

等分割周波数点で Alias-Free な新しいクラスのフィルタバンクの設計法

正 員 貴家 仁志[†] 正 員 山崎 広達[†] 正 員 山田 洋士^{††}

A Design Method of Filter Banks with Alias-Free Characteristics at Equally Spaced Frequency Points

Hitoshi KIYA[†], Hirotatsu YAMAZAKI[†] and Yoji YAMADA^{††}, Members

あらまし サブバンド符号化に用いられる QMF バンクでは、適応信号処理やスペクトル推定等への応用においてエリアシングの影響を回避できないことが知られている。そのためそれらの応用では、エリアシングの影響を考慮した新しいクラスのフィルタバンクが望まれている。そこで本論文では、等間隔な離散周波数点において完全にエリアシングを回避できる新しいフィルタバンクについて述べる。このフィルタバンクは、周波数サンプリングフィルタバンクと呼ばれ、非巡回型の FIR フィルタを用いて構成される。本論文では、実現の際の演算量の低減を考慮し、二つのタイプのフィルタバンクの設計法を提案する。一つは、フィルタバンクの各チャンネルフィルタがプロトタイプフィルタの複素指数変調により決定されるものである。他の一つは、プロトタイプフィルタのコサイン変調またはサイン変調により、各チャンネルフィルタが決定されるものである。両者とも、上記のエリアシングの性質をもつと同時に、ポリフェーズ構成に基づく効果的な構成が可能である。

キーワード フィルタバンク、マルチレート、デジタルフィルタ、適応信号処理、スペクトル推定

1. ま え が き

適応信号処理やスペクトル推定を並列に行うために、フィルタバンクを用いる方法が研究されている^{(1)~(12)}。例えば、適応信号処理にフィルタバンクを応用した場合、高次のフィルタの適応問題を、低レートで動作する複数個の低次のフィルタの適応問題に帰着させることができる。しかしサブバンド符号化等で用いられる従来のフィルタバンクでは、その完全再構成条件が、アナライザとシンセサイザの間にフィルタが挿入された場合に、無意味になるため、デシメーションの際のエリアシングの影響が回避できないという問題がある^{(5)~(12)}。

このような問題の改善策の一つとして、従来のフィルタバンクとは異なるクラスのフィルタバンクの使用が考えられる。そこで、等間隔な離散周波数点におい

てエリアシングを全く発生しない、フィルタバンクを提案した^{(6),(7)}。これは、周波数サンプリングフィルタ (Frequency Sampling Filter, 以後 FSF と略記) バンクと呼ばれ、2分割フィルタバンクと DFT (Discrete Fourier Transform) 処理に相当する各帯域に1点のエリアスフリー点をもつフィルタバンクを中心に研究されてきた。また、それらのフィルタバンクを種々の分野で応用し、その有効性も確認されている。しかし、この FSF バンクの設計法は、以上のような限定された帯域分割数についてのみしか与えられていない。しかも、その解の多くは複素フィルタの使用を必要としてしまう。そのため、実フィルタバンクによる FSF バンクの実現が望まれている。更に、FSF バンクに関しては、その理論的な検討は十分ではなく、各応用において帯域分割数や間引き率の影響、他の手法との演算量の比較等は検討されていない。これは、任意の帯域分割数に対する FSF バンクの設計が、従来、困難であったことに起因する。従って、実フィルタバンクを含む、一般的な FSF バンクの設計法が望まれている。

そこで本論文では、上述の問題を改善するために、従来の制約を解除した FSF バンクの設計法を提案す

[†] 東京都立大学工学部電子情報工学科, 八王子市
Faculty of Technology, Tokyo Metropolitan University,
Hachioji-shi, 192-03 Japan

^{††} 石川工業高等専門学校電子情報工学科, 石川県
Ishikawa National College of Technology, Ishikawa-ken, 929-03
Japan

る。提案する方法は、等間隔な離散周波数点において全くエリアシングを発生しないフィルタバンクを、任意の帯域分割数に対して与えるものである。更に、この方法は帯域分割フィルタをすべて実フィルタに選ぶことも可能である。また、実際の実現における演算量の低減を考慮して、各チャンネルフィルタをプロトタイプフィルタの変調関係により決定する。その結果、ポリフェーズフィルタに基づく効果的な構成が可能となる。

本論文では、まず 2. において設計対象とする FSF バンクを定義する。3. では、詳細な設計手順の前に、提案する変調関係が異なる 2 種類のフィルタバンクを定義し、それぞれの性質について述べる。4. では、3. での議論を踏まえ、具体的な設計法を示す。5. では設計されたフィルタバンクの効果的な構成法を与える。

