

## 有理数間引きをもつオーバサンプリングサブバンド適応フィルタ

正員 貴家 仁志<sup>†</sup> 正員 山崎 広達<sup>†</sup> 准員 芦原 浩司<sup>†</sup>

## An Oversampling Subband Adaptive Digital Filter with Rational Decimation Ratios

Hitoshi KIYA<sup>†</sup>, Hirotatsu YAMAZAKI<sup>†</sup>, *Members*  
and Koji ASHIHARA<sup>†</sup>, *Associate Member*

あらまし 近年、適応フィルタにフィルタバンクを応用したサブバンド適応フィルタが研究されている。しかし、サブバンド符号化等で使用される完全再構成フィルタバンクを用いた場合には、サブバンド ADF への応用では、間引きによるエイリアシングの影響を回避できない。この問題の解決案の一つとして、最大間引きを行わないオーバサンプリング法が提案されている。本論文では、任意の有理数を間引き率として選択できるフィルタバンクを提案する。これは、特殊な場合として整数の間引き率を含んでおり、オーバサンプリング法を目的としたフィルタバンクの一般形と考えられる。このフィルタバンクにより、オーバサンプリング法の利点を保持し、かつ間引き率の自由度により、最大間引きに近い次数低減効果をもつサブバンド適応システムを実現できる。本論文では、まず、このフィルタバンクの設計条件を定式化する。次に、設計条件に基づきこのフィルタバンクの一設計法を提案する。最後に、このフィルタバンクの有効性を確認するために、システム同定を例にシミュレーションを行う。

キーワード フィルタバンク、サブバンド適応システム、オーバサンプリング法、有理数間引き

## 1. ま え が き

適応フィルタを用いてエコーキャンセラなどを実現する場合、極めて高次のシステムを同定しなければならない。フィルタの次数の増加は、フィルタの係数更新に要する演算量を増加させ、また有限語長の影響や収束特性にも悪影響を与える。これらの問題を解決する手段の一つとして、適応フィルタにフィルタバンクを応用したサブバンド ADF が研究されている<sup>(1)~(10)</sup>。サブバンド ADF は、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使用される完全再構成条件を満たすフィルタバンクを使用した場合にも、サブバンド ADF への応用では、間引きの際のエイリアシングの影響を回避できないことが知られている<sup>(1)~(10)</sup>。これらの問題の改善案として、以下のような方法が提案されている。

(1) スペクトルギャップをもつフィルタバンクの使用<sup>(2)</sup>。

(2) フィルタバンクは従来そのまま適応フィルタにクロス項をもたせる方法<sup>(3),(4)</sup>。

(3) 離散周波数上で alias-free な点をもつ FSF (frequency sampling filter) バンクの使用<sup>(1),(5)~(7)</sup>。

(4) 最大間引きを行わないフィルタバンクの使用 (オーバサンプリング法)<sup>(8),(9)</sup>。

これらの方法の中で、(4)のオーバサンプリング法は最大間引きを選択できないが、間引きの際のエイリアシングの影響を直接回避できる。そのため、クロス項などをもたない通常の ADF が使用でき、比較的容易にサブバンド適応システムを実現できる長所をもつ。

オーバサンプリング法はこのように実用上優れた長所をもつが、オーバサンプリング比が大きくなるほど、サブバンド ADF の利点が薄れる問題点をもつ。換言すると、間引き率が低くなるほど、ADF の次数の低減や有色性の改善効果が期待できない。また、通常のフィルタバンクでは、最大間引き以外を選択する場合にも間引き率を任意に選択できるとは限らないため、この欠点が更に強調される。従って、最大間引きに近い

<sup>†</sup> 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

間引きが選択でき、かつオーバーサンプリング法の利点も保持できるフィルタバンクが望まれている。

そこで本論文では、オーバーサンプリング法を目的としたフィルタバンクについて検討する。議論するフィルタバンクは、特殊な場合として整数を含む、任意の有理数の間引き率が選択可能である。その結果、オーバーサンプリング法の利点を保持し、かつ、最大引きにより近い間引き率を選択可能なフィルタバンクを実現できる。従って、サブバンド適応システムに応用した場合、単純に ADF 構成をでき、更にフィルタ次数の低減等において、より最大間引きに近い効果を期待できる。

