

## 最小遅延量をもつオーバサンプル DFT フィルタバンクの設計

小林 弘幸<sup>†</sup> 貴家 仁志<sup>†</sup>

A Design Method for Oversampled DFT Filter Banks with the Minimum Delay

Hiroyuki KOBAYASHI<sup>†</sup> and Hitoshi KIYA<sup>†</sup>

あらまし フィルタバンクが完全再構成条件を満たすとき、全体の伝達関数は単一遅延となる。サブバンド適応フィルタなどへの応用では、この遅延がそのまま音声信号などの伝達遅延につながってしまう。本論文では、フィルタバンクのチャンネル数が間引き率の整数倍であるオーバサンプル DFT フィルタバンクに対して、その遅延量を考察し、最小遅延量をもつフィルタバンクの設計法を与える。まず最初に、完全再構成条件と因果性を満たすフィルタバンクの最小遅延量は、間引き率やフィルタタップ数によらず、チャンネル数 - 1 で与えられることを示す。次に、この最小遅延量をもつフィルタバンクの設計法を定式化した。最後に、具体的な設計例を示し、本方法の有効性を確認した。

キーワード 低遅延、オーバサンプル、DFT フィルタバンク、完全再構成、サブバンド適応フィルタ

### 1. まえがき

フィルタバンクのチャンネル数が間引き率より大きなオーバサンプル DFT (Discrete Fourier Transform) フィルタバンクは、サブバンド適応フィルタなどへ広く応用されている [1]~[5]。これは、その構成に高速フーリエ変換が利用でき、演算量が少ないこと、フィルタバンクの各フィルタが複素フィルタに相当するため、間引きに伴うエイリアジングの抑圧が容易なことによる。

更に音響エコーキャンセラへの応用では、伝送遅延の回避のために、フィルタバンクの遅延量を小さくする必要があり [3]~[6]。従来の設計法では、フィルタバンクの遅延量はフィルタの次数に依存して決定される。従って、遅延量を低減するには、低次のフィルタを使用しなければならなかった。しかし、エイリアジングの影響を抑圧するためには、高次のフィルタの使用が不可欠であり [7]、両者を同時に達成することはできなかった。そこで本論文では、フィルタ次数によらず、常に最小の遅延量をもつ DFT フィルタバンクを考察し、その設計法を提案する。

オーバサンプルフィルタバンクの研究は、最大間引き (チャンネル数と間引き率が等しい) フィルタバンク

と比べたとき、より自由度がある完全再構成条件を、いかに効果的に満たした設計を行うかについて主に行われている [3],[8]~[13]。特に DFT フィルタバンクでは、最大間引き時には不可能であった FIR フィルタによる完全再構成フィルタバンクの一般的な設計が、オーバサンプル DFT フィルタバンクでは可能であることが明らかとなった [3],[12],[13]。本論文の提案法も、オーバサンプルフィルタバンクのもつ設計の自由度の利用の一つと位置づけることができる。

本論文では、フィルタバンクのチャンネル数を間引き率の整数倍に限定し、議論を展開する。この制約は、設計条件を単純化すると同時に、後述するように、フィルタバンクの実現に要する演算量を大きく低減することができる。まず 2. では、オーバサンプル DFT フィルタバンクの完全再構成条件 [12] を要約し、フィルタバンクの遅延量を一般的に与える。次に 3. では、因果性を満たすフィルタを使用した場合、DFT フィルタバンクの最小遅延量がチャンネル数 - 1 であることを示す。最後に、この最小遅延量をもつ DFT フィルタバンクの設計条件を定式化し、設計例を与える。

本論文の新規性は、DFT フィルタバンクの最小遅延量を示したこと、それを満たす設計法を提案したことにある。

### 2. オーバサンプル DFT フィルタバンク

まず、準備としてオーバサンプル DFT フィルタバ

<sup>†</sup> 東京都立大学工学部電子・情報工学科, 八王子市  
Faculty of Engineering, Tokyo Metropolitan University,  
Hachioji-shi, 192-03 Japan