2. FSF バンクの定義

本論文で対象とする周波数サンプリングフィルタ (FSF) バンクを定義する。QMF バンクとの違いに注意してほしい。

2.1 QMF バンク

まず準備として、広くサブバンド符号化等で用いられる QMF (Quadrature Mirror Filter) バンクを考える。

図 1 に一般的な M チャンネルフィルタバンクを示す。ここで、 $H_q(z)(0 \leq q \leq M-1)$ および $F_q(z)(0 \leq q \leq M-1)$ はそれぞれ、アナライザおよびシンセサイザフィルタを示す。また、 $\downarrow M$ および $\uparrow M$ は、それぞれ、ダウンサンプラおよびアップサンプラを示す。入出力関係は

$$Y(z) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} X(zW^{-m}) \sum_{q=0}^{M-1} H_q(zW^{-m}) F_q(z) \quad (1)$$

但し

$$W = e^{-j2\pi/M} \quad (2)$$

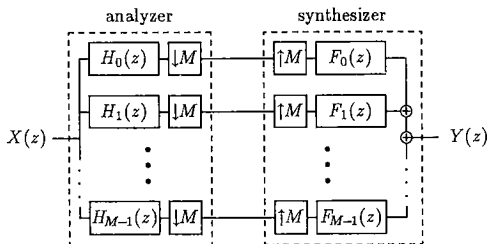


図 1 M チャンネルフィルタバンク
Fig.1 M channel filter bank.

である⁽¹³⁾。QMF バンクは、入力信号が出力において再構成されるように設計される。従って、QMF バンクは、完全再構成条件と呼ばれる以下の条件を満足しなければならない⁽¹⁴⁾。

$$\sum_{q=0}^{M-1} H_q(z) F_q(z) = A z^{-L} \quad (3)$$

$$\sum_{q=0}^{M-1} H_q(zW^{-m}) F_q(z) = 0, m=1, 2, \dots, M-1 \quad (4)$$

この両式を同時に満たすとき、式(1)は $Y(z) = (A/M)X(z)z^{-L}$ となる。ここで、式(4)はエリアシングのキャンセル条件である。また A は定数であり、式(3)は、式(4)のもとで、フィルタバンク全体の特性がオールパスとなる条件である。

しかし、適応信号処理やスペクトル推定にフィルタバンクを適用する場合には、QMF バンクのこれらの再構成条件は意味をなさない⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾。なぜならば QMF バンクでは、帯域分割フィルタバンクと帯域合成フィルタバンクの中間に伝達関数を挿入することを想定していないからである。従って、各チャンネルで独立にエリアシングの影響が回避できる、新しいクラスのフィルタバンクが求められている。例えば、そのためには以下の条件を同時に満たすフィルタバンクを用いる必要がある。

$$\sum_{q=0}^{M-1} H_q(z) F_q(z) = A z^{-L} \quad (5)$$

$$H_q(zW^{-m}) F_q(z) = 0, \begin{cases} m=1, 2, \dots, M-1 \\ q=0, 1, \dots, M-1 \end{cases} \quad (6)$$

ここで、式(6)は、式(4)の総和の項がなく、より厳しい条件式となる。しかし、これらの条件を満たすには理想フィルタの使用が不可欠であり、実際には実現不可能である。そこで、実現可能であり、かつ各チャンネルでのエリアシングの回避を考慮したフィルタバンクを本論文では考察する。

2.2 周波数サンプリングフィルタバンク

まず、式(5)および式(6)の条件を等分割周波数点 ω_k において考えよう。

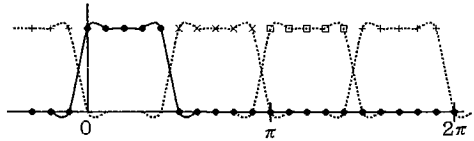
$$\sum_{q=0}^{M-1} H_q(e^{j\omega_k}) F_q(e^{j\omega_k}) = A e^{-j\omega_k L} = 0 \quad (7)$$

$$H_q(e^{j\omega_k} W^{-m}) F_q(e^{j\omega_k}) = 0, \begin{cases} m=1, 2, \dots, M-1 \\ q=0, 1, \dots, M-1 \end{cases} \quad (8)$$

ここで、 ω_k は周波数領域 ($0 \sim 2\pi$) を等分割するような離散点である (以後 ω_k を参照点と呼ぶ)。すなわち

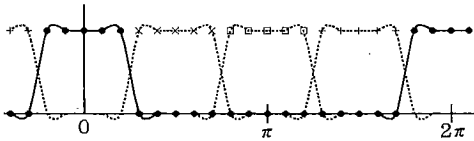
$$\omega_k = 2\pi k/N + \phi, k=0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

