡張し、これを利用した完全再構成方向性フィルタバンクを設計する。設計した方向性フィルタバンクにより得られるサブバンド信号を、複数の伝送路に分割伝送するシミュレーションを行い、再構成画像を評価する。

キーワード 帯域分割, 方向性フィルタバンク, 多重記述符号化, 画像符号化, マクレラン変換,

A Study on Multiple Transmission of Sub-band Signals using Directional Filter Banks

Takaaki ISHIKAWA[†] and Hiroshi WATANABE[†]

[†] Graduate School of Global Information and Telecommunication Studies, Waseda University 1011

Okuboyama, Nishitomida, Honjo, Saitama 367-0035 Japan

E-mail: †takaxp@fuji.waseda.jp

Abstract We design a pair of fan filters that is used in Directional Filter Banks. The Directional Filter Banks decompose an image into multi directional sub-band signals by quincunx matrix and fan filters. Generally, the design problem of fan filters is more complicated than one-dimensional case because the fan filter is a non-separable two-dimensional filter. In order to design fan filters easily, we use McClellan Transform. The method allows us to obtain a high-order two-dimensional FIR digital filter through a transformation of one-dimensional linear-phase FIR filter. We compare reconstructed images obtained by using the Directional Filter Banks.

Key words Frequency Partitioning, Directional Filter Banks, Multiple Description Coding, Image Coding, McClellan Transform

1. はじめに

多重記述符号化は、ベストエフォート型のインターネットにおいてマルチメディア情報をより高い信頼性をもって伝送するための符号化方式として注目が集められている。多重記述符号化では、画像や映像を単一のビットストリームに符号化するのではなく、複数のビットストリームへと符号化する。このとき、各ビットストリームには冗長な情報が含まれ、各ビットストリームを異なる伝送経路を用いてクライアントに配信することで、チャンネルの一部で発生するバーストやパケットロスの影響を分散することが可能である。また、多重記述符号化による

映像配信では、パケットの優先制御や再送制御を行うことなく必要な品質の映像を配信できるため、ビデオ電話やテレビ会議などリアルタイム性が強く要求されるアプリケーションに適している。

これまでに、入力画像の情報分割に着目した多重記述符号化方式が複数提案されている。入力画像をサブサンプリングすることで複数に分割し、それぞれを独立に符号化する手法 [1] や、画像全体を直交変換した後、ラティスによる均等分割を行う手法 [2] などである。これに対し我々は、画像の帯域分割に着目した方式に着目しており、これまでに Directional Filter Banks (DFBs) を用いる方式について検討してきた [3] [4]

文献 [3] で述べた DFBs を利用した帯域分割では、離散フーリエ変換を用いた理想的な条件で作成したファンフィルタを利用している。しかし、画像符号化への応用では、2次元非分離型 FIR フィルタをファンフィルタとして用いることが望ましい。そこで本検討では、1次元フィルタをマクレラン変換を利用して2次元フィルタに拡張し、線形位相および完全再構成な方向性フィルタバンクを設計する。設計した方向性フィルタバンクをシミュレーションにより評価する。

2. Directional Filter Banks

方向性フィルタバンクは、Bamberger と Smith により提案されたフィルタバンクである [5]。2次元の方向情報を画像から抽出することができるため、画像解析やノイズ除去などに応用され、近年では、離散 Curvelet 変換の効果的な実装のために用いられている [6]。Curvelet や Ridgelets において、従来の分離型フィルタによる2次元解析は、点の情報を表現することに優れているが、必ずしも2次元信号の特徴である線やエッジの情報を表現することには効率的ではないと位置づけている。

2.1 基本構成

本研究で用いる方向性フィルタバンクは、ファンフィルタと五の目状のダウンサンプラおよびアップサンプラを用いて構成される。図 1 に2分割フィルタバンクを示す。

ファンフィルタは、地震波やレーダーなどの受信信号に対し、到来波の特定方向の成分のみを通過させるために利用されてきた [7]。DFB では、これを画像の方向性を抽出するための帯域制限フィルタとして用いる。ダウンサンプラとアップサンプラは、Quincunx Matrix Q で表され、式 (1) のような回転を含む変換式で表される [8]。また、式 (1) の行列式を解けば、2つに1つの信号を間引くサブサンプリングであることが分かる。

$$Q_R = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}, \quad Q_L = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