ンクの定義を示し、そのフィルタバンクの完全再構成条件を示す。

2.1 DFT フィルタバンク

ここでは、まず DFT フィルタバンクの定義を示す。以下ではチャンネル数  $M$  で間引き率  $D$  の並列フィルタバンクを考える。但し、 $M$  および  $D$  は正整数である。DFT フィルタバンクは、各チャンネルのアナライザフィルタ  $H_k(z)$ 、シンセサイザフィルタ  $F_k(z)$  が

$$H_k(z) = H(zW_M^k) \tag{1}$$

$$F_k(z) = W_M^{-k} F(zW_M^k) \tag{2}$$

$$(0 \leq k < M)$$

のように、プロトタイプフィルタ  $H(z), F(z)$  の変調によって与えられるフィルタバンクである [14], [15]。ここで、 $W_M = \exp(-j2\pi/M)$  である。このとき、フィルタバンク全体は、1組の IDFT と DFT およびプロトタイプフィルタ  $H(z), F(z)$  のポリフェーズフィルタ  $E_n(z), R_n(z)$  を用いて構成できる。但し、ポリフェーズフィルタとプロトタイプフィルタは以下の関係にある。

$$H(z) = \sum_{n=0}^{M-1} E_n(z^M) z^{-n} \tag{3}$$

$$F(z) = \sum_{n=0}^{M-1} R_n(z^M) z^{-(M-1-n)} \tag{4}$$

従って、適応信号処理のようにチャンネル数が大きくなるような場合には、設計の簡易さ、演算量の低減などの点で有用である。

特に、間引き率  $D$  がチャンネル数  $M$  の約数、すなわち、ある正整数  $d$  を用いて  $M = dD$  と表記できる場合、ポリフェーズフィルタはレート変換器の内側に移動可能である。その結果、このフィルタ処理は、入力信号よりも低いレートで実行でき、更に効果的となる。図 1(a) は、このときの構成図を示したものである。

2.2 完全再構成条件 [12]

ここでは間引き率  $D$  がチャンネル数  $M$  の約数である場合 ( $M = dD$ ) について、DFT フィルタバンクの完全再構成条件と、それが満たされた場合のフィルタバンクの遅延量を示す。

図 1(a) は図 1(b) のように書き換えることができる。図中の行列  $E'(z)$  および  $R'(z)$  は、並列フィルタバンク表記した場合のポリフェーズ行列  $E(z)$  および

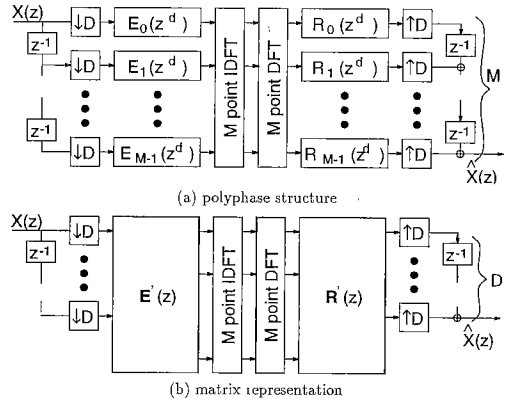


図 1  $M = dD$  の場合の DFT フィルタバンク  
Fig.1 A DFT filter bank for  $M = dD$ .

$R(z)$  との間に次式のような関係がある。

$$E(z) = W_M^\dagger E'(z) \tag{5}$$

$$R(z) = R'(z) W_M \tag{6}$$

ここで、 $W_M$  は  $M \times M$  の DFT 行列を示し、上付きの  $\dagger$  は複素共役転置を示す。フィルタバンクの完全再構成条件は、このポリフェーズ行列の積行列  $P(z)$  を用いて

$$\begin{aligned} P(z) &= R(z)E(z) \\ &= MR'(z)E'(z) \\ &= cz^{-m_0} \begin{bmatrix} \mathbf{o} & I_{D-r} \\ I_r & \mathbf{o} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{7}$$

$$(0 \leq r < D)$$

と書くことができる。ここで、 $W_M W_M^\dagger = MI_M$  であることに注意してほしい。また、 $\mathbf{o}$  は零行列、 $I_r$  は  $r \times r$  の単位行列である。また、 $c$  は零でない定数、 $m_0, r$  は整数である。