但し、



(a) ローパスが複素フィルタの時

(a) The case that the low pass filter is complex



(b) ローパスが実フィルタの時

(b) The case that the low pass filter is real

図 2 EM-FSF バンク例

Fig. 2 Examples of EM-FSF bank.

$$|\phi| \leq \pi/N \quad (10)$$

である。本論文では、すべての ω_k において式(7)、式(8)を満足するフィルタバンクを考え、それを周波数サンプリングフィルタ (FSF) バンクと呼ぶ。式(8)が成立するとき、この ω_k においてエイリアシングは全く発生しない。また式(7)は、 ω_k における値を正確に保持した信号を再構成できることを意味する。従って、従来の QMF バンクでは不可能であった、各チャンネルの独立な取扱いが ω_k において可能となる。

ところで、式(7)、式(8)を満足するフィルタは、図2に示すように、参照点 ω_k において理想振幅特性(1または0)をとる。詳しい設計条件や方法を述べる前に、FSF バンクを分類する。

3. 2種類のFSFバンク

式(7)および式(8)を満たすFSFバンクの設計には、多くの自由度が存在する。そこで本論文では、有効な場合に限定して議論を進める。實際上、フィルタバンクを構成する各フィルタの特性は、互いに変調関係にあることが望ましい。なぜならば、各フィルタがプロトタイプフィルタの変調により容易に設計でき、また実現の際に高速フーリエ変換 (FFT) 等が利用でき、演算量を低減できるからである。ここでは、2種類の変調方式を考え、以下のようにFSFバンクを分類する。

- (a) EM (Exponential Modulation)-FSF バンク
- (b) CM (Cosine or Sine Modulation)-FSF バンク

表1 EM-FSF バンクの設計条件

$N_F = N/M$	実フィルタ		複素フィルタ	
	プロトタイプ	全て	プロトタイプ	全て
偶数	×	×	◎	◎
奇数	○	△	○	○

◎ : 限定 ○ : 可能 △ : 2分割のみ可能
× : 不可能

この分類は、各フィルタの特性が、複素指数変調に基づくものか、コサインまたはサイン変調に基づくものかによるものである。後述するように、それぞれに特徴があり、両者とも重要である。

(a)および(b)のFSFバンクを詳細に議論する前に、共通の制約条件を整理する。

(i) 各チャンネルフィルタはFIRフィルタであり、そのタップ長は、周波数 $0 \leq \omega < 2\pi$ 内の参照点 ω_k の個数 N と等しい。

(ii) 各チャンネルフィルタの通過帯域幅は等しい。すなわち、通過域における参照点数 N_F は等しい。

(iii) 帯域分割数 M との間に、 $N_F = N/M$ が成立する。

上記(i)は、 N 点の参照点数を保証する最小タップ数のフィルタに相当する。(ii)および(iii)は、式(7)および式(8)を満たすために必要な条件である。各チャンネルフィルタは、等しい通過域参照点数 N_F をもち、かつ N 点の全参照点を重複せず互いにサポートしなければならない。

3.1 EM-FSFバンク

まず、EM-FSFバンクを厳密に定義しよう。このバンクでも、基本的に図1の構成をとる。但し、各チャンネルフィルタ $H_q(z)$ および $F_q(z)$ の相互関係を以下のように規定する。

$H_q(z)$ は、プロトタイプフィルタ $H_P(z)$ の複素指数変調により決定される。従って、 $H_P(z)$ のインパルス応答を $h_P(n)$ とすれば、 $H_q(z)$ のインパルス応答 $h_q(n)$ は

$$h_q(n) = h_P(n) W^{-qn}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (11)$$

と与えられる。但し、

$$W = e^{-j2\pi/M} \quad (12)$$

である。ここで、式(11)の表現は

$$H_0(z) = H_P(z) \quad (13)$$

のようにプロトタイプフィルタ $H_P(z)$ が低域フィルタ $H_0(z)$ と等しいことを含む。一方、帯域合成フィル

タ $F_q(z)$ は、単純に

$$F_q(z) = H_q(z) \tag{14}$$

とする。

式(11)および式(14)の関係を満たし、更に式(7)および式(8)を満足するフィルタバンクを EM-FSF バンクと呼ぶ。このとき、式(9)における ϕ は式(10)の範囲で自由に選択可能である。しかし、より簡単な解を与えるためここでは $\phi=0$ とする。

式(11)および式(14)のもとで、EM-FSF バンクが式(7)および式(8)を満たすためには、表1の条件を考慮しなければならない。表1は次のことを意味している。

