

エリアジ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

正員 尾知 博[†] 正員 貴家 仁志^{††} 正員 山田 洋士^{†††}
 准員 高良 吉立^{††††} 正員 神林 紀嘉^{†††}

A System Identification Using Alias-Free Maximally Decimated DFT-Bank

Hiroshi OCHI[†], Hitoshi KIYA^{††}, Yoji YAMADA^{†††}, Members, Yoshitatsu TAKARA^{††††}, Associate Member and Noriyoshi KAMBAYASHI^{†††}, Member

あらまし 最近、フィルタバンクを用いたサブバンド適応フィルタが研究されている。しかし、エリアジングをキャンセルして完全再構成を実現している通常のフィルタバンクを用いると、エリアジングやサブバンド間のクロス項の影響を回避できないという問題がある。この問題を回避するために、離散周波数点でエリアジングの影響を回避し、クロス成分をもたない周波数サンプリングフィルタ(FSF)バンクが提案されている。本論文では、最初にFSFバンクのDFT(discrete Fourier transform)による効率的な実現法を示す。次に提案した実現法によるフィルタバンクを用いた、周波数サンプリング定理に基づく適応フィルタを提案する。提案した適応フィルタは、サブバンド間のクロス成分およびエリアジングの影響を受けていない、離散周波数における周波数サンプル値による未知システムの同定を実現している。更に、周波数領域適応アルゴリズムと提案したアルゴリズムの比較を行い、離散周波数点における情報から未知システムを推定する本手法の有効性を示す。

キーワード フィルタバンク、適応フィルタ、FSFバンク、マルチレート、エリアジング、システム同定

1. まえがき

最近、適応信号処理において応用分野によっては、非常に高次(数千タツプ)のFIR(finite impulse response)適応フィルタ(ADF)が必要とされている^{(1)~(5)}。フィルタ次数の増加は、フィルタの係数更新に要する演算量を増加させ、収束時間および有限語長演算による丸め雑音を増加させる。これらの問題を改善する一つの手法として、これまでにフィルタバンクを用いた種々のサブバンド適応フィルタが提案されて

いる^{(1)~(12)}。

しかし、エリアジングをキャンセルすることにより完全再構成を実現している通常のフィルタバンクを用いた場合、エリアジングやサブバンド間のクロス成分の影響を回避できないことが知られている。例えば、完全再構成QMF(quadrature mirror filter)バンクを用いてもフィルタバンクの影響による適応特性の性能劣化を免れないことが示されている⁽⁷⁾。

この問題に対し Gilloire らは、フィルタバンクは従来のままで、ADFにクロス成分を許すことにより、エリアジングの影響を改善した⁽⁶⁾。しかしこの方法は近似的改善であり、また適応係数の個数が増大するという問題をもっている。その後 Somayazulu らは、最大間引き(帯域分割数と間引き率が等しい)を行わない場合には、クロス項をもたない通常のADFを適用できる場合があることを指摘した⁽⁴⁾。しかし帯域分割数の増加に伴い、最大間引きを行わない影響が顕著になり有効性が低下してしまう。

その一方で、エリアジングを直接回避するために、理想フィルタに近い急しゅんな特性を有する高次の帯

[†] 琉球大学工学部電子情報工学科, 沖縄県
 Faculty of Engineering, University of the Ryukyus, Okinawa-ken 903-01 Japan

^{††} 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 College of Technology, Ishikawa-ken, 929-03 Japan

^{††††} 北陸先端科学技術大学院大学情報科学研究科, 石川県
 Japan Advanced Institute of Science and Technology, Hokuriku, Ishikawa-ken, 923-12 Japan

^{†††††} 長岡技術科学大学工学部電気系, 長岡市
 Nagaoka University of Technology, Nagaoka-shi, 940-21 Japan

域分割フィルタの使用も検討された⁽⁸⁾。この方法では、高次のフィルタを用いるほどエリアジングは低減するが、その代償としてハードウェアが増大する。そこでハードウェアの増大を極力抑えるために、ポリフェーズ構成の使用も提案されている^{(9),(10)}。この方法は実用上有効な方法の一つではあるが、有限な次数のフィルタにより帯域を分割し、適応処理を行うという問題は本質的には解決されていない。

上述のフィルタバンクに対して、異なるクラスのフィルタバンクが提案されている⁽¹¹⁾。これは、等間隔周波数点で理想フィルタの特性を満たす周波数サンプリングフィルタバンク (FSF バンク) であり、最大間引きを行っても等間隔周波数点では全くエリアジングを起こさない特徴がある。