本論文では、まず最初に、このフィルタバンクの設計条件を与える。この条件は、各チャネルごとで独立にエイリアシングを回避するための式と、全域通過特性を満足するための二つの式からなる。導出される条件式は、整数を含む有理数の間引きを実現できる。オーバーサンプリング法を目的とするフィルタバンクの一般的な条件式である。

次に、上述の条件を満足するフィルタバンクの具体的な一設計法を提案する。実際の設計では、ハードウェア量および演算量の低減を考慮し、各チャネルフィルタを変調により関係づける。また、設計を簡単化するためにフィルタバンクにイコライザを追加する。

2. で提案するフィルタバンクを定義し、3. でその設計条件、4. でその設計手順を示す。5. では、システム同定にこのフィルタバンクを応用し、シミュレーションによりその有効性を確認する。

## 2. 提案するフィルタバンクの構成

設計条件などの詳細を述べる前に、提案するフィルタバンクの構成と間引き率について説明する。

### 2.1 フィルタバンクの構成

図1に提案する有理数間引きをもつM分割フィルタバンクの構成図を示す。但し同図において、 $U$  および  $D$  は正の整数値とする。

このフィルタバンクの処理手順は以下のように説明できる。フィルタバンクへの入力信号  $X(z)$  は  $U$  倍にアップサンプリングされ、アナライザフィルタ  $H_i(z)$  により帯域分割された後、 $1/D$  にダウンサンプリングされる。ダウンサンプリングされた各チャネルの信号  $X_i(z^D)$  ( $i=0, 1, 2, \dots, M-1$ ) は中間処理の後、 $D$  倍のアップサンプリング、シンセサイザフィルタ  $F_i(z)$  との

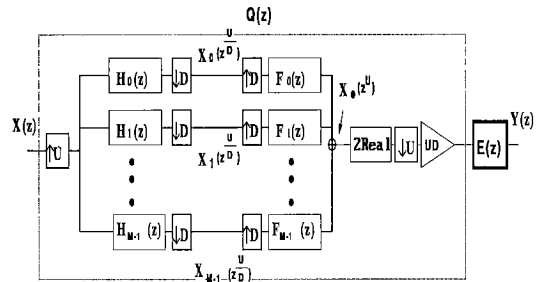


図1 有理数間引きをもつMチャネルフィルタバンク  
Fig.1 M-channel filter bank with rational decimation ratios.

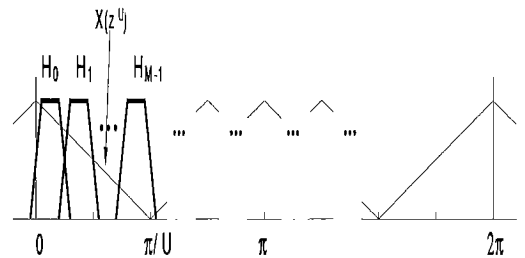


図2 アナライザフィルタと入力信号のスペクトル  
Fig.2 Analysis filters and input signal.

フィルタリングを経て合成される。最後に、合成された複素信号  $X_e(z^U)$  の実数部分を取り出し、2倍する。そして、 $1/U$  のダウンサンプリング、更にイコライザ  $E(z)$  とのフィルタリングにより入力信号を再構成する。

イコライザ  $E(z)$  は、後述するように、必ずしも必要なものではないが、一般的記述として示した。

### 2.2 複素フィルタの使用

本論文では、図1の構成において複素フィルタの使用を想定している。これは以下の理由による。

Mチャネルフィルタバンクでは最大間引き以外の間引き率 ( $1, 2, \dots, M-1$ ) を任意に選択できるとは限らない。それは、いくつかの間引き率において、通過域とエイリアシング成分が重なり適応特性に致命的な影響を与えるからである。これを回避するには4.で述べる各フィルタの適切な設計と複素フィルタの使用が不可欠である。

そこで、図1に示すフィルタ  $H_i(z)$  および  $F_i(z)$  はすべて複素フィルタとする。図2に示すように、各アナライザフィルタ  $H_i(z)$  は  $U$  倍にアップサンプリングされた信号  $X(z^U)$  を  $M$  等分するように設計され