(I) (iii) より、 $N_P = N/M$ は整数でなければならない。

(II) N_P が偶数のとき、すべてのチャネルフィルタ $H_q(z) \{q=0, 1, \dots, M-1\}$ は複素フィルタに限定される。

(III) N_P が奇数のとき、

- ・プロトタイプフィルタを実フィルタとすることが可能となる。

- ・すべてのフィルタ $H_q(z) \{q=0, 1, \dots, M-1\}$ が実フィルタにより実現可能となるのは2分割の場合に限られる。

- ・一般的に、任意の分割数においてフィルタ $H_q(z) \{q=0, 1, \dots, M-1\}$ は複素フィルタを含む、若しくはすべて複素フィルタとなる。

以上、任意分割の EM-FSF バンクは、 N, M の選び方によりさまざまに実現できる。しかし、3分割以上では、全チャネルフィルタを実フィルタにより実現することができない。そこで、次に実フィルタを用いた FSF バンクについて考える。

3.2 CM-FSF バンク

CM-FSF バンクも、3.1と同様に図1のような構成となるが、各チャネルフィルタ $h_q(n)$ はプロトタイプフィルタ $h_p(n)$ のコサインまたはサイン変調の関係になっている。すなわち、

$$h_q(n) = 2h_p(n) \cos\left((2q+1)\frac{\pi}{2M}n\right) \tag{15}$$

または

$$h_q(n) = 2h_p(n) \sin\left((2q+1)\frac{\pi}{2M}n\right) \tag{16}$$

となる。このとき、各フィルタの周波数特性 $H_q(e^{j\omega})$ は、

$$H_q(e^{j\omega}) = H_p^*(e^{-j\omega}), q=0, 1, \dots, M-1 \tag{17}$$

表2 CM-FSF バンクの設計条件

$N_P = N/M$	実フィルタ	
	プロトタイプ	すべて
偶数	○	○

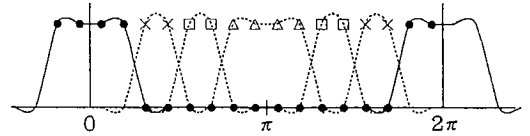


図3 CM-FSF バンク例
Fig.3 An example of CM-FSF bank.

となる。但し、 $H_q^*(e^{j\omega})$ は $H_q(e^{j\omega})$ の複素共役を表す。一方、帯域合成フィルタは

$$F_q(z) = H_q(z^{-1})z^{-N+1} \tag{18}$$

とし、インパルス応答で表記すると

$$f_q(n) = h_q(N-1-n), n=0, 1, \dots, N-1 \tag{19}$$

となる。上式は式(14)の関係とは異なる。これは式(15)または式(16)によって得られる $h_q(n)$ は直線位相フィルタではないので、フィルタバンク全体として直線位相性をもたせるためである。また、EM-FSF バンクの場合と異なり、プロトタイプフィルタはチャネルフィルタ $h_q(n)$ とは異なるものを選択するが、詳しい設計方法は後で述べる。このように、任意の帯域分割数 M においてすべてのフィルタが実フィルタである FSF バンクが設計可能となる。

さて、以上のフィルタ関係のもとで、CM-FSF バンクを実現可能とするためには、次のような制約を更に必要とする。

- ・ $N_P = N/M$ は偶数でなければならない (表2 参照)。

- ・ $\phi = \pi/N$ とする。

以下にこのことを説明する。

まず、 N_P について考える。3分割以上の FSF バンクは必ず帯域フィルタをもつ。CM-FSF バンクでは、実フィルタ条件より、図3に示すように各チャネルフィルタの振幅特性は必ず対称となる。そのため、FSF バンクにおける帯域フィルタの N_P の値は必ず偶数となる。従って、CM-FSF バンクを構成するためには、 $N_P = N/M$ は偶数とならなければならない。

次に、式(10)の ϕ の値を考える。表2の制約より、偶数点の N_P をもつ実の低域(または高域)フィルタを設計しなければならない。これを実現するためには、

図2のような参照点 ω_k ではなく、図3のように零周波数を軸として対称となるような参照点を考えなければならぬ。この条件は、式(10)において $\phi = \pi/N$ と限定しなければならない、とすることと等価である。

4. FSFバンクの設計

この章では、2種類のFSFバンクの具体的な設計法について示す。3.より、FSFバンクの設計問題はプロトタイプフィルタ $H_P(z)$ の設計問題に帰着される。

4.1 EM-FSFバンクの設計法

プロトタイプフィルタを実フィルタとするか複素フィルタとするかで設計法が多少異なる。まず、3.1の制約を満たすように、参照点数の個数 N と帯域分割数 M を決定する。決定された値のもとで、以下の手順を実行する。

[A. $H_P(z)$ が複素フィルタの場合]