本論文ではまず FFT (fast Fourier transform) を用いた FSF バンクのより効率的な構成法を示す。次に FSF バンクを用いた、周波数サンプリング定理に基づくサブバンド ADF を提案する。提案するサブバンド ADF は、先に筆者らが提案した ADF⁽¹²⁾ において最大間引きを可能とした場合である。次いで、システム同定のシミュレーション例を示し、提案する ADF が、サブバンド間のクロス成分やエリアジングの影響を受けていない、離散周波数における周波数サンプル値より未知システムの同定を実現していることを示す。

更に、提案したアルゴリズムと周波数領域適応アルゴリズム⁽¹³⁾との比較を行い、離散周波数点の値を推定して未知系の同定を行う本手法の有効性を示す。

2. FSF バンクのポリフェーズ実現

2.1 ポリフェーズ DFT バンク

図1の M 帯域分割フィルタバンクを考える。本節では、図1の分析フィルタバンクのみに着目し、また本論文の以下の議論においては、入力として実信号を仮定する。プロトタイプフィルタの伝達関数 $G_0(z)$ を

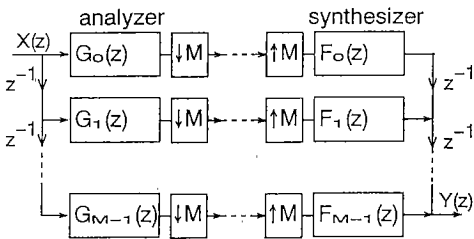


図1 M 帯域分割フィルタバンク
Fig.1 M channel filter bank.

次式で定義する。

$$G_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} g_0(n)z^{-n} \tag{1}$$

このとき、 k 番目のサブバンド ($0 \leq k \leq M-1$) の帯域分割フィルタ $G_k(z)$ は、 $G_0(z)$ を周波数軸の正方向に周波数シフトして式(2)で与えられる。

$$G_k(z) = G_0(zW^k) \tag{2}$$

$$W = e^{-j\frac{2\pi}{M}}$$

$G_0(z)$ をポリフェーズ M 分解した場合、次式を得る。

$$G_0(z) = \sum_{n=0}^{M-1} z^{-n} P_n(z^M) \tag{3}$$

但し、ポリフェーズ要素 $P_n(z)$ は次式で表される。

$$P_n(z) = \sum_{m=0}^{\infty} g_0(mM+n)z^{-m} \tag{4}$$

$(0 \leq n \leq M-1)$

式(3)を式(2)に代入すると、 $G_k(z)$ は次式で表される⁽⁸⁾。

$$G_k(z) = \sum_{n=0}^{M-1} z^{-n} P_n(z^M) W^{-nk} \tag{5}$$

$(0 \leq k \leq M-1)$

2.2 提案する FSF バンク

周波数サンプリング定理に基づくシステム同定に適した、FSF バンクのポリフェーズ実現を示す。式(5)において $P_n(z^M) = 1$ とおくと、 $G_0(z)$ のインパルス応答 $g_0(n)$ は式(6)となる。

$$g_0(n) = 1 \quad (0 \leq n \leq M-1) \tag{6}$$

従って、間引きを行わない場合、 k 番目のサブバンドの周波数応答 $G_k(j\omega)$ は、次式で与えられる。なお、本稿では $G_k(e^{j\omega})$ を $G_k(j\omega)$ のように表記する。

$$G_k(j\omega) = \frac{\sin \frac{\phi M}{2}}{\sin \frac{\phi}{2}} e^{-j\frac{2\pi k \omega}{M}} \tag{7}$$

$$\phi = \omega - \frac{2\pi k}{M}$$

特に、 $\omega_n = 2\pi n/M$ [rad] の離散周波数点では、式(8)となる。

$$G_k(j\omega_n) = \begin{cases} M & (n=k) \\ 0 & (n \neq k) \end{cases} \tag{8}$$

式(8)は、各サブバンドの中心周波数に対応する $n = k$ の離散周波数点では、サブバンド間のクロス成分が全く存在しないことを示している。例として、図2に分割数 $M=4$ としたときの $G_0(z) \sim G_3(z)$ の振幅特性を示す。