る。但し本論文において、入力信号は実信号であると仮定する。

### 2.3 間引き率の定義

提案したフィルタバンクの間引き率を定義する。図3で $1/D$ のダウンサンプリング後の中間出力 $X_l(z^{1/D})$ はフィルタバンクへの入力信号 $X(z)$ に対して $U/D$ 倍のレートとなっている。しかし、複素フィルタを用いているため信号 $X_l(z^{1/D})$ は複素数となり、実フィルタを用いたときに比べ2倍のデータ量をもつ。そこで、提案したフィルタバンクでは以下のように間引き率 $R$ を定義する。

$$R = D/2U \quad (1)$$

上式から $D=2U$ のとき、間引き率 $R$ は1となり、従来のフィルタバンクの間引きなしに相当する。一方 $D=2MU$ のときには、 $R=M$ となり、従来のフィルタバンクの最大間引きに対応する。また、 $U=1$ と選べば、整数間引きを保証するフィルタバンクとなる。

後述するが、今回提案するフィルタバンクは、以下の範囲の $D$ においてエイリアシングが起こらないように設計される。

$$2U \leq D < 2MU \quad (2)$$

### 3. フィルタバンクの設計条件

図1に示すフィルタバンクの設計条件を与える。但し、サブバンド ADF で用いられるフィルタバンクは、いわゆる完全再構成条件を満たすだけでは不十分であり、各チャンネルでエイリアシングを回避するという、より厳しい条件を満たさなければならない。以下では、式(2)の間引き率の範囲において、これらの条件を考慮した設計条件を示す。

まず最初に、図1の入出力関係を次式のように導くことができる。

$$Y(z) = E(z) \sum_{k=0}^{U-1} \sum_{d=0}^{D-1} 2\text{Real}[X(z)W_d^{dU}] \times \sum_{l=0}^{M-1} H_l(z^{1/U}W_d^d)F_l(z^{1/U}W_d^d) \quad (3)$$

$$W_u = e^{-j2\pi/U}, \quad W_d = e^{-j2\pi/D} \quad (4)$$

ここで、式(3)が整理されるとき、完全再構成フィルタバンクと呼ばれる。但し、 $z^{-L}$ は $L$ クロックの単なる遅延を意味する。

式(4)を満たすためには、以下の条件を満たせばよい。

$$\sum_{l=0}^{M-1} E(z^U)H_l(z)W_d^d F_l(z) = 0 \quad d=1, 2, \dots, D-1 \quad (5)$$

$$E(z^U) \sum_{k=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{M-1} 2\text{Real}[H_l(z)W_d^d] \times F_l(z)W_d^d = z^{-UL} \quad (6)$$

ここで、式(5)、(6)は表記を簡単にするため式(3)において $z=z^U$ としたときの条件式である。

しかし、サブバンド ADF で用いられるフィルタバンクは、上記に示す完全再構成条件だけでは不十分であり、以下の条件を満たさなければならない。

$$E(z^U)H_l(z)W_d^d F_l(z) = 0 \quad l=0, 1, \dots, M-1, \quad d=1, 2, \dots, D-1 \quad (7)$$

$$E(z^U) \sum_{k=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{M-1} 2\text{Real}[H_l(z)W_d^d]F_l(z)W_d^d = z^{-UL} \quad (8)$$

式(7)はダウンサンプリングによるエイリアシングが各チャンネルで回避されることを意味する。また、式(8)はフィルタバンクが全域通過特性をもつための条件であり、式(6)と同じ条件式である。

しかしながら式(7)、(8)を同時に満たすためには、理想フィルタを用いなければならない。従って、完全にこれらの条件を満たすことは不可能である。そこで式(7)の条件の代わりに式(9)を用いる。

$$20 \log_{10}[\max_{\omega} |E(e^{j\omega U})H_l(e^{j\omega}W_d^d)F_l(e^{j\omega})|] \leq B \quad l=0, 1, \dots, M-1, \quad d=1, 2, \dots, D-1 \quad (9)$$

上式は、各チャンネルで発生するエイリアシングを $B[\text{dB}]$ 以下に抑圧するための条件式である。

以上、式(8)および式(9)を以降のフィルタバンクの設計条件と考える。 $U=1$ のとき、整数間引きに相当することから、この表現は整数間引きの場合も含む、エイリアシングを回避するための一般的な設計条件である。