ここで、式 (5) および式 (6) の  $E'(z)$  および  $R'(z)$  は、式 (3) および式 (4) のポリフェーズフィルタ  $E_n(z), R_n(z)$  により次式のように表記される。

$$E'(z) = \begin{bmatrix} z^0 E'_0(z^d) \\ z^{-1} E'_1(z^d) \\ \vdots \\ z^{-(d-1)} E'_{d-1}(z^d) \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$R'(z) = [z^{-(d-1)} R'_{d-1}(z^d), z^{-(d-2)} R'_{d-2}(z^d), \dots, z^0 R'_0(z^d)] \tag{9}$$

但し,

$$E'_l(z^d) = \text{diag}(E_{lD+p}(z^d)) \Big|_{p=0}^{D-1} \quad (10)$$

$$R'_l(z^d) = \text{diag}(R_{lD+p}(z^d)) \Big|_{p=0}^{D-1} \quad (11)$$

である。ここで、 $\text{diag}(x_p) \Big|_{p=0}^{D-1}$  は、 $(p, p)$  要素が  $x_p$  である  $D \times D$  の対角行列である。これらを用いると式 (7) の横行列  $P(z)$  は、

$$\begin{aligned} P(z) &= MR'(z)E'(z) \\ &= Mz^{-(d-1)} \times \\ &\quad \text{diag} \left( \sum_{l=0}^{d-1} R_{lD+p}(z^d) E_{lD+p}(z^d) \right) \Big|_{p=0}^{D-1} \end{aligned} \quad (12)$$

となる。これが式 (7) を満足するためには、

$$\sum_{l=0}^{d-1} R_{lD+p}(z) E_{lD+p}(z) = cz^{-m_0} \quad (13)$$

$$(0 \leq p < D)$$

が必要となる。上式がオーバーサンブル DFT フィルタバンクの完全再構成条件である。特に、最大間引き時は  $M = D$  であり、式 (13) は

$$R_p(z)E_p(z) = cz^{-m_0} \quad (0 \leq p < D) \quad (14)$$

となる。

式 (14) は単なるポリフェーズフィルタの積であり、これを満たす FIR フィルタは知られていない (フィルタのタップ数と分割数が等しい場合を除き)。それに対し、式 (13) は和として表現されている。これは、オーバーサンブル DFT フィルタバンクが、最大間引きに比べ、より自由度をもつということを表している。この自由度を用いることにより、最大間引き時よりもより特性のよいフィルタを設計することが可能となる [3]。また、本論文に示す低遅延フィルタバンクの設計も、この自由度によるものである。

また、フィルタバンクが式 (13) の完全再構成条件を満たすとき、図 1 は、図 2(a) のように表現される。更に、マルチレートシステムの性質により [14], [15]、図 2(b) のように整理される。従って、この場合のフィルタバンクの入出力関係は、

$$\begin{aligned} \hat{X}(z) &= cMz^{-\{dDm_0 + D(d-1) + D-1\}} X(z) \\ &= cMz^{-(Mm_0 + M-1)} X(z) \end{aligned} \quad (15)$$

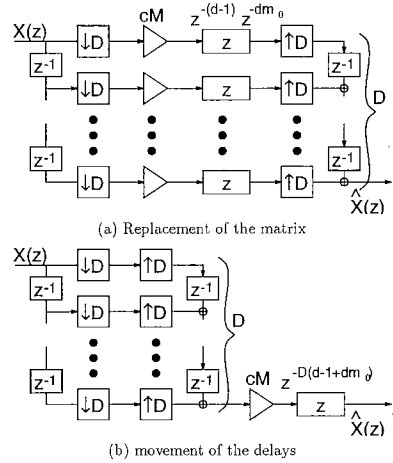


図 2 完全再構成時のフィルタバンクの等価表現  
Fig. 2 An expression of the filter banks with the perfect reconstruction.