次に間引き率 M で間引きを行った場合(最大間引き)を考える。この場合、各サブバンドのスペクトルの

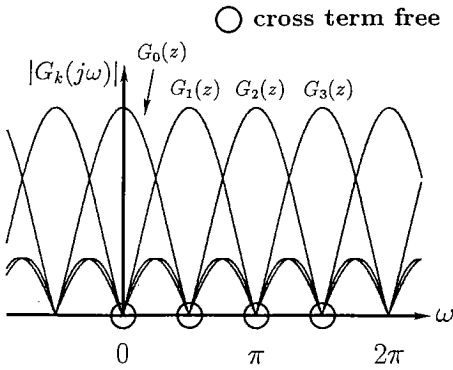
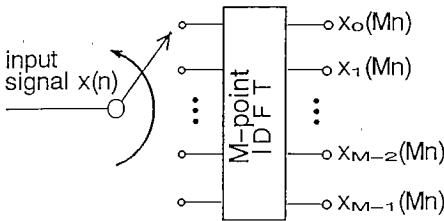
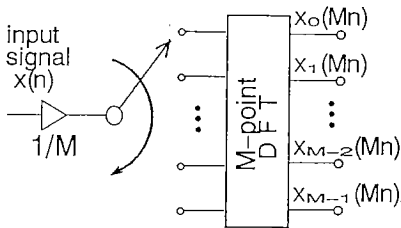


図2 帯域分割フィルタの振幅特性 ($M=4$)
Fig. 2 Amplitude of $G_k(z)$.



(a) Polyphase FSF bank using IDFT.



(b) Polyphase FSF bank using DFT.

図3 提案するポリフェーズ FSF バンク
Fig. 3 Proposed polyphase FSF bank.

中心周波数(図2のクロス成分が生じていない○印)は零周波数(DC)に移動する。しかしDCにおいても、上記のクロスタームフリーの性質は保持され、またエリάζングも存在しない。

以上の手順により、ポリフェーズ DFT バンクから導いたフィルタバンクは、等分割離散周波数点で振幅値が M または 0 の値をとる。従って、この離散周波数点上でエリάζングおよびクロス成分の影響を回避できる特徴を有しており、最大間引きの FSF バンクとなっている。最大間引き FSF バンクのポリフェーズ実現を図3に示す。ポリフェーズ実現の結果として、FSF バンクは図3(a)のように IDFT (inverse discrete

Fourier transform) を用いて実現できる。このとき、各サブバンドの振幅は $1/M$ でスケールされている。

式(2)における周波数シフトの方向を、周波数軸上の負の方向とした場合を考えると、図3(a)と全く等価なフィルタバンクを、図3(b)のように DFT を用いて構成することが可能である。

3. 周波数サンプリング定理に基づくシステム同定

3.1 離散周波数サンプル値によるシステム同定

ポリフェーズ FSF バンクのシステム同定への適用について検討する。よく知られた時間領域のサンプリング定理の双対として、周波数領域のサンプリング定理が存在する。

[周波数サンプリング定理]⁽¹⁴⁾ 離散時間信号 $f(n)$ ($0 \leq n \leq N-1$) のフーリエ変換を $F(j\omega)$ とおく。このとき $f(n)$ は、 $F(j\omega)$ の区間 ($0 \leq \omega \leq 2\pi$) の少なくとも N 個の等間隔サンプル値の IDFT により、完全に復元可能である。 □

図4に、周波数領域サンプリング定理の説明図を示す。図4(a)に示すように、時間領域のサンプル値 $f(n)$ のフーリエ変換 $F(j\omega)$ を考える。周波数領域のサンプル値の数 M が $M \geq N$ なる条件を満たす場合、図4(b)のように $f(n)$ を完全に復元可能である。一方 $M < N$ の場合、図4(c)のように、 $f(n)$ は時間領域でエリάζングを含んだ形で求められる。

提案したポリフェーズ FSF バンクを用いた周波数サンプリング定理に基づくシステム同定のブロック図を図5に示す。図5では、図3(b)のタイプのポリフェーズ FSF バンクを用いている。入力信号を $x(n)$ 、所望信号(未知システム出力)を $d(n)$ 、帯域分割数を M とし、 $x(n)$ 、 $d(n)$ を図5の分析フィルタバンクに入力した場合のサブバンド k における出力をそれぞれ $x_k(Mn)$ 、 $d_k(Mn)$ とおく。また、未知システムのインパルス応答を $h(n)$ 、長さを N とし、その周波数応答を $H(j\omega)$ とする。図5において、入力信号と所望信号はそれぞれ入力信号分析フィルタバンクおよび所望信号分析フィルタバンクに加えられ、それぞれの出力がサブバンド ADF に与えられる。

今、入力信号 $x(n)$ 、所望信号 $d(n)$ のフーリエ変換を考え、それぞれを $X(j\omega)$ 、 $D(j\omega)$ と表すことにする。このとき離散周波数 $\omega_k = 2\pi k/M$ [rad] ($0 \leq k \leq M-1$) における、 $H(j\omega)$ の周波数サンプル値 $H(j\omega_k)$ は、式