分割側と合成側で完全再構成条件を満たすフィルタの組み合わせを利用すれば、図 1 における入力と出力は一定の遅延を持つ同じ信号として再構成される。

図 1 の2分割フィルタバンクを多段接続することにより、2次元周波数帯域を複数の帯域に分割することができる。ファンフィルタは2次元非分離型フィルタであるので、2次元分離型フィルタによる帯域分割では実現困難な帯域分割が可能となる。2段に接続する場合、方向情報を含む4つの帯域のサブバンド信号に分割することができる。また、この場合 Q の回転成分は打ち消されるため、サブバンド信号は入力信号に対して回転し

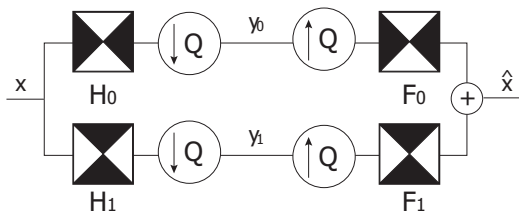


図 1 Structure of 2-channel DFB

ない。

2.2 完全再構成条件

前述の DFB は、最大間引き完全再構成を実現可能なフィルタバンクとして設計可能とされる。そこで、2次元フィルタバンクにおける完全再構成条件を示す。

まず、2分割DFBにおける各フィルタ $H_0(z_1, z_2)$, $H_1(z_1, z_2)$, $F_0(z_1, z_2)$, $F_1(z_1, z_2)$ を用いて、入力信号 x と出力信号 $\hat{x}$ は式 (2) で表される。

$$\begin{aligned} \hat{X}(z_1, z_2) = & \frac{1}{2} [\{H_0(z_1, z_2)F_0(z_1, z_2) \\ & + H_1(z_1, z_2)F_1(z_1, z_2)\}X(z_1, z_2) + \{H_0(-z_1, -z_2)F_0(z_1, z_2) \\ & + H_1(-z_1, -z_2)F_1(z_1, z_2)\}X(-z_1, -z_2)] \end{aligned} \quad (2)$$

従って、完全再構成を実現するための条件は、式 (3) で与えられる。合成側でエイリアス成分を打ち消す条件から、2分割DFBにおける各フィルタには、 $F_0(z_1, z_2) = H_1(-z_1, -z_2)$, $F_1(z_1, z_2) = -H_0(-z_1, -z_2)$ なる関係があり、これは、分割側の2つのフィルタを設計することで完全再構成なフィルタバンクが設計可能であることを意味する。

$$\begin{aligned} H_0(z_1, z_2)F_0(z_1, z_2) - H_1(z_1, z_2)F_1(z_1, z_2) \\ = z_1^{-K_1} z_2^{-K_2} \end{aligned} \quad (3)$$

$$H_0(-z_1, -z_2)F_0(z_1, z_2) - H_1(-z_1, -z_2)F_1(z_1, z_2) = 0 \quad (4)$$

少なくとも1次元の完全再構成問題は、ハーフバンドフィルタの設計問題に帰着されることが知られている。本検討では、1次元でのハーフバンドフィルタの設計問題を解き、マクレラン変換により2次元に拡張することで、2次元での完全再構成を実現する。

3. ファンフィルタの設計

本研究では、まず1次元完全再構成を満たす線形位相 FIR フィルタとして、ローパスフィルタ $H(z)$ とハイパスフィルタ $G(z)$ の設計を行う。次に、それぞれのフィルタをマクレラン変換により2次元へ写像することで、ファンフィルタを作成する。ローパスフィルタ $H(z)$ から作成されるファンフィルタ $H_0(z_1, z_2)$ とハイパスフィルタ $H_1(z_1, z_2)$ から作成されるファンフィルタの2つを用いることで、DFB は線形位相完全再構成フィルタバンクとして構成される。

3.1 1次元完全再構成フィルタバンクの設計

ローパスフィルタ $H(z)$ は、Parks-McClellan アルゴリズム [9] を用いた線形位相 FIR フィルタとして設計する。同手法は、チェビシェフ近似理論と Remez アルゴリズムを利用して、設計する FIR フィルタの最大誤差を最小にする手法であり、等リプルフィルタと呼ばれる。これに対応するハイパスフィルタ $G(z)$ は、池原らによる完全再構成を実現するフィルタペアの設計法 [10] を用いる。同手法は、まず完全再構成条件をハーフバンドフィルタの設計問題として解く。次に、求められた $G(z)$ について周波数特性を十分なものにするために、Remez アルゴリズムによる繰り返し処理で、阻止域を等リプルにする。以下に、具体的な流れを説明する。