(i) 参照点値 $H_P(e^{j\omega_k})$ を以下のように理想振幅特性 (0 または 1) をとるように選択する (図2(a)参照)。すなわち

$$H_P(e^{j\omega_k}) = \begin{cases} 1, & 0 \leq k < P \\ 0, & P \leq k < N \end{cases} \quad (20)$$

とする。これは $H_P(e^{j\omega_k})$ の一つの選択例であり、他の選択も考えられる。

(ii) 次に $H_P(z)$ が直線位相フィルタとなるように $H_P(e^{j\omega_k})$ に位相項を加える。従って、プロトタイプフィルタ $H_P(z)$ の ω_k における値は

$$H_P(e^{j\omega_k}) = \begin{cases} e^{-j\frac{N-1}{2}\omega_k}, & 0 \leq k < P \\ 0, & P \leq k < N \end{cases} \quad (21)$$

となる。

(iii) 最後にこの $H_P(e^{j\omega_k})$ を N 点 IDFT し、インパルス応答 $h_P(n)$ を求める。従って、

$$h_P(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_P(e^{j\omega_k}) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (22)$$

となる。

このようにして、プロトタイプフィルタ $h_P(n)$ は N タップの直線位相 FIR フィルタに設計される。

[B. $H_P(z)$ が実フィルタの場合]

(i) 参照点値 $H_P(e^{j\omega_k})$ を A. と同様、以下のように選択する (図2(b)参照)。すなわち

$$H_P(e^{j\omega_k}) = \begin{cases} 1, & 0 \leq k < \frac{P+1}{2} \\ 0, & \frac{P+1}{2} \leq k < N - \frac{P-1}{2} \\ 1, & N - \frac{P-1}{2} \leq k < N \end{cases} \quad (23)$$

但し、表1より、 N_P は奇数である。

(ii) 次に、以下のように位相を考慮する。このとき、 N の値で場合分けする。

(N が奇数のとき)

$$H_P(e^{j\omega_k}) = \begin{cases} e^{-j\frac{N-1}{2}\omega_k}, & 0 \leq k < \frac{P+1}{2} \\ 0, & \frac{P+1}{2} \leq k < N - \frac{P-1}{2} \\ e^{-j\frac{N-1}{2}\omega_k}, & N - \frac{P-1}{2} \leq k < N \end{cases} \quad (24)$$

(N が偶数のとき)

$$H_P(e^{j\omega_k}) = \begin{cases} e^{-j\frac{N-1}{2}\omega_k}, & 0 \leq k < \frac{P+1}{2} \\ 0, & \frac{P+1}{2} \leq k < N - \frac{P-1}{2} \\ e^{-j(\pi + \frac{N-1}{2})\omega_k}, & N - \frac{P-1}{2} \leq k < N \end{cases} \quad (25)$$

(iii) 式(24)若しくは式(25)を式(22)に代入して、IDFT を実行する。

このとき、プロトタイプフィルタ $h_P(n)$ は N タップの直線位相 FIR で、かつ実フィルタに設計される。

各チャネルフィルタ $h_q(n)$ は、式(11)よりプロトタイプフィルタ $h_P(n)$ から容易に求められる。

4.2 CM-FSFバンクの設計法

CM-FSFバンクではプロトタイプフィルタとして、各チャネルフィルタの通過域参照点数の N_P の半分の参照点 $N_P/2$ を通過域にもつ低域実フィルタを選ぶ。まず、3.2の制約を満たすように M, N の値を選択し、 N_P を決める。このとき、 N_P の値により設計法が異なる。

[A. $N_P/2$ が奇数のとき]

式(23)および式(25)の N_P を $N_P/2$ に置き換え、4.1のB.の手順を実行する。

[B. $N_P/2$ が偶数のとき]

(i) まず、式(20)および式(21)の N_P を $N_P/2$ に置き換え、式(22)を実行する。但し、ここで求めたインパルス応答を $h_{P0}(n)$ とする。更に、このフィルタは図2(a)のように複素フィルタとなる。

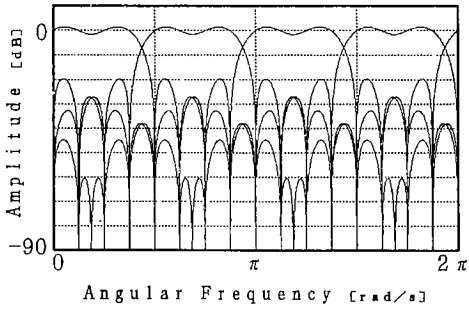


図4 EM-FSFバンク各チャネルフィルタ $H_q(z)$ の設計例 ($N=16, M=4, N_p=4$)
 Fig. 4 A design example of each channel filter $H_q(z)$ on EM-FSF bank ($N=16, M=4, N_p=4$).