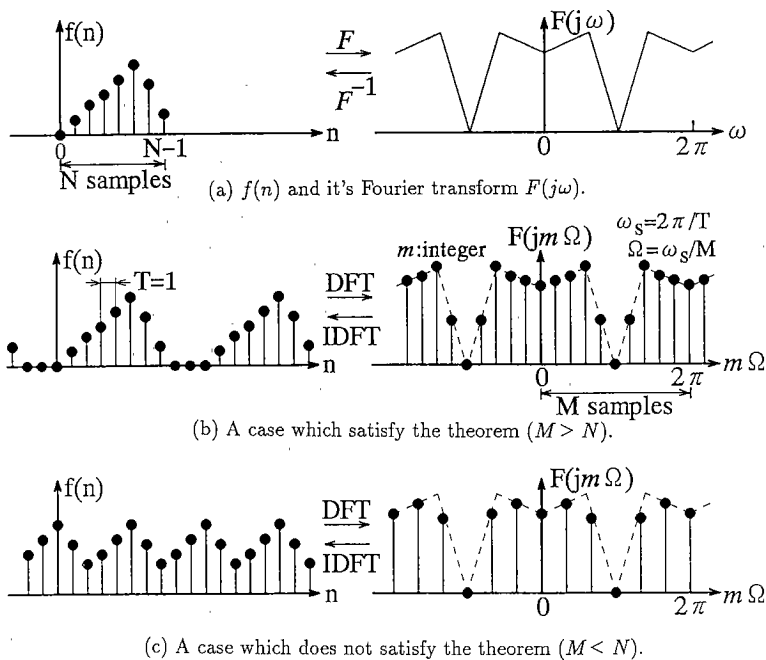


図4 周波数領域サンプリング定理の説明図
Fig. 4 Frequency domain sampling theorem.

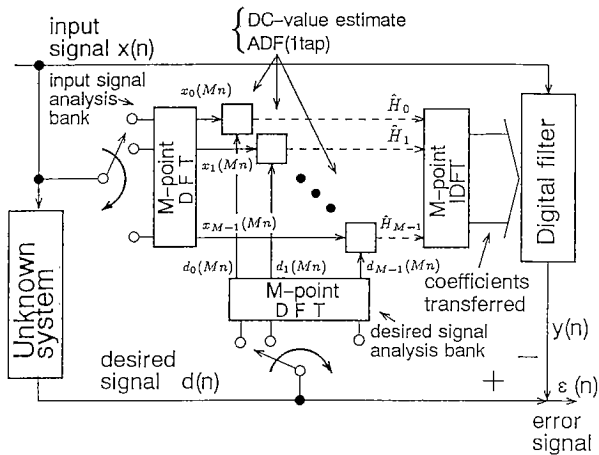


図5 ポリフェーズFSFバンクを用いたシステム同定
Fig. 5 FSF bank ADF structure using DFT.

(9)により与えられる。

$$H(j\omega_k) = \frac{D(j\omega_k)}{X(j\omega_k)} \quad (0 \leq k \leq M-1) \quad (9)$$

もし、周波数サンプリング定理における条件 $M \geq N$ を満たせば、未知システムのインパルス応答 $h(n)$ は、周波数サンプリング定理より $H(j\omega_k) (0 \leq k \leq M-1)$ のIDFTにより完全に推定可能である。

なお、条件 $M \geq N$ を満たさない場合には、図4(c)に示したように、 $h(n)$ はエリάζングを多少含んだ形で求められる。これは、一般のFIR形適応フィルタにおいて、未知システムのタップ長よりも適応フィルタのフィルタ長の方が短い場合に相当する。この条件のもとでは、一般のFIR形適応フィルタの場合と同様、システム同定の精度は劣化する。

図3において入力信号分析バンク、所望信号分析バンクの k 番目のサブバンド出力の直流値は、離散周波数 ω_k における $X(j\omega)$, $D(j\omega)$ の周波数サンプル値に相当する。このとき、周波数サンプル値 $H(j\omega_k)$ ($0 \leq k \leq M-1$) は各サブバンドの ADF の直流ゲインに相当する。従って、未知システムを各サブバンドにおける1タップの適応係数により完全に表すことが可能である。そこで、図5では $H(j\omega_k)$ を各サブバンドにおける1タップ ADF により推定し、システム同定を行っている。但し、 $H(j\omega_k)$ の推定値を \hat{H}_k で表し、これを k サブバンドにおける ADF の係数としている。