1次元 FIR フィルタ $H(z)$ と $G(z)$ は、一般に式 (5) と定義される。 M は、 $H(z)$ のフィルタ次数、 N は、 $G(z)$ のフィルタ次数である。 $R(z)$ は、 $R(z) = H(z)G(-z)$ を満たすハーフバンドフィルタである。ハーフバンドフィルタの次数は、 $M + N = 4R + 2$ と表される。 $H(z)$ と $G(z)$ が共に線形位相であることを考慮すると、共に偶数次であるか共に奇数次であるかの2つ限定される。次節で述べるマクレラン変換では、偶数次のゼロ位相フィルタを必要とするため、本検討では偶数次の組み合わせのみを利用する。

$$H(z) = \sum_{m=0}^M h_m z^{-m}, \quad G(z) = \sum_{n=0}^N g_n z^{-n}, \quad (5)$$

$$R(z) = \sum_{i=0}^{4R+2} r_i z^{-i} \quad (6)$$

$R(z)$ のインパルス応答 $r_i = \sum_{n=0}^N (-1)^n h_{i-n} g_n$ は、 n が奇数であるとき $r_i = 0$ であり、 $i = 2R + 1$ のとき $r_i = 1$ となる。 n が偶数の場合は任意の値を取る。マクレラン変換で利用するフィルタは偶対称フィルタであるので、 $\{g_n\}$ を算出する式は、 $(R+1) \times (\frac{N}{2} + 1)$ の行列 A を用いて表される。

次に、 $M < N$ とし、式 (7) の振幅特性を Remez アルゴリズムにより近似する。

$$G(-e^{j\omega}) = (-1)^{\frac{N}{2}} g_{\frac{N}{2}} + \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} (-1)^k 2g_k \cos\{(\frac{N}{2}-k)\omega\} \quad (7)$$

Remez アルゴリズムでは、阻止域における $\frac{N}{2} - R$ 個の周波数ポイントについて、振幅誤差が一定かつ符号が反転するように近似が行われる。周波数ポイント ω_i は、 $\omega_i > \frac{\pi}{2}$ を満たすように選ばれる。初期振幅誤差を δ 、阻止域端周波数を ω_s と置くと、最終的に式 (8) の $(\frac{N}{2} + 1) \times (\frac{N}{2} + 1)$ の正方行列で表される連立方程式を解く問題となる。

$$\begin{bmatrix} A \\ G \end{bmatrix} B = C \quad (8)$$

$$A_{i,j} = \begin{cases} h_{2i+1-j}, & 0 \leq 2i+1-j \leq M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} + \begin{cases} h_{2i+1-N+j}, & 0 \leq 2i+1-N+j < \frac{M}{2} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

ただし、 $0 \leq i < (R+1)$ かつ

$0 \leq j < (N/2 + 1)$ で係数を2倍にする

$$G_{i,j} = \begin{cases} 2\cos\{(\frac{N}{2}-j)\omega_j\}, & (0 \leq j < \frac{N}{2}) \\ 1, & (j = \frac{N}{2}) \end{cases}$$

$$B = [g_0, -g_1, \dots, (-1)^{\frac{N}{2}} g_{\frac{N}{2}}]^t$$

$$C = [0, 0, \dots, 0, 1, -\delta, \delta, \dots, (-1)^{\frac{N}{2}}]^t$$

ω_i は、 $G(z)$ の振幅特性の極値となる周波数ポイント ω'_i で更新され、 δ は、 ω'_i の振幅の最小値で更新される。これを、 $\sum_{i=1}^{(N/2)-R} |\omega - \omega'_i| < \epsilon$ を満たすまで再帰的に解くことで、等リプルな $G(z)$ が得られる。

3.2 マクレラン変換

マクレラン変換は、1次元フィルタを変数変換により2次元に写像する手法である。変数変換で置き換えらる関数はサブフィルタと呼ばれており、2次元フィルタの特性はサブフィルタの設計に依存する [11]。

1次元偶対称ゼロ位相 FIR フィルタの定義は、一般に式 (9) で表される。

$$H(z) = h(0) + \sum_{n=1}^N h_n (z^n + z^{-n}) \quad (9)$$

これをチェビシェフ多項式 T_m を用いて変形すると、式 (10) と変形される。

$$H(z) = h(0) + 2 \sum_{n=1}^N h_n T_n[\cos\omega] \quad (10)$$

ここで $\cos\omega = F(z_1, z_2)$ なる変数変換を行うことで、式 (11) の2次元フィルタが得られる。

$$H(z_1, z_2) = h(0) + 2 \sum_{n=1}^N h_n T_n[F(z_1, z_2)] \quad (11)$$

サブフィルタ $F(z_1, z_2)$ の設計はこれまでに複数の手法が提案されており、一般にサブフィルタの次数を上げることで、理想的な特性に近づくことが知られている [7] [12] [13]。以下にファンフィルタを得るためのサブフィルタの実例を示す。