(ii) 次に、 $h_{p0}(n)$ を

$$h_p(n) = h_{p0}(n) W_0^n \quad (26)$$

のように複素指数変調する。但し、

$$W_0 = e^{-j(N_p/2-1)\pi/N} \quad (27)$$

である。式(26)はプロトタイプフィルタを実フィルタとするための変調である。この変調量は $h_{p0}(n)$ の通過域幅の半分に相当する。

以上のプロトタイプフィルタ $h_p(n)$ を用いて、各チャネルフィルタ $h_q(n)$ を式(15)および式(16)から容易に決定できる。

4.3 設計例

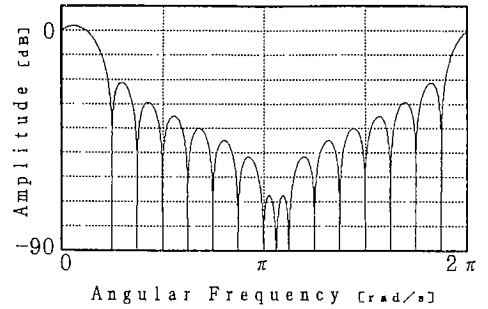
EM-FSFバンクとCM-FSFバンクのフィルタ設計例を示す。但し、両者とも分割数 $M=4$ 、参照点数 $N=16$ と選ぶ。すなわち、通過域参照点数は $N_p=N/M=4$ となる。

[設計例1. EM-FSFバンク]

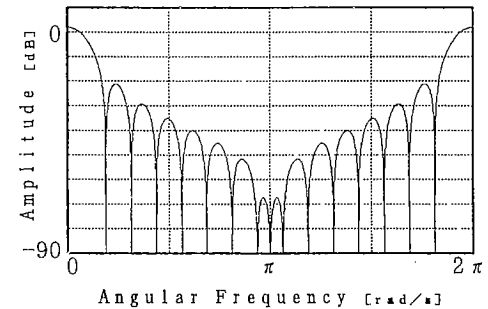
$N_p=4$ の条件からプロトタイプフィルタ $H_p(z)$ には、複素フィルタが選ばれる(表1参照)。この $H_p(z)$ から式(11)の複素指数変調により、 $M=4$ 個のチャネルフィルタ $H_q(z)$ が求まる。図4に $H_q(z)$ 振幅特性を示す。このとき、 $H_p(z)=H_0(z)$ に注意されたい。

[設計例2. CM-FSFバンク]

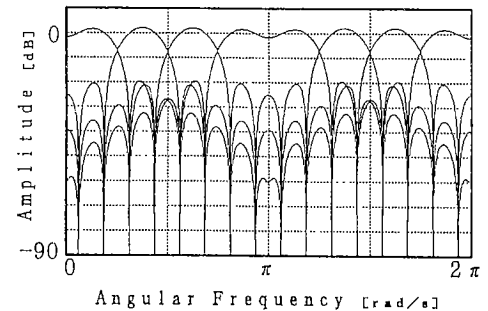
$N_p/2=2$ が偶数であるので、4.2のB.の手順を用いる。まず、(i)の手順より $h_{p0}(n)$ を設計する。図5(a)に $H_{p0}(z)$ の振幅特性を示す。次に、 $h_{p0}(n)$ を式(26)で複素指数変調することにより、 $h_p(n)$ が求まる(図5(b)参照)。最後に、 $h_p(n)$ を式(15)のコサイン変調を行うことにより、 $M=4$ 個のチャネルフィルタ $h_q(n)$ が決定される(図5(c)参照)。



(a) $H_{p0}(z)$ の設計例 ($N_p/2=2$)
 (a) A design example of the $H_{p0}(z)$ ($N_p/2=2$)



(b) プロトタイプフィルタ $H_p(z)$ の設計例 ($N_p/2=2$)
 (b) A design example of the prototype $H_{p0}(z)$ ($N_p/2=2$)



(c) 各チャネルフィルタ $H_j(z)$ の設計例 ($N_p=4$)
 (c) A design example of each channel filter $H_j(z)$ ($N_p=4$)

図5 CM-FSFバンクの設計例
 Fig. 5 Design examples of CM-FSF bank ($N=16, M=4$).