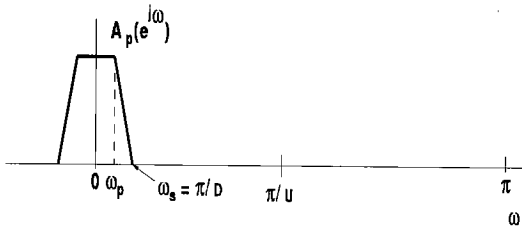
### 4. フィルタバンクの設計

式(8)および式(9)を同時に満たすフィルタバンクの設計法を与える。種々の設計法が考えられるが、設計の容易さ、実現の際のハードウェア低減を考慮した一設計法を示す。

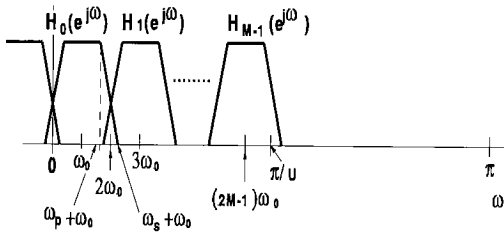
#### 4.1 設計手順

提案する設計法は、以下の手順で実行される。

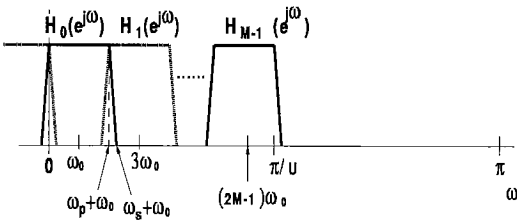
- (1) 分割数 $M$ 、間引き率 $R$ を選択する。
- (2) 式(1)から $D$ および $U$ を決定する。
- (3) 式(9)の $B[\text{dB}]$ を決め、式(10)を満たす低域通過実フィルタ $A_p(z)$ を設計する。この $A_p(z)$ をプロ



(a) Prototype filter.



(b) Analysis filters ( $\omega_p < \frac{\pi}{2MU}$ ).



(c) Analysis filters ( $\omega_p = \frac{\pi}{2MU}$ ).

図3 プロトタイプフィルタと各チャネルフィルタの関係 ( $\omega_0 = \pi/2MU$ )

Fig. 3 Relationship between prototype filter and channel filters ( $\omega_0 = \pi/2MU$ ).

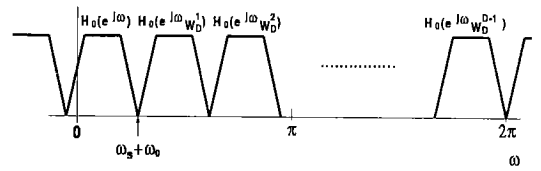
トタイプフィルタと呼ぶ。

$$20 \log_{10}[|A_p(e^{j\omega})|]$$

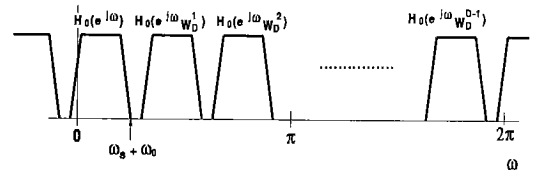
$$= \begin{cases} 0 - \delta_p [\text{dB}] & \omega \leq \omega_p \leq \frac{\pi}{2MU} \quad (\text{通過域}) \\ B [\text{dB}] & \omega > \omega_s = \frac{\pi}{D} \quad (\text{阻止域}) \end{cases} \quad (10)$$

但し、 $\delta_p$  は通過域における誤差であり、正の値をもつ。また、 $\omega_p, \omega_s$  はそれぞれ通過域端、阻止域端角周波数を示す。

手順(4)のあとで補足するが、式(10)の  $\omega_s = \pi/D$  はダウンサンプリングにより信号帯域とエイリアシングが重なることを回避するための条件である。一方、



(a)  $\omega_s = \frac{\pi}{D}$ .



(b)  $\omega_p < \frac{\pi}{D}$ .

図4 レート変換によるエイリアシングの影響 ( $\omega_0 = \pi/2MU$ )

Fig. 4 Aliasing caused by rate conversion ( $\omega_0 = \pi/2MU$ ).