• 1次マクレラン変換

$$F(\omega_1, \omega_2) = \frac{1}{2}(\cos\omega_1 - \cos\omega_2) \quad (12)$$

• 2次マクレラン変換 [12]

$$F(\omega_1, \omega_2) = \frac{1}{C_m} \left[\frac{1}{2}(\cos\omega_1 - \cos\omega_2) \right. \quad (13)$$

$$\left. + \alpha(-\sin^2\omega_1 \cos\omega_2 + \sin^2\omega_2 \cos\omega_1) \right]$$

$$C_m = \alpha + \frac{1}{2} + \frac{1}{16\alpha} \quad (14)$$

$$\alpha = \frac{2 + \cos\omega_s + 2\sqrt{1 + \cos\omega_s}}{-4\cos\omega_s} \quad (15)$$

ω_s は1次元フィルタの阻止域端周波数であり、前節で示した値を用いる。

以上をまとめると、本検討で利用するファンフィルタの設計は、次のようになる。

1. $H(z)$ を、Parks-McClellan アルゴリズムにて設計する
2. 式 (8) を解き $G(z)$ を得る
3. $H(z)$ と $G(z)$ を $F(\omega_1, \omega_2)$ によるマクレラン変換で2次元写像し、 $H_0(z_1, z_2)$ および $H_1(z_1, z_2)$ とし、フィルタバンクで利用する。

以上により、線形位相かつ完全再構成となる方向性フィルタバンクが設計される。

4. 実験

4.1 実験条件

本節では、方向性フィルタバンクにより得られたサブバンド

信号を独立した複数のチャネルを利用して伝送する場合を想定する。伝送路上における画素欠落をシミュレーションし、再構成画像の品質を評価する。チャネル分割数は4とし、エラーレート R を 0,5,10,20[%] として実験を行った。入力画像として、 $512 \times 512[\text{pel}]$ の Lena を用いた。画像はグレースケール画像である。

実験には、JPEG 2000 で用いられる 9/7-Daubechies フィルタを1次元マクレラン変換した場合を基準とし、3種類のファンフィルタ対と2種類のマクレラン変換を組み合わせた計7種類の場合において、再構成画像の画質を評価した。ファンフィルタの種類をアルファベット a, b, c で表し、添え字をマクレラン変換の次数とする。 a は、 $M = 8, N = 14, \omega_s = 0.38$ 。 b は、 $M = 16, N = 26, \omega_s = 0.36$ 。 c は、 $M = 32, N = 50, \omega_s = 0.30$ で作成されたファンフィルタである。 $H(z)$ と $G(-z)$ は同じ阻止域端周波数を用いた。

4.2 実験結果

表1に、実験結果を示す。まず、エラーレートが0である場合、入力画像と出力画像が一致していることがわかる。これは、構成した方向性フィルタバンクが完全再構成であることを示している。また、いずれの場合もエラーレートが高くなるにつれ、再構成画像のPSNRは低下している。マクレラン変換の次数による違いでは、全ての場合において2次マクレラン変換を用いる場合が高いPSNRを示している。これは、2次のマクレラン変換においてファンフィルタのタップ数が $2N+1$ から $4N+1$ に増加するためであると言える。 L 次のマクレラン変換を用いるとタップ数が $2NL+1$ になることが知られている[13]。

次に、再構成画像の主観評価を行った。画像分割の従来手法としてBajicらの手法を用いた[2]。同手法は9/7-Daubechiesフィルタによる帯域分割を垂直水平に行い、各帯域の係数をラティスにより分割する。欠落画素は、バイリニア補間処理される。提案手法として、実験で用いた(a2)を利用した。欠落画素

表1 PSNR of reconstructed images

R[%]	(9/7)	(a1)	(a2)	(b1)	(b2)	(c1)	(c2)
0	inf	inf	inf	inf	inf	inf	inf
5	40.71	40.71	41.97	41.16	42.53	42.88	43.60
10	37.61	37.55	38.63	38.01	39.13	39.48	40.18
20	34.16	34.11	35.14	34.40	35.56	35.89	36.63

[dB]