5. FSFバンクのポリフェーズ構成

一般的に、フィルタバンクを図1のように構成した場合、 $2M$ 個のフィルタが必要となる。但し、もし各チャネルフィルタがプロトタイプフィルタの変調関係にあるならば、その実現をより少ないハードウェアで行

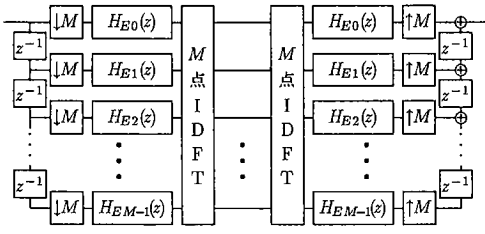


図6 EM-FSFバンクのポリフェーズ構成
Fig.6 The polyphase structure of EM-FSF bank.

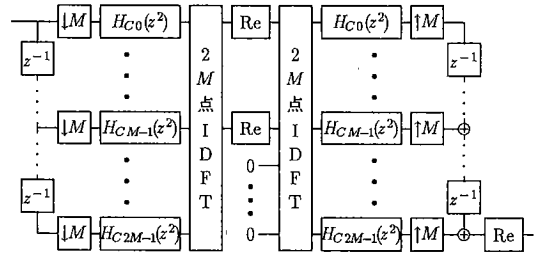


図7 CM-FSFバンクのポリフェーズ構成
Fig.7 The polyphase structure of CM-FSF bank.

うことができる⁽¹⁵⁾。提案したFSFバンクの実現では、このような性質が利用でき、その結果、DFTを用いた効果的な構成法を与えることができる。

5.1 EM-FSFバンク

EM-FSFバンクの各チャンネルフィルタは、式(11)の関係にある。このとき、よく知られているように、図1の構成を図6で置き換えることができる⁽¹⁶⁾。ここで、各フィルタ $H_{Eq}(z)$ は、プロトタイプフィルタ $H_P(z)$ のポリフェーズフィルタであり、 $H_P(z)$ と

$$H_P(z) = \sum_{q=0}^{M-1} H_{Eq}(z^M)z^{-q} \tag{28}$$

のように関係する。ここで、 $H_{Eq}(z)$ の次数は $(N/M - 1)$ である。またこの構成では、アナライザとシンセサイザの両側に IDFT を用いているが、シンセサイザ側に DFT を用いることも可能である。

このように、ポリフェーズ構成を用いることにより、 $2M$ 個の $(N-1)$ 次のフィルタの演算量を、 $2M$ 個の $(N/M-1)$ 次のフィルタの演算量と、DFT と IDFT の演算量との和に低減できる。

5.2 CM-FSFバンク

CM-FSFバンクの各チャンネルフィルタは、式(15)および式(16)の関係にある。これらの式は複素指数の項がないため、直接CM-FSFバンクにDFTを用いたポリフェーズ構成を適用することは困難である。そこで、式(15)を次のように変形する。

$$h_q(n) = 2h_P(n) \operatorname{Re}\{e^{j\pi(2q-1)n/2M}\} \tag{29}$$

$$= \operatorname{Re}\{2h_P(n)e^{j\pi n/2M}e^{j\pi qn/M}\} \tag{30}$$

$$= \operatorname{Re}\{\overline{h_P}(n)e^{j\pi qn/M}\} \tag{31}$$

但し、

$$\overline{h_P}(n) = 2h_P(n)e^{j\pi n/2M} \tag{32}$$

ここで、 $\operatorname{Re}\{x\}$ は複素数 x の実数部分を意味する。

このように式(31)より、EM-FSFバンクと同様に、CM-FSFを図7のように構成可能となる。ここで、各フィルタ $H_{Cq}(z)$ は、式(32)のインパルス応答をもつ

フィルタ $\overline{H_P}(z)$ のポリフェーズフィルタであり、 $\overline{H_P}(z)$ と

$$\overline{H_P}(z) = \sum_{q=0}^{2M-1} H_{Cq}(z^{2M})z^{-q} \tag{33}$$

のように関係する。但し、次のことに注意しなければならない(図7参照)。

- ・ $2M$ 点 DFT を用いる。
- ・ 必要な出力は、 $2M$ 点 DFT の出力の半分の M 点である。
- ・ 更に、この出力の実数部分を選択する(式(16)のサイン変調の場合は、虚数部分を選択する)。

このようにCM-FSFも、EM-FSFバンクと同様に、DFTを用いて効果的に構成可能であり演算量が低減される。

以上のように、FSFバンクは、DFTに基づく効果的な構成が可能である。

6. むすび

最大間引き処理を施した場合にも、離散周波数点において全くエリアシングを発生しないフィルタバンクである、FSFバンクの一般的な設計法を提案した。このFSFバンクはEM-FSFバンクとCM-FSFバンクとに分類され、それらの設計は、帯域分割数にかかわらず、プロトタイプフィルタの複素指数、またはコサイン(サイン)変調によりそれぞれすべてのチャンネルフィルタを決定できる特徴をもつ。この特徴により、ポリフェーズ構成に基づく効果的な構成法を与えた。

