

# 狭帯域BPFを用いた適応フィルタの検討 A Study on Adaptive Digital Filter By Narrow Band BPFs

○工藤 憲昌 田所 嘉昭

○Norimasa Kudoh Yoshiaki Tadokoro

八戸高専 豊橋技術科学大学

Hachinohe National college of Tech., Toyohashi University of Tech.

キーワード: 適応デジタルフィルタ(Adaptive Digital Filters), スライディング離散フーリエ変換(Sliding DFT), 直交化(Orthogonalization), 狭帯域BPF(Narrow Band BPFs)

連絡先: 〒039-11 八戸市田面木上野平16-1 八戸高専 電気工学科  
tel:0178-27-7281, fax:0178-27-9379, e-mail:kudohk-e@hachinohe-ct.ac.jp

## 1. はじめに

近年、デジタル信号処理技術やLSI化技術の発展に伴い適応デジタルフィルタの検討が活発に行われている。適応デジタルフィルタにおいては、

- (1)入力信号が音声信号のように有色信号である場合適応パラメータの収束速度が遅い、
- (2)未知系のインパルス応答長が長い場合に回路規模および適応パラメータ更新のための演算量が増加する、

等の解決策を検討することが課題である<sup>1)</sup>。(1)の課題に対しては、時間領域或いは直交変換領域で入力信号の直交化を行うことを基本にして多くの試み<sup>2-3)</sup>がなされている。(2)に対してはIIR型で推定系を構成する検討<sup>4-6)</sup>が行われている。

本稿は、上記2つの課題のうち(1)に関するもので、並列構成の狭帯域BPFを用いて有色信号の直交化を行うことにより適応速度の向上を図るものである。まず、これまでに提案されている適応速度向上の方式の特徴を概説する。次に、提案する構成を説明し、Sliding DFTに対し直交化特性が優れていることを相関関数を求めることにより示す。最後にSliding DFT, 学習同定法(正規化LMS)と比較したシミュレーションにより適応

パラメータの収束特性を検証する。

## 2. 適応フィルタの構成

### 2.1 準備

図1にエコーキャンセラ等で用いられる適応フィルタ(Adaptive Digital filters:ADFs)の一般的な適用例を示す。入力 $x(n)$ , ADFの出力 $d'(n)$ , 未知系の出力 $d(n)$ とすると、誤差 $e(n)=d(n)-d'(n)$ の電力 $\sum e(n)^2$ を何らかの評価基準で最小化するようにADF内部のパラメータを更新することが適応フィルタの問題である。

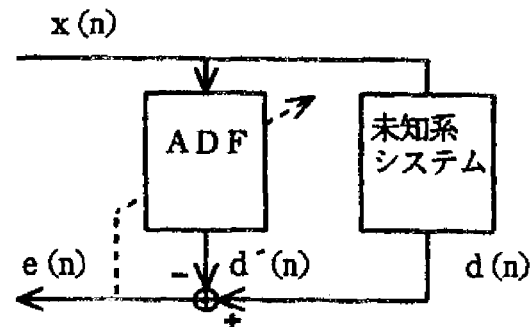


図1. ADFの適用例

図2にADFの一構成例(次数: N)を示す。入

力信号 $x(n)$ が音声信号のように有色信号である場合、相関行列の最小固有値に収束速度が支配され、適応パラメータの収束が遅くなるという問題点がある。この問題を低減させるため、従来から適応パラメータへ供給される信号、つまり、図2の $x(n), x(n-1), \dots, x(n-N)$ の相互の相関関数を低くしてから適応動作を行う方法が検討されている。