$\omega_p \leq \pi/2MU$  は各フィルタの次数、式(9)のエイリアシング抑圧量  $B$  の確保と密接に関係する。

(4) プロトタイプフィルタ  $A_p(z)$  を次式により周波数変調し、各チャネルフィルタを決定する。

$$H_l(z) = A_p(zW_{4MU}^{2l+1}), \quad l=0, 1, \dots, M-1 \quad (11)$$

$$F_l(z) = H_l(z), \quad l=0, 1, \dots, M-1 \quad (12)$$

$$W_{4MU} = e^{-j\pi/2MU} \quad (13)$$

図3では式(11)の関係を表している。 $\omega_p = \pi/2MU$  のとき、隣接する通過域端が一致することに注意してほしい。また、図4は  $H_0(z)$  を例にして、各チャネルのエイリアシングの発生の様子を説明している。式(10)の  $\omega_s = \pi/D$  条件があれば、 $D$  以下の間引きにおいて、信号帯域同士が重なり合うことはない。

(5) 式(8)を近似する  $E(z)$  を設計する (4.2 参照)。

(6) 式(9)を満たすことを確認する。満たさない場合には、手順(3)に戻り、 $\pi/2MU$  により近い通過域端角周波数  $\omega_p$  を選択し、以降の手順を繰り返す。

以上の手順により、有理数間引き可能なフィルタバンクが設計される。ここで、通過域誤差  $\delta_p$  と  $\omega_p$  の値の選択に自由度を残す。 $\delta_p$  の値が大きいくほど、各フィルタの次数は低減するがイコライザの次数は一般に増加する。また、 $\omega_p$  の値が小さいほど各フィルタの次数は低減するが、手順(6)で式(9)の条件を満たさない可能性が高まる。 $\omega_p = \pi/2MU$  を選択すれば、手順を

繰り返す必要はない。

### 4.2 イコライザの設計

4.1の手順(5)で述べた  $E(z)$  設計について詳細に説明する。ここでは、先に報告した Parks-McClellan に基づくイコライザ設計法を利用する<sup>(11)~(13)</sup>。

式(8)において、イコライザを除いた部分を  $Q(z)$  とおく。

$$Q(z) = \sum_{k=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{M-1} 2\text{Real}[H_l(zW^U)F_l(zW^U)] \quad (14)$$

上式の振幅特性を  $Q'(e^{j\omega})$ 、イコライザの振幅特性を  $E'(e^{j\omega})$  およびバンクの理想振幅特性 (全域通過特性) を  $I'(e^{j\omega})=1$  とおけば、次式の誤差  $\psi'(e^{j\omega})$  を定義できる。

$$\psi'(e^{j\omega}) = W(e^{j\omega})[I'(e^{j\omega}) - Q'(e^{j\omega})E'(e^{j\omega})] \quad (15)$$

ここで  $W(e^{j\omega})$  は重み関数である。更に上式は、

$$\psi'(e^{j\omega}) = W(e^{j\omega})Q'(e^{j\omega})[I''(e^{j\omega}) - E'(e^{j\omega})] \quad (16)$$

と容易に整理される。但しここで、

$$I''(e^{j\omega}) = I'(e^{j\omega})/Q'(e^{j\omega}) \quad (17)$$

である。従って、フィルタバンク全体が全域通過となるためのイコライザの設計は、式(16)を目的関数として行えばよい。

## 5. サブバンド適応フィルタ

図5にシステム同定を例にしたサブバンド適応システムを示す。ここでは、このシステムに基づき、具体的に設計されたフィルタバンクを用いて本方法の有効性を確認する。

### 5.1 2分割のサブバンド ADF

図5において、 $M=2$  の場合をまず考える。この場合

には、従来の設計法では間引き率として、 $R=1$  あるいは  $R=2$  の選択の可能性がある。しかし、 $R=1$  は間引いておらずサブバンド ADF の効果は全く期待できない。一方、 $R=2$  は最大間引きに相当するので、エイリアシングによって致命的な影響を受ける。そこで本論文では、提案法に基づき  $R=1.5$  を実現し、その有効性を確認する。

設計されたプロトタイプフィルタ  $A_p(z)$  の仕様を以下に示す。

[設計例1]

$$M=2, \quad R=1.5$$

$$U=2, \quad D=6$$

$$\text{通過域端角周波数 } \omega_p = 0.125\pi$$

$$\text{阻止域端角周波数 } \omega_s = 0.1667\pi$$

$$\text{阻止域減衰量 } B = -60[\text{dB}]$$

$$\text{通過域誤差 } \delta_p = 1.1[\text{dB}]$$

Parks-McClellan 法を用いて、以上の仕様を満たす直線位相フィルタ  $A_p(z)$  を 88 次で設計した。次に、式(11)および式(12)から、この  $A_p(z)$  を用いて各チャネルフィルタを決定する。図6に得られたアナライザフィルタ