今後は、このFSFバンクの帯域分割数や間引き率の影響等について更に検討を行い、また、適応信号処理等において、離散周波数点で全くエリアシングが発生しないという特徴を効果的に利用できる新たな応用についても検討を行う予定である。

文 献

- (1) Copeland G.C.: "Transmultiplexers used as adaptive

- frequency sampling filters”, Proc. ICASSP 82, Paris, pp. 319-322 (May 1982).
- (2) Yasukawa H., Shimada S. and Furukawa I.: “Acoustic Echo Canceller with High Quality”, Proc. ICASSP87, Dallas, pp. 2125-2128 (April 1987).
 - (3) Gilloire A.: “Experiments with Sub-band Acoustic Echo Cancellers for Teleconferencing”, Proc. ICASSP 87, Dallas, pp. 2141-2144 (April 1987).
 - (4) Perez H. and Amano F.: “Acoustic Echo Cancellation Using Multirate Techniques”, IEICE Trans., **E74**, 11, pp. 3559-3568 (Nov. 1991).
 - (5) Gilloire A. and Vetterli M.: “Adaptive Filtering in Subbands with Critical Sampling: Analysis, Experiments, and Application to Acoustic Echo Cancellation”, IEEE Trans. Signal Processing **40**, 8, pp. 1862-1875 (Aug. 1992).
 - (6) Kiya H. and Yamaguchi S.: “FSF (Frequency Sampling Filter) Bank for Adaptive System Identification”, Proc. ICASSP 92, San Francisco (March 1992):
 - (7) Honma H. and Yamaguchi S.: “Consideration on Adaptive System Identification Based on Filter Banks”, IEICE Trans, **E74**, 12, pp. 3935-3938 (Dec. 1991).
 - (8) 本間仁志, 山口智史: “適応フィルタの並列処理を可能とするフィルタバンクの検討”, 電子情報通信学会, 第5回回路とシステム軽井沢ワークショップ (1992-04).
 - (9) Ochi H., Yamada Y. and Kiya H.: “A New Class of Subband Adaptive Filter Using Alias-Free Maximally Decimated DFT-band”, IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis, (Oct 1992).
 - (10) 尾知 博, 貴家仁志, 山田洋士, 高良吉立, 神林紀嘉: “エリアシングが生じない最大間引き DFT フィルタバンクを用いたシステム同定”, 信学論(A), **J76-A**, 6, pp. 810-817 (1993-07).
 - (11) Nishikawa K., Miyazaki K. and Kiya H.: “A Parallel AR Spectral Estimation Using A New Class of Filter Bank”, Proc. ICASSP’93, Minneapolis (April 1993).
 - (12) 清水淳也, 宮永喜一, 栃内香次: “マルチレート適応信号処理による音声スペクトル推定”, 電子情報通信学会, 第7回デジタル信号処理シンポジウム (1992-11).
 - (13) Vetterli M. and Gall D.L.: “Perfect Reconstruction FIR Filter Banks: Some Properties and Factorizations”, IEEE Trans., ASSP, **37**, 7, pp. 1057-1071 (July 1989).
 - (14) Vaidyanathan P. P.: “Multirate Digital Filters, Filter Banks, Polyphase Networks, and Applications: A Tutorial”, Proc. IEEE, pp. 59-93 (Jan. 1990).
 - (15) Koilpillai R. D. and Vaidyanathan P. P.: “Cosine-Modulated FIR Filter Banks Satisfying Perfect Reconstruction”, IEEE Trans. Signal Process., **40**, 4, pp. 770-783 (April 1992).
 - (16) 佐川雅彦, 貴家仁志: “高速フーリエ変換とその応用”, 昭晃堂 (1992).

(平成6年5月25日受付)



貴家 仁志

昭55 長岡技科大・工・電気電子システム卒。昭57 同大大学院修士課程了。同年東京都立大・工・電気工学科助手。現在、同大電子情報工学科助教授。工博。デジタル信号処理、特にマルチレート信号処理とその応用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」, 電子画像学会, テレビジョン学会, IEEE 各会員。



山崎 広達

平4 東京都立大・工・電気卒。平6 同大大学院修士課程了。現在、(株)東日本旅客鉄道勤務。在学中は、フィルタバンクの設計とその応用に関する研究に従事。



山田 洋士

昭62 長岡技科大・工・電子機器卒。平1 同大大学院修士課程了。同年アンリツ(株)入社。平2 石川高専電子情報助手。現在、同講師。デジタル信号処理とその応用に関する研究に従事。IEEE 会員。