となる。従って、このフィルタバンク全体の遅延量  $m$  は、

$$m = Mm_0 + M - 1 \quad (16)$$

と与えられる。

### 3. DFT フィルタバンクの最小遅延量とその設計

ここでは、フィルタバンク全体の遅延量が最小となる DFT バンクを考察する。

#### 3.1 最小遅延量とその設計条件

式 (13) を満たす因果性を満たす DFT バンクのうち、遅延量が最小となるものを考察する。まず、DFT フィルタバンクの実現可能な最小遅延量が  $M - 1$  であることを示す。

上述のとおり、完全再構成フィルタバンクの遅延量は式 (16) で与えられる。この式から以下のことが明らかとなる。

- DFT フィルタバンクの遅延量  $m$  は、間引き率  $D$  には依存しない。

- チャネル数  $M$  が固定の場合、全体の遅延量  $m$  は式 (13) の  $m_0$  のみで決定する。

- 各プロトタイプフィルタが、因果性を満たすとすると、 $m_0$  のとれる最小値は 0 であり、そのときのフィルタバンクの遅延量は  $M - 1$  となる。

従って、最小遅延 DFT バンクの完全再構成条件は、式 (13) において、 $m_0 = 0$  とすればよい。すなわち、

最小遅延オーバーサンプル DFT フィルタバンクの完全再構成条件は

$$\sum_{l=0}^{d-1} R_{lD+p}(z)E_{lD+p}(z) = c \quad (0 \leq p < D) \quad (17)$$

となる。式 (17) を満たし、かつ所望の周波数特性をもつプロトタイプフィルタ  $H(z)$ ,  $F(z)$  を設計することが、本論文の以降の目的である。

### 3.2 最小遅延 DFT バンクの設計法

フィルタバンクの設計は、式 (17) を満たすプロトタイプフィルタの設計に帰着する。ここでは、このフィルタ設計のための制約条件と評価関数を定式化する。以下では、チャンネル数を  $M$ 、間引き率を  $D$ 、フィルタのタップ数を  $L$  とする。オーバーサンプル DFT バンクであるため、タップ数  $L$  は  $M$  以上におくことができる。ここでは、整数  $L$  を  $M$  の倍数  $L = uM$  とおく ( $u$ : 整数)。

今、因果性を満たすアナライザおよびシンセサイザプロトタイプフィルタを  $H(z)$ ,  $F(z)$ 、そのインパルス応答を  $h(n)$ ,  $f(n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, L-1$  とする。このとき、式 (3) および式 (4) のポリフェーズフィルタは、このインパルス応答を用いて、

$$E_n(z) = \sum_{i=0}^{u-1} h(Mi+n)z^{-i} \quad (18)$$

$$R_n(z) = \sum_{i=0}^{u-1} f(Mi+M-1-n)z^{-i} \quad (19)$$

$(0 \leq n < M)$

と与えられる。従って、式 (17) の完全再構成条件は、

$$\sum_{l=0}^{d-1} \left\{ \sum_{i_0=0}^{u-1} h(Mi_0+LD+p)z^{-i_0} \right\} \left\{ \sum_{i_1=0}^{u-1} f(Mi_1+M-1-LD-p)z^{-i_1} \right\} = c \quad (20)$$

$(0 \leq p < D)$

となる。ここで、 $z$  の次数ごとに係数を整理すると、

$$\left\{ \begin{aligned} &\sum_{l=0}^{d-1} h(LD+p)f(M-1-LD-p) = c \\ &\sum_{l=0}^{d-1} \{h(M+LD+p)f(M-1-LD-p) \\ &\quad + h(LD+p)f(2M-1-LD-p)\} = 0 \\ &\sum_{l=0}^{d-1} \{h(2M+LD+p)f(M-1-LD-p) \\ &\quad + h(M+LD+p)f(2M-1-LD-p) \\ &\quad + h(LD+p)f(3M-1-LD-p)\} = 0 \\ &\quad \vdots \\ &\sum_{l=0}^{d-1} h(M(u-1)+LD+p) \\ &\quad \times f(M(u-1)+M-1-LD-p) = 0 \end{aligned} \right. \quad (21)$$