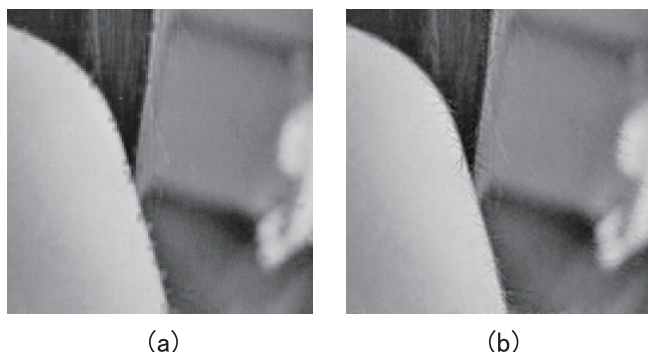


図2 Reconstructed images

は、文献[4]に示した方向性を考慮した補間処理を行った。図2に、従来手法と提案手法の再構成画像を示す。図2は、エラーレート20[%]で伝送する画素を欠落後バイリニア補間処理を行った画像である。表示のため、標準画像Lenaの一部を2倍に拡大している。これらはほぼ同程度のPSNRである。図2-(a)が従来手法、図2-(b)が提案手法である。従来手法は、ローパス成分が欠落した場合の影響が出力画像のエッジ成分において、エッジの滑らかさを失うように現れていることがわかる。一方、提案手法の場合には、欠落の影響がエッジに周辺に拡散して現れている。そのため主観品質が向上していることが確認できる。

5. おわりに

本検討では、線形位相と完全再構成を実現するDFBを、FIRファンフィルタにより作成した。ファンフィルタの設計は、完全再構成となる1次元ローパスフィルタ $H(z)$ とハイパスフィルタ $G(z)$ 、およびマクレラン変換のサブフィルタ $F(z_1, z_2)$ から容易に作成可能なことを確認した。また、従来手法との主観比較実験では、特にエッジ周辺での主観品質が良いことを確認した。

文 献

- [1] 松村宏基, 藤井俊章, 谷本正幸, “サブサンプリングを用いたマルチストリーム動画伝送方式の検討,” AVM39, pp.29-34, Dec. 2002.
- [2] I.V. Bajic, and J.W. Woods, “Domain-Based Multiple Description Coding of Image and Video,” IEEE Trans. on Image Processing, vol.12, no.10, pp.1211-1225, Oct. 2003.
- [3] 石川孝明, 渡辺裕, “方向性フィルタバンクによる多重記述符号化に関する検討,” 信学技報, vol.106, no.424, pp.45-49, Dec. 2006.
- [4] 石川孝明, 渡辺裕, “方向性フィルタバンクを用いた多重記述符号化における係数補間に関する検討,” 電子情報通信学会大会講演論文集, 情報・システム2, no.D-11-32, p.32, Mar. 2007.
- [5] R.H. Bamberger, and M.J. T.Smith, “A Filter Bank for the Directional Decomposition of Images: Theory and Design,” IEEE Trans. on Sig. Proc., vol.40, no.4, pp.882-893, Apr. 1992.
- [6] M.N. Do, and M. Vetterli, “Pyramidal Directional Filter Banks and Curvelets,” IEEE Image Proc. 2001, vol.3, pp.158-161, 2001.
- [7] 田澤志郎, 本間仁志, 佐川雅彦, “マクレラン変換に基づくFIRファンフィルタの一設計法,” 電子情報通信学会論文誌, vol.J73-A, no.3, pp.428-435, Mar. 1990.
- [8] P.P. Vaidyanathan, Multirate Systems and Filter Banks, Prentice Hall PTR, Sept. 1993.
- [9] J.H. McClellan, T.W. Parks, and L.R. Rabiner, “A Computer Program for Designing Optimum FIR Linear Phase Digital Filters,” IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, vol.21, no.6, pp.506-526, Dec. 1973.
- [10] 池原雅章, 山下明延, 黒田英夫, “2分割完全QMFの設計,” 電子情報通信学会, vol.J75-A, no.8, pp.1333-1340, Aug. 1992.
- [11] 土屋守, “繰返し数値計算を必要としない2次元FIRディジタルフィルタのための一設計法,” 電子情報通信学会論文誌, vol.J85-A, no.1, pp.42-56, Jan. 2002.
- [12] 西川清, 森井春雄, 金森丈郎, “2次マクレラン変換によるFIRファンフィルタの設計法,” 電子情報通信学会論文誌, vol.J71-A, no.2, pp.275-281, Feb. 1988.
- [13] C.K. Chen, and J.H. Lee, “McClellan Transform Based Design Techniques for Tow-Dimensional Linear-phase FIR Filters,” IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol.41, no.8, pp.505-517, Aug. 1994.