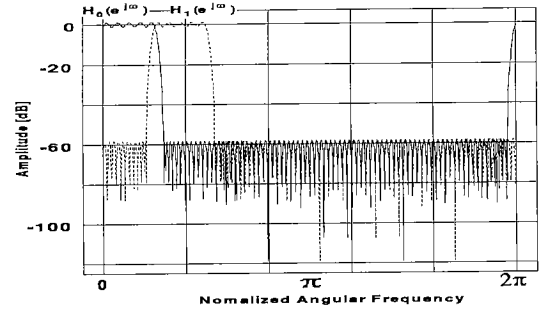


図6 アナライザフィルタの振幅特性  
Fig.6 The analysis filters.

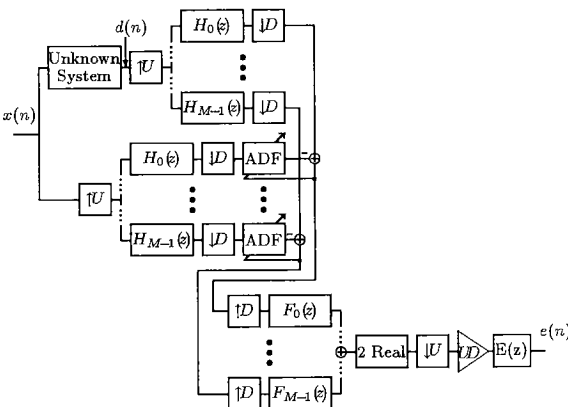


図5 M分割フィルタバンクを用いた適応システム同定  
Fig.5 An adaptive system identification using M-channel filter bank.

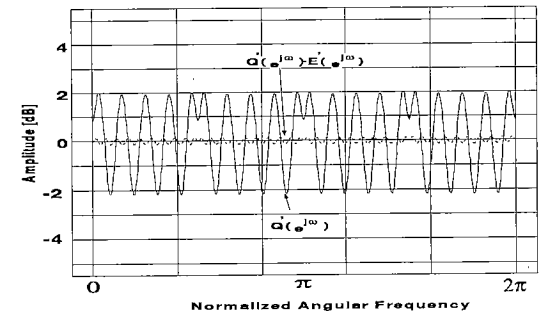


図7 フィルタバンク全体の合成特性  
Fig.7 The whole filter banks.

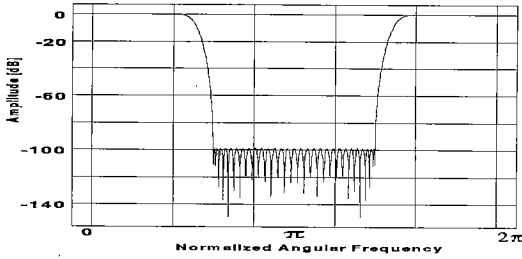


図 8 有色化フィルタの振幅特性  
Fig. 8 The coloring filter.

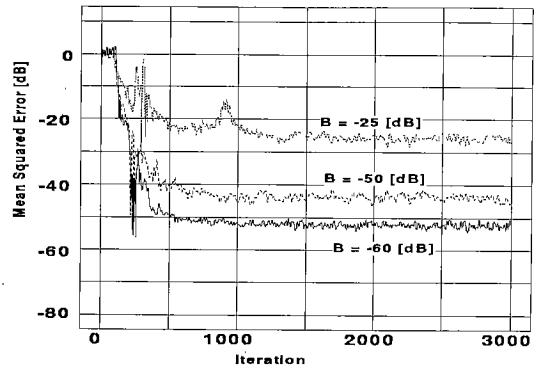


図 10 MSE の収束特性 ( $R=1.5$ )  
Fig. 10 The convergence characteristics of MSE. ( $R=1.5$ )