\hat{H}_k を IDFT することにより未知システムのインパルス応答が同定され、得られたインパルス応答は、図5に示すようにデジタルフィルタに転送される。デジタルフィルタの出力 $y(n)$ を所望信号 $d(n)$ から差し引くことにより、未知システムの同定誤差 $\epsilon(n)$ が得られる。

3.2 適応アルゴリズム

以上の議論のように、本システム同定問題は、各サブバンドにおける直流ゲイン推定問題に帰着される。本アルゴリズムでは、各サブバンドにおける ADF の出力 $\hat{H}_k X_k(n)$ の直流値と、所望信号 $d_k(n)$ の直流値との2乗誤差が最小になるように $H(j\omega_k)$ の推定値 \hat{H}_k を求める。

時刻 Mn におけるサブバンド k の ADF の誤差信号を $e_k(Mn)$ とする。その直流推定値 $\hat{e}_k(Mn)$ を最小化するため評価関数 $J_k(Mn)$ を次式で定義する。

$$J_k(Mn) = \sum_{i=1}^n \hat{e}_k(Mi) \hat{e}_k^*(Mi) \tag{10}$$

ここで*は複素共役を表す。

式(10)において、 $\hat{e}_k(Mn)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{e}_k(Mn) &= \sum_{i=1}^n e_k(Mi) \\ &= \sum_{i=1}^n \{d_k(Mi) - \hat{H}_k x_k(Mi)\} \\ &= \hat{d}_k(Mn) - \hat{H}_k \hat{x}_k(Mn) \end{aligned} \tag{11}$$

但し、

$$\hat{x}_k(Mn) = \sum_{i=1}^n x_k(Mi) \tag{12}$$

$$\hat{d}_k(Mn) = \sum_{i=1}^n d_k(Mi) \tag{13}$$

式(11)において、 \hat{H}_k は周波数サンプル値 $H(j\omega_k)$ の直流推定値である。また式(12), (13)において、 $\hat{x}_k(Mn)$, $\hat{d}_k(Mn)$ はそれぞれ、入力信号側分析フィルタバンク出力 $x_k(Mn)$, 所望信号側分析フィルタバンク出力

表1 直流値推定適応アルゴリズム

n :時刻	k :バンド番号
for $k=0$ to $M-1$	
$\hat{x}_k(Mn) = \hat{x}_k(M(n-1)) + x_k(Mn)$	
$\hat{d}_k(Mn) = \hat{d}_k(M(n-1)) + d_k(Mn)$	
$r_k(Mn) = r_k(M(n-1)) + \hat{x}_k(Mn) \hat{x}_k^*(Mn)$	
$p_k(Mn) = p_k(M(n-1)) + \hat{d}_k(Mn) \hat{x}_k^*(Mn)$	
$\hat{H}_k(Mn) = p_k(Mn) / r_k(Mn)$	

$d_k(Mn)$ の直流推定値である。

式(11)を式(10)に代入して、 $J_k(Mn)$ の \hat{H}_k に対する微分を求めると次式を得る。

$$\frac{dJ_k(Mn)}{d\hat{H}_k} = -2p_k(Mn) + 2r_k(Mn)\hat{H}_k(Mn) \tag{14}$$

ここで、

$$r_k(Mn) = \sum_{i=1}^n \hat{x}_k(Mi) \hat{x}_k^*(Mi) \tag{15}$$

$$p_k(Mn) = \sum_{i=1}^n \hat{d}_k(Mi) \hat{x}_k^*(Mi) \tag{16}$$

Mn 時刻において評価関数 $J_k(Mn)$ を最小化する \hat{H}_k は、式(14)をゼロとおけば求まる。すなわち、 k サブバンドの Mn 時刻における直流ゲイン推定値 $\hat{H}_k(Mn)$ は、式(17)により与えられる。

$$\hat{H}_k(Mn) = \frac{p_k(Mn)}{r_k(Mn)} \tag{17}$$

以上のアルゴリズムは、1タップの RLS(recursive least square) アルゴリズムに相当している。表1に本適応アルゴリズムを示す。

4. 演算量の検討

提案したサブバンド適応アルゴリズムの演算量について検討する。本論文では、入力信号を実数と仮定しているので、DFT 領域の出力信号は共役対称となる。そこで、以下の検討では、アルゴリズムの計算が必要なバンド数は $M/2+1$ としている。