$(0 \leq p < D)$

という  $(2u-1)D$  本の等式条件が得られる。上式が最小遅延フィルタバンク設計の制約となる。

次にフィルタの周波数特性のための評価関数を設定する。サブバンド適応フィルタへの応用を例にすると、間引き時に各チャンネルで生じるエイリアジングの影響を考慮した振幅特性をフィルタはもたなければならぬ [7]。従って、アナライザプロトタイプフィルタ  $H(z)$  は、 $\pi/D$  以上の周波数に阻止域をもつ低域通過フィルタとなることが望まれる。また、イメージング成分除去の点からシンセサイザフィルタにおいても同様の特性が望まれる。

評価関数の与え方には自由度があるが、ここでは阻止域における振幅の最大値を評価関数とする例を示す。各フィルタのインパルス応答  $h(n)$  が与えられたとき、その  $N$  点 DFT 係数の絶対値  $|H_N(k)|$  は、等間隔離散周波数点における  $H(z)$  の振幅に相当する。ここで、阻止域  $\omega$  の範囲  $\pi/D \leq \omega \leq \pi$  に相当する  $k$  の集合は  $k \in \{[N/2D], \dots, N/2-1\}$  となる。但し、 $[x]$  は  $x$  以下の最大の整数を示す。従って、各フィルタ係数  $h(n)$ ,  $f(n)$  についてその  $N$  点 DFT 係数の絶対値を  $|H_N(k)|$ ,  $|F_N(k)|$  とすると、評価関数  $J$  は、

$$J = \max_k \{|H_N(k)|\} + \max_k \{|F_N(k)|\} \quad (22)$$

$k \in \{[N/2D], \dots, N/2-1\}$

となる。従って、低遅延 DFT フィルタバンクの設計問題は、式 (21) の制約条件を満たし、式 (22) の評価関数を最小とするインパルス応答  $h(n)$ ,  $f(n)$  を決定する最適化問題に帰着する。

一般に、直接タップ数の長いプロトタイプフィルタに対して最適化問題を適応することは、設計時間や精度の問題を引き起こす。本論文では、再帰的に最適化を実行することにより、この問題を回避している。

まず、 $L' = u'M$  タップのプロトタイプフィルタ  $H^{L'}(z), F^{L'}(z)$  が、制約条件である式 (21) を満足していると仮定する。次に、タップ数を  $M$  だけ大きな値に選んだとき ( $L' + M = (u' + 1)M$ )、式 (21) の条件式の数は  $2D$  本増加する。 $L'$  タップのときのフィルタ  $H^{L'}(z), F^{L'}(z)$  は、高次の  $M$  個の係数が零値である  $L' + M$  タップのフィルタと見ることもできるので、 $L' + M$  タップのときの条件式 (21) も満足する。従って、 $L' + M$  タップのフィルタの設計問題の初期値として、 $L'$  タップのフィルタを使用することが可能である。この再帰手法を用いる場合の設計手順をまとめると、次のようになる。

- システムの仕様からチャンネル数  $M$ 、間引き率  $D$  を決定する。
- 式 (21) の制約条件を満たし、式 (22) を最小とするタップ数  $M$  のプロトタイプフィルタを設計する。
- このフィルタを初期値とし、 $2M$  タップのフィルタを設計する。
- 所望のタップ数になるまで、タップ数を  $M$  ずつ増やし再帰的に最適化を行う。

#### 4. 低遅延 DFT バンクの設計例

ここでは、前述した低遅延 DFT フィルタバンクの設計例に基づき、実際に設計を行う。また、遅延量について従来のオーバーサンブル DFT フィルタバンク [13] との比較を行う。

##### 4.1 設計例

[例 1] チャンネル数  $M$  を 8 とし、間引き率  $D$  を 4 とする。アナライザおよびシンセサイザプロトタイプフィルタ  $H(z), F(z)$  のインパルス応答  $h(n), f(n)$  をパラメータとし、非線形最適化の 1 手法である逐次 2 次計画法 [16] を用いて最適化を行う。これは、一般的な非線形問題を 2 次計画問題へ変換し解くという一連の作業を、繰り返し実行する反復解法である [17], [18]。このとき、式 (17) を制約式とし、式 (22) の阻止域における最大利得を評価関数とする。

ここで、まず 8 タップのフィルタを設計した。その後、タップ数を 8 タップずつ伸ばし、最終的に 32 タップのフィルタを設計した。このときのアナライザとシンセサイザ各プロトタイプフィルタの振幅特性を