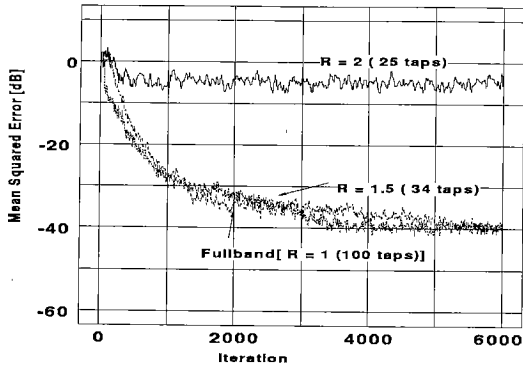


図 9 MSE の収束特性 ( $R=1, 1.5$  or  $2$ )  
Fig. 9 The convergence characteristics of MSE. ( $R=1, 1.5$  or  $2$ )

フィルタ  $H_c(z)$  の振幅特性を示す。また、フィルタ全体の合成特性 (式 (14)) を図 7 に示す。同図には、同時にイコライザによって全体の特性を補正したもの (式 (8)) の左辺の振幅特性) も併せて示している。ここでイコライザは、65 次で設計された直線位相フィルタであり、そのフィルタ係数の半数は零値である<sup>(12)</sup>。

このように設計されたフィルタバンクを用いて、図 5 に基づきシミュレーションを行った。シミュレーションの条件を以下に示す。

- ・未知システム：100 次の実 FIR フィルタ
- ・適応アルゴリズム：複素学習同定法<sup>(14)</sup>  
および複素 RLS アルゴリズム<sup>(15)</sup>
- ・入力信号  $x(n)$ ：有色信号

但し有色信号とは、分散 1.0 の白色信号を図 8 に示す 60 次の FIR フィルタの出力信号である。

図 9 に間引き率を変えた場合の収束特性を示す。誤差尺度は、

$$10 \log_{10} \left[ \frac{E[e(n)^2]}{E[d(n)^2]} \right] \quad (18)$$

と定義される MSE (Mean Squared Error) である。但し、 $E[\cdot]$  は期待値演算を意味する。また、実際の図の値は 20 回の集合平均でこれを近似している。

まず、適応アルゴリズムとして複素学習同定法を用い、与えられた条件のもとで MSE 特性の比較を行った。図 9 から、 $R=2$  の場合にはエイリアシングの影響で十分な MSE 特性が得られないことがわかる。 $R=1$  では期待どおりの MSE 特性が得られるが、ADF のタップ数を低減することができない。一方、提案法による  $R=1.5$  では、十分な MSE 特性と ADF のタップ数の低減を同時に達成していることがわかる。但し、同図における各 ADF は、MSE 特性に影響を及ぼさない十分なタップ数を与えられている。

次に、適応アルゴリズムとして複素 RLS アルゴリズムを用いシミュレーションを行った。ここでは、間引き率  $R=1.5$  のもとで、エイリアシング抑圧量  $B$  の異なる 3 種類のフィルタをアナライザフィルタとして用い、MSE 特性の比較を行った。図 10 から、よりエイリアシング抑圧量の低いフィルタを用いることで、残留誤差レベルを小さくできることがわかる。

## 5.2 4 分割のサブバンド ADF

図 5 において  $M=4$  とした場合、すなわち 4 分割サブバンド ADF についても 5.1 と同様なシミュレーションを行った。ここで、未知システム、入力信号は 5.1 と同様な条件を用い、また、アナライザフィルタとして  $B=-40$  [dB] の条件のもとで設計された、240 次の直線位相フィルタを、イコライザは 263 次の直線位相フィルタ (その係数の 3/4 はゼロ値) を使用した<sup>(12)</sup>。提案法に基づき間引き率  $R=3.5$  を実現し、MSE 特性の比較を行った。但しここでは、適応アルゴリズムと

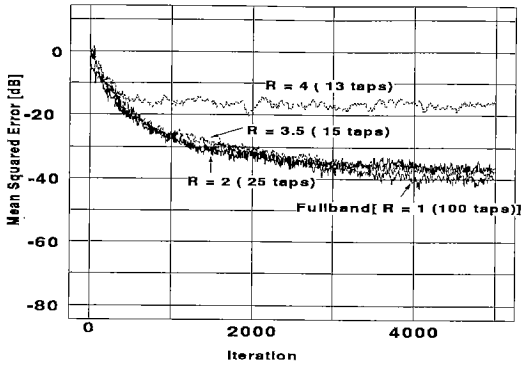


図 11 MSE の収束特性 ( $R=1, 2, 3.5$  or  $4$ )