本アルゴリズムの実現には、複素演算が必要となるが、演算量の評価にあたっては、これを実数演算に換算して検討する。また、入力信号と所望信号の帯域分割処理、インパルス応答の計算に DFT(IDFT) を用いているため、1ブロック当り3回の FFT 演算が必要である。

以上をまとめて、1サンプル当りの実数演算量を表2に示す。表2より1サンプル当りの実数演算量は、加算 $O(M+6 \log_2 M)$, 乗算 $O(M+6 \log_2(M/2))$ となる。

表2 1サンプル当りの演算量 (実数演算換算)

	加算	乗算	除算
適応アルゴリズム	$\frac{11(M+2)}{2M}$	$\frac{7(M+2)}{M}$	$1+\frac{2}{M}$
フィルタバンク	$4 \log_2 M$	$4 \log_2 \frac{M}{2}$	—
インパルス応答算出	$2 \log_2 M$	$2 \log_2 \frac{M}{2}$	—
デジタルフィルタ	$M-1$	M	—
小計	$O(M+6 \log_2 M)$	$O(M+6 \log_2 \frac{M}{2})$	$1+\frac{2}{M}$

5. シミュレーション

本章では、提案した ADF の計算機シミュレーション結果を示す。シミュレーション条件と評価量を以下に示す。

<条件>

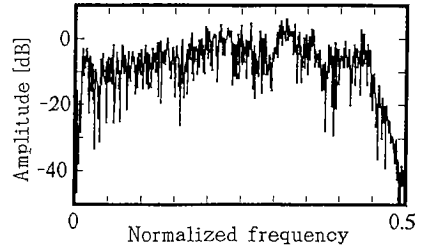
- ・未知システムのインパルス応答 $h(n)$: 会議室 (6.75×6.75×3[m]) のインパルス応答, $N=1500$
- ・帯域分割数 M : 1024 および 2048
- ・入力信号 $x(n)$: 平均値 0, 分散 1 のガウス性白色信号および有色信号 (有色化フィルタ: $N=32$)
- ・演算語長: 単精度浮動小数点演算

<評価量> $IRER$ (impulse response estimation ratio)

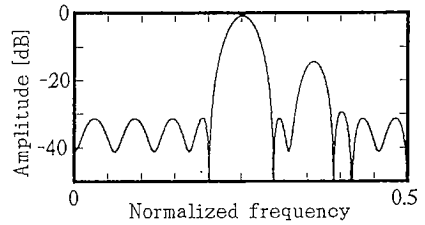
$$IRER = 10 \log_{10} \frac{\sum_{i=0}^{N-1} |h(i) - \hat{h}(i)|^2}{\sum_{i=0}^{N-1} |h(i)|^2} \quad (18)$$

但し, $h(i)$ は未知システムのインパルス応答で, $\hat{h}(i)$ は推定インパルス応答である。

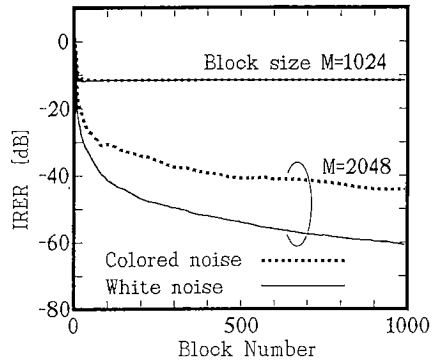
シミュレーション結果を図 6 に示す。図 6 (a) は、未知系の周波数応答、図 6 (b) は、有色化フィルタの特性、図 6 (c) は $IRER$ 収束特性である。また、図 6 (d) は係数更新回数が 1,000 回のとき、すなわち $IRER = -61$ [dB] における推定振幅特性である。従来のフィルタバンク、例えば完全再構成 QMF バンクを用いたサブバンド ADF では、エリアジングの影響により、正確に未知システムを同定できない⁽⁷⁾。これに対し提案した手法では、周波数サンプリング定理に基づく条件 $M \geq N$ を満足している場合、図 6 (c) に示すように良好な精度でインパルス応答を推定可能である。一方、条件 $M \geq N$ を満足しない場合には、3.1 で述べた理由によりシステム同定の精



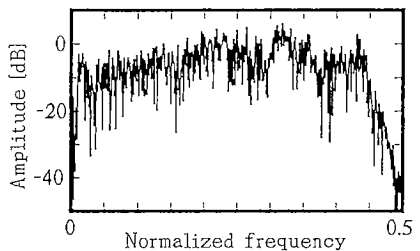
(a) Amplitude of the unknown system ($N=1500$).



(b) Amplitude of the Coloring filter ($N=32$).