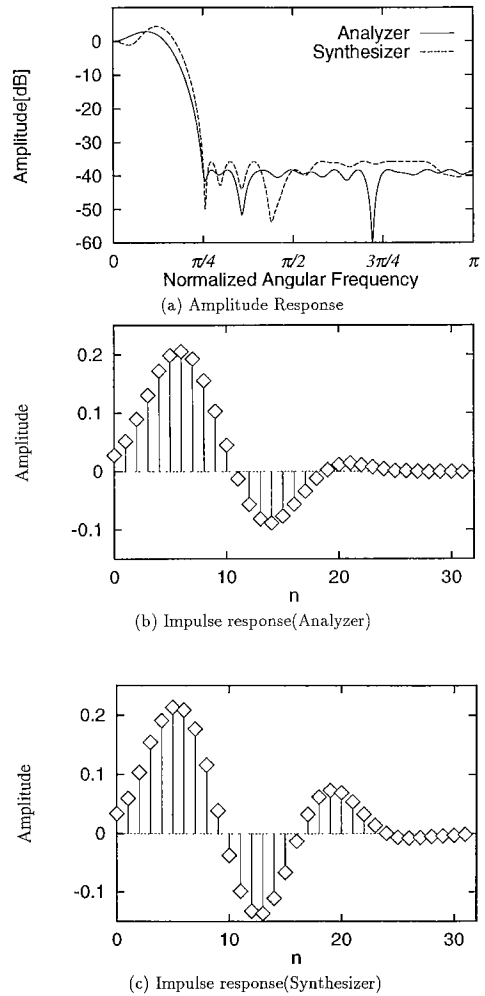


図 3 最小遅延をもつ DFT フィルタバンクのプロトタイプフィルタ ( $M = 8, D = 4, L = 32$ )

Fig.3 Prototype filters for DFT filter banks with the minimum delays ( $M = 8, D = 4, L = 32$ ).

図 3 (a) に示す。どちらも約 35 dB 程度の阻止域利得をもつ低域通過フィルタとなっている。図 3 (b), (c) は、それぞれプロトタイプフィルタ  $H(z), F(z)$  のインパルス応答を示したものである。このようにどちらのインパルス応答も、原点方向に大きな係数が偏っている。

また、参考までに、再帰的設計の途中で得られた  $L = 8, L = 16, L = 24$  の場合におけるプロトタイプフィルタを図 4 に示す。特に、 $L = 8$  の場合には、本論文で提案した設計条件を特に考察しなくても、低遅延を実現することができる。しかし、このようにタップ数が短い場合には、十分な帯域制限特性が得られて

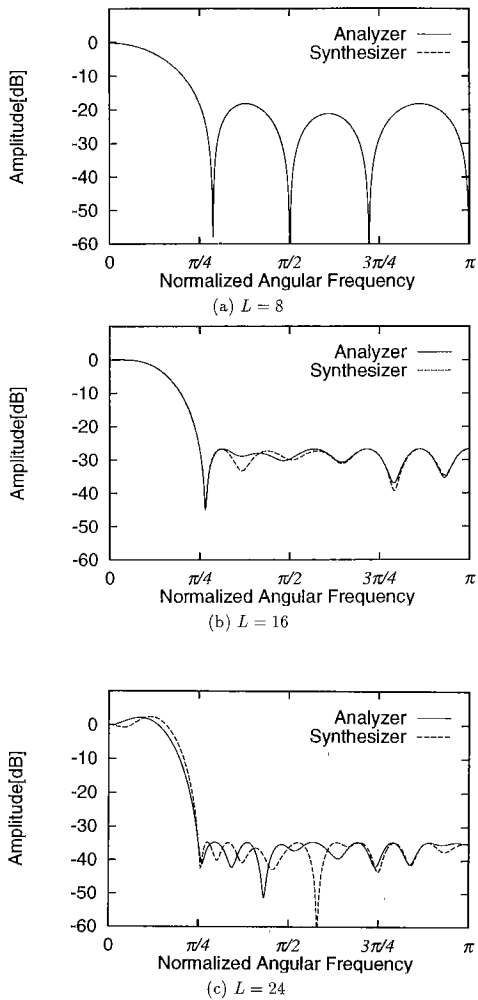


図4 設計の途中で得られたプロトタイプフィルタ ( $M = 8, D = 4$ )

Fig.4 Prototype filters generated in the midst of the designing ( $M = 8, D = 4$ ).