Fig. 11 The convergence characteristics of MSE. ( $R=1, 2, 3.5$  or  $4$ )

して複素学習同定法を使用している。

図 11 から、 $R=4$  では、エイリアシングの影響により十分な MSE 特性を得ることができない。また、 $R=1, 2$  においてはそれぞれ良好な MSE 特性を見せているが、ADF のタップ数を十分に低減できない。しかし、 $R=3.5$  では十分な MSE 特性と ADF のタップ数の低減を同時に達成している。但し、ここで ADF のタップ数は MSE 特性に影響を及ぼさない十分なタップ数を与えている。

## 6. むすび

本論文では、任意の有理数を間引き率として選択できるフィルタバンクを提案した。提案したフィルタバンクは、特殊な場合として整数の間引き率を含んでおり、オーバーサンプリング法を目的としたフィルタバンクの一般形と考えられる。

提案したフィルタバンクにより、オーバーサンプリング法の利点を保持し、かつ間引き率の自由度により、最大間引きに近い次数低減効果をもつサブバンド適応システムを実現できた。

## 文 献

- (1) Honma H. and Yamaguchi S.: "Consideration on adaptive system identification based on filter banks", IEICE Trans., E74, pp. 3935-3938 (Dec. 1991).
- (2) Yasukawa H., Shimada S. and Furukawa I.: "Acoustic echo canceller with high speech quality", Proc. IEEE ICASSP'87, Dallas, pp. 2125-2128 (April 1987).
- (3) Gilloire A. and Vetterli M.: "Adaptive Filtering in Sub-bands", Proc. ICASSP'88, New York, pp. 1572-1575 (April 1988).
- (4) Gilloire A. and Vetterli M.: "Adaptive Filtering in Subbands with Critical Sampling: Analysis, Experi-

ments, and Application to Acoustic Echo Cancellation", IEEE Trans., 40, 8, pp. 1862-1875 (Aug. 1992).

- (5) Kiya H. and Yamaguchi S.: "FSF (Frequency Sampling Filter) bank for adaptive system identification", Proc. IEEE ICASSP'92, San Francisco, IV, pp. IV-261-IV-264 (March 1992).
- (6) Kiya H. and Yamazaki H.: "A class of Filter Bank with Alias-Free points: FSF bank", ECCTD'93-Circuit Theory and Design, pp. 751-756 (Aug. 1993).
- (7) 尾知 博, 貴家仁志, 山田洋士, 高良吉立, 神林紀嘉: "エイ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 (1993-06).
- (8) Kellermann W.: "Analysis and Design of Multirate Systems for Cancellation of Acoustic Echoes", Proc. ICASSP'88, New York, pp. 2570-2573 (April 1988).
- (9) 中山謙二, 殿村正延: "オーバーサンプリング型フィルタバンクを用いた帯域分割形アダプティブフィルタ", 信学技報, EA89-2 (1989-04).
- (10) Yamazaki H. and Kiya H.: "A Filter Bank with Rational Decimation Ratio and its application", IEICE 8th Digital Signal Processing Symposium, pp. 297-304 (Oct. 1993).
- (11) McClellan J. H., Parks T. W. and Rabiner L. R.: "A computer program for designing optimum FIR linear phase digital filters", IEEE Trans. Audio and Electroacoust., AU-21, pp. 506-526 (Dec. 1973).
- (12) 本間仁志, 山田正一, 佐川雅彦: "補間されたイコライザを用いた直線位相 FIR デジタルフィルタ", 信学論 (A), J70-A, 8, pp. 1107-1115 (1986-08).
- (13) 本間仁志, 伊藤一広, 佐川雅彦: "イコライザを用いた並列 QMF バンクの設計", 信学論 (A), J74-A, 3, pp. 579-583 (1991-03).
- (14) Widrow B., McCool J. and Ball M.: "The Complex LMS Algorithm", Proc. IEEE, 63, pp. 719-720 (Aug. 1975).
- (15) Haykin S.: "Adaptive Filter Theory", Prentice-Hall International Editions, N. J. (1991).

(平成 6 年 1 月 4 日受付, 2 月 24 日再受付)



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。著者「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、フィルタバンクの設計とその応用に関する研究に従事。



**芦原 浩司**

平5都立大・工・電気卒。現在、同大学院修士課程在学中。適応信号処理の研究に従事。