(c) $IRER$ convergence property.



(d) Frequency response obtained by the proposed ADF ($IRER = -61$ [dB]).

図 6 シミュレーション結果

Fig. 6 Simulation results of the proposed ADF.

度が劣化することがわかる。

6. 周波数領域適応フィルタとの関係

Dentino らによって提案された周波数領域適応フィ

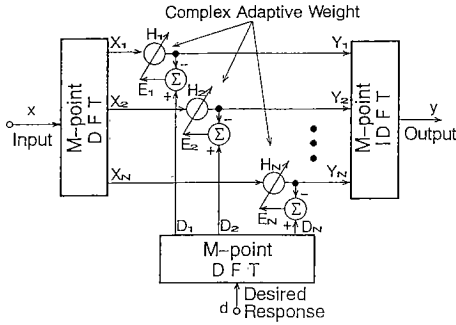


図7 周波数領域適応フィルタの構成
Fig. 7 FDAF structure using DFT.

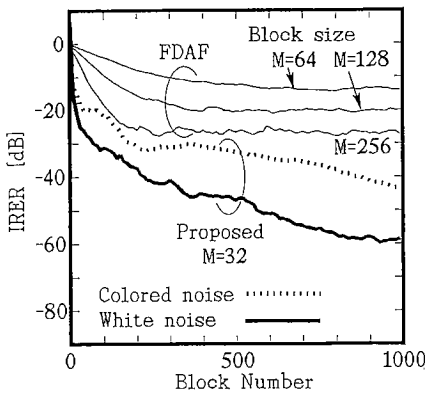


図8 IRER 収束特性の比較
Fig. 8 A comparison of the IRER convergence property.

ルタ(FDAF)⁽¹³⁾のブロック図を図7に示す。FDAFは、実現に要する演算量が非常に少ないという点で、その有効性が知られている。ポリフェーズFSFバンクを用いた提案したADFの構成(図5)と図7を比較すると、DFT点数に等しいブロック信号が入力され、各サブバンドに1タップのADFが設けられているという点については、それぞれの構成には共通点が存在する。なお、FDAFでは各サブバンドの1タップADFは、複素LMSアルゴリズムにより係数更新される。

FDAFアルゴリズムと、提案したアルゴリズムについて、システム同定のシミュレーションを行った結果を図8に示す。また、シミュレーションの条件を以下に示す。

<条件>

- ・未知システム： $N=25$, FIR フィルタ
- ・ステップサイズ： $\mu=1 \times 10^{-3}$

- ・入力信号 $x(n)$ ：平均0, 分散1のガウス性白色信号および有色信号(有色化フィルタ $N=10$)

- ・演算語長：単精度浮動小数点演算

図8よりFDAFアルゴリズムにおいては、ブロックサイズ M を大きくしていくと巡回畳込みが線形畳込みに近似していくため⁽¹⁵⁾, 収束特性が向上していくことがわかる。一方、提案したアルゴリズムでは、周波数領域サンプリング定理に基づく条件 $M \geq N$ を満たせば収束するのにに対し、FDAFアルゴリズムではブロックサイズ M を未知システムのフィルタ長 N よりも10倍以上にとっても、提案したアルゴリズムの収束特性に及ばないことがわかる。また、有色信号入力に対してFDAFアルゴリズムは収束しなかった。

以上のように、提案したADFとFDAFは、ともにDFT領域で1タップの適応フィルタを用いているにもかかわらず、その収束特性には大きな違いがある。この結果については、図2により解釈を与えることができる。図2は、帯域分割フィルタ $G_k(z)$ の伝達関数である。各バンド間は、オーバーラップし、離散周波数点においてのみクロス成分は存在しない。このような状態の各サブバンドにおいて、提案する手法ではクロス成分が存在しない各サブバンドの直流値を推定して適応処理を行っているのに対し、FDAFではクロス成分の影響を受けている各バンド全体に対して一つの係数を割り当てて、適応処理を行っている。この違いが、図8における収束特性の差となっていると解釈することができる。

7. むすび

フィルタバンクを用いて帯域を分割し、未知系のシステム同定を行う場合、従来のフィルタバンクを用いると、エリアジングおよびクロス成分を回避できないという問題が存在する。この問題に対し、DFTを用いた効率的なFSFバンクの実現法を示し、新たに周波数サンプリング定理に基づき未知系のインパルス応答を推定する適応フィルタを提案した。