いないことがわかる。

[例2] 次に、

$$H(z) = F(z) \tag{23}$$

という条件を加え、それ以外は例1と同じ条件で設計を行った。この条件は設計において必ずしも必要なものではないが、パラメータ数を半減し、設計時間を節約する効果がある。図5に設計された32タップの  $H(z)$  の振幅特性を示す。

#### 4.2 遅延量の考察

ここで、本方法の目的である遅延量に注目する。図6

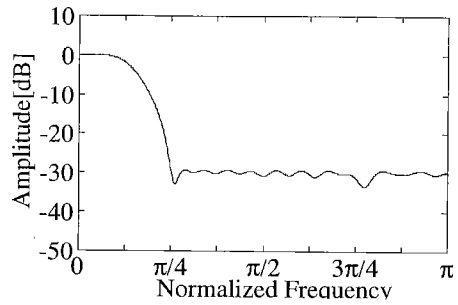


図5  $H_0(z) = F_0(z)$  の下で設計したプロトタイプフィルタの振幅特性 ( $M = 8, D = 4, L = 32$ )

Fig.5 Amplitude Response of prototype filters designed under  $H_0(z) = F_0(z)$  ( $M = 8, D = 4, L = 32$ ).

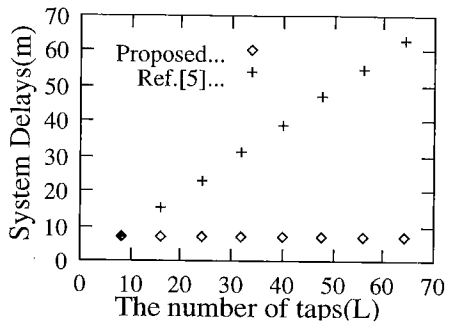


図6 DFTバンクの遅延量 ( $M = 8, D = 4$ )

Fig.6 System delays ( $M = 8, D = 4$ ).

は、フィルタのタップ数と遅延量の関係を示したものである。低遅延を考慮しないオーバースAMPLE DFT フィルタバンクとの比較のため、文献[13]の方法における遅延量も付記した。このように従来バンク設計では、フィルタのタップ数が増加するとバンク全体の遅延量が増大してしまうのに対し、本方法で設計したバンクは、間引き率やフィルタのタップ数によらず一定の遅延量をもつことがわかる。

#### 4.3 直接的設計法と再帰的設計法の比較

次に、今回提案した再帰的設計法と直接的設計法の比較を行う。図3で示したプロトタイプフィルタを設計したときの逐次2次計画法における繰返し回数を表1に示す。ここで、左段の直接的設計法とは  $L = 32$  のプロトタイプフィルタを直接設計したときの繰返し回数である。再帰的設計では、全体として繰返し回数が増えてしまうが、タップ数が短い場合には最適化パラメータの数が少なく、実際に最適化にかかる時間は直接設計に比べ短い。その結果、全体として設計時間の短縮が達成されている。なお、今回の例では直接設

表1 直接法と再帰法の設計時の繰返し回数  
Table 1 The number of iterations in the direct designing method and the recursive one.

直接的設計法		再帰的設計法	
タップ数	繰返し回数	タップ数	繰返し回数
32	30033	8	271
		16	7281
		24	10319
		32	15917

計法でも再帰的設計法でもほぼ同程度の特性のフィルタが設計できた。

### 5. むすび

本論文では、オーバーサンブル DFT フィルタバンクの最小遅延量および最小遅延量をもつフィルタバンクの設計法について検討した。本方法で設計したバンクは、間引き率やプロトタイプフィルタのタップ数によらず、(チャンネル数-1)の一定遅延をもつものである。また、オーバーサンブル DFT フィルタバンクの構成をとっているため、完全再構成条件を満たし、かつサブバンド適応フィルタへの応用で求められる間引きの際のエリアジングを抑圧する特性をもつことができる。

今後は、間引き率の制約(チャンネル数の約数)の緩和を含めより一般的なフィルタバンクに議論を拡張する予定である。

### 文 献

[1] 貴家仁志, 山崎広達, 芦原浩司, “有理数間引きをもつオーバーサンプリング・サブバンド適応フィルタ,” 信学論 (A), vol.J77-A, no.8, pp.1129-1136, Aug. 1994.