提案した適応フィルタは、サブバンド間のクロス成分の影響を受けていない、離散周波数における周波数サンプル値による未知システムの同定を実現している。周波数サンプリング定理を満足していれば、正確にシステム同定を行うことが可能であることを計算機シミュレーションにより示した。また、本手法では、エリアジングやクロス成分の影響を受けることなく最

大間引きを行うことが可能である。

更に、提案したアルゴリズムと FDAF アルゴリズムとの比較を行い、離散周波数点の値を推定して未知系の同定を行う本手法の有効性を確認した。

本論文で得た結果は、適応ノイズキャンセラ、音響エコーキャンセラなどにも適用可能と考えられる。

今後の課題として、雑音環境下での収束特性の解析、変換領域適応フィルタとの比較などが挙げられる。

文 献

- (1) Somayazulu V. S., Mitra S. K. and Shynk J. J.: "Adaptive line enhancement using multirate techniques", Proc. ICASSP, Glasgow, pp. 928-931 (May 1989).
- (2) Asharif M. R., Amano F., Unagami S. and Murano K.: "Acoustic echo canceller based on frequency bin adaptive filter (FAF)", Proc. IEEE Int. Conf. Global Telecommun., Tokyo, pp. 1940-1944 (Nov. 1987).
- (3) Kellermann W.: "Analysis and design of multirate systems for cancellation of acoustical echoes", Proc. ICASSP, New York, pp. 2570-2573 (April 1988).
- (4) Yasukawa H., Shimada S. and Furukawa I.: "Acoustic echo canceller with high speech quality", Proc. ICASSP, Dallas, pp. 2125-2128 (April 1987).
- (5) Gilloire A.: "Experiments with subband acoustic echo cancellers for tele-conferencing", Proc. ICASSP, Dallas, pp. 2141-2144 (April 1987).
- (6) Gilloire A. and Vetterli M.: "Adaptive filtering in subbands", Proc. ICASSP, New York, pp. 1572-1575 (April 1988).
- (7) Honma H. and Yamaguchi S.: "Consideration on adaptive system identification based on filter banks", IEICE Trans., E74, pp. 3935-3938 (Dec. 1991).
- (8) Vaidyanathan P. P.: "Multirate Digital Filters, Filter Banks, Polyphase Networks, and Applications; A Tutorial", Proc. IEEE, 78, 1 (Jan. 1990).
- (9) 中山謙二, 殿村正延: "オーバーサンプリング形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).
- (10) Perez H. and Amano F.: "Acoustic Echo Cancellation Using Multirate Techniques", IEICE Trans., E74, pp. 3559-3567 (Nov. 1991).
- (11) Kiya H. and Yamaguchi S.: "Adaptive System Identification Using FSF (Frequency Sampling Filter) Bank", Proc. ICASSP, San Francisco (March 1992).
- (12) 山田洋士, 尾知 博, 本間仁志: "ポリフェーズ DFT バンクを用いた新しい適応フィルタ", 信学技報, DSP91-86 (1992-03).
- (13) Dentino M., McCool J. and Widrow B.: "Adaptive Filtering in the Frequency Domain", Proc. IEEE, 66, 12, pp. 1658-1659 (Dec. 1978).
- (14) Antoniou A.: "Digital Filters: analysis and design", McGraw-Hill (1979).
- (15) Kinjo S., Ochi H. and Takara Y.: "System

Identification Utilizing the Circular-Based Frequency-Domain Adaptive Filter", IEICE Trans., E75-A, pp. 1170-1173 (Sept. 1992).

(平成 4 年 11 月 13 日受付, 5 年 1 月 3 日再受付)



尾知 博

昭 56 長岡技科大・工・電子卒。昭 59 同大大学院修士課程了。同年日本無線(株)入社。昭 61 琉球大助手。現在、同助教授。工博(都立大)。平 4 年 6 月よりフルブライトプログラムによりミシガン州立大学に客員研究員として滞在中。デジタル信号処理とその応用に関する研究に従事。著書「デジタルフィルタ設計入門」など。



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、IEEE 各会員。



山田 洋士

昭 62 長岡技科大・工・電子卒。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。デジタル信号処理に関する研究に従事。IEEE 会員。



高良 吉立

平 4 琉球大・工・電子情報卒。現在、北陸先端科学技術大学院大学情報科学研究科博士前期課程在学中。信号理論に興味をもっている。



神林 紀嘉

昭 38 信州大・工・通信卒。昭 42 東工大・工・電子物理助手。昭 53 長岡技科大・工・電気系助教授。現在、同教授。工博。電子回路、デジタル信号処理とその応用に関する研究に従事。著書「フィルタの理論と設計」、「基礎回路工学」(共著)など。