[2] 貴家仁志, 西川清史, 芦原浩司, “マルチレート繰返し法によるサブバンド適応フィルタの収束速度の改善,” 信学論 (A), vol.J78-A, no.2, pp.194-201, Feb. 1995.

[3] 渡口和信, 小林弘幸, 貴家仁志, “オーバーサンブル完全再構成 DFT フィルタバンクを用いたサブバンド適応フィルタ,” 信学技報, DSP95-79, July 1995.

[4] H. Perez and F. Amano, “Acoustic echo cancellation using multirate techniques,” IEICE Trans., vol.E74, no.11, pp.3359-3558, Nov. 1991.

[5] F. Amano, H.P. Meana, A. Luca, and G. Duchon, “A multirate acoustic echo canceler structure,” IEEE Trans. Commun., vol.43, no.7, pp.2172-2176, July 1995.

[6] D.R. Morgan and J.C. Thi, “A delayless subband adaptive filter architecture,” IEEE Trans. Signal Process., vol.43, no.8, Aug. 1995.

[7] 小野芳浩, 西川清史, 貴家仁志, “サブバンド適応システムの等価モデルとその理論解析,” 信学論 (A), vol.J78-A, no.1, pp.30-39, Jan. 1995.

[8] Z. Cvetković, “Oversampled modulated filter banks and tight gabor frames in  $l^2(\mathbb{Z})$ ,” IEEE, vol.ICASSP-95,

no.2, pp.1456-1459, May 1995.

[9] 黒沢 馨, 藤田洋一, “不等間隔 QMF システムの構成,” 信学論 (A), vol.J72-A, no.10, pp.1510-1518, Oct. 1989.

[10] K. Kurosawa, I. Yamada, K. Kawabe, and S. Tsuji, “Over sampled perfect reconstruction QMF banks,” IEEE ISPACS-93, pp.257-262, Oct. 1993.

[11] 長井隆行, 池原雅章, “非最大間引き完全再構成 FIR フィルタバンクの設計,” 第10回デジタル信号処理シンポジウム, pp.443-448, Nov. 1995.

[12] 小林弘幸, 貴家仁志, “非最大間引きフィルタバンクの完全再構成条件,” 信学技報, DSP95-16, May 1995.

[13] 梶田邦之, 小林弘幸, 村松正吾, 山田昭彦, 貴家仁志, “Householder 分解を用いたオーバーサンブルパラユニタリ DFT フィルタバンクの一設計法,” 信学技報, DSP95-133, Dec. 1995.

[14] P.P. Vaidyanathan, “Multirate systems and filter banks,” Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1993.

[15] 貴家仁志, “マルチレート信号処理,” 昭晃堂, Oct. 1995.

[16] “MATLAB Optimization Toolbox User's Guide,” The Math Works Inc., Sec.3, pp.9-12.

[17] R. Fletcher, “Practical Methods of Optimization,” vol.1, Unconstrained Optimization, and vol.2, Constrained Optimization, John Wiley and Sons., 1980.

[18] P.E. Gill, W. Murray, and M.H. Wright, “Practical Optimization,” Academic Press, London, 1981.

(平成8年2月22日受付, 5月31日再受付)



小林 弘幸 (学生員)

1992 東京都立大・工・電気工卒。1994 同大大学院修士課程了。現在、同大大学院博士課程在学中。マルチレート信号処理に関する研究に従事。



貴家 仁志 (正員)

1980 長岡技科大・工・電気電子システム卒。1982 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。1995年10月～1996年3月シドニー大(オーストラリア)客員研究員。工博。マルチレート信号処理、適応信号処理および画像処理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。