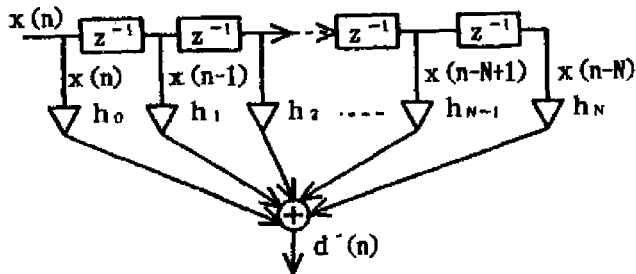


図2. ADFの構成例

これらの方法は大きく分けて、(1)複数の入力サンプルをブロック化してそのブロック単位に行う方法、(2)入力サンプル毎に行う方法、の2つがある。(1)のなかで畳み込み演算を効率的に行うため入力信号を周波数領域に変換する方法<sup>1)</sup>を除くと、アフィン射影法<sup>2)</sup>、特異値分解法<sup>3)</sup>に基づくものがあり、収束特性は良好であるが演算量が多いことが問題であり、性能の劣化を最小限にして演算量の削減を行う検討が行われている。(2)では、ラテイス型フィルタやsliding DFTを用いて直交化を行う方法が提案されている。

(2)のラテイス型フィルタではグラム・シュミットの直交化をサンプル毎に行うことと等価であり単位セクションを縦属に接続して構成する。直交化を縦属構成で行う場合には、前段の単位セクションの直交化特性が後段の特性に影響を与えるため全体として直交化に要するサンプル数が多くなるという問題点がある<sup>7)</sup>。このため、本稿では、sliding DFTの同様、入力信号の直交化を並列構成で行う方法について検討する。

## 2. 2 狭帯域BPFを用いた適応フィルタの構成

図3に、Sliding DFTのフィルタバンクに狭帯域BPFを縦属接続した適応フィルタの構成を

示す。尚、ここでは、フィルタの中心周波数を $(N/2+1)$ 個、直流から $f_s/2$ ( $f_s$ : サンプリグ周波数)まで等間隔に配置している。図中破線で囲んだ部分が正規化を行なった直交信号を算出する部分であり、この信号は適応パラメータに供給されている。

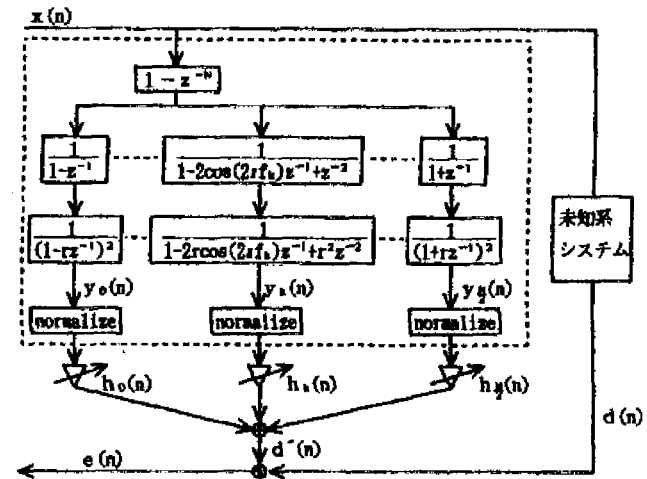
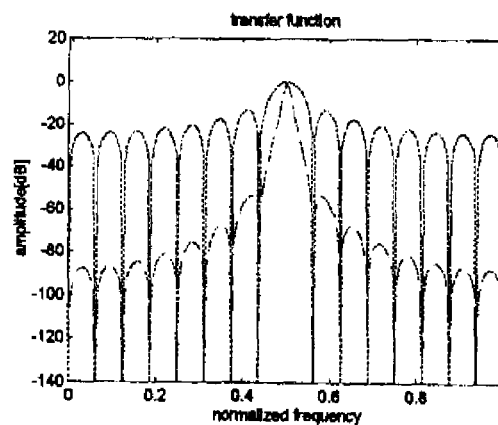


図3. 狭帯域BPFを用いた適応フィルタの構成

図3で信号 $x(n)$ から $y_k(n)$ までの伝達関数 $H_k(z)$ は(1)式ようになる。この特性を図4に示すが、 $r$ ( $r$ の絶対値は1未満)により減衰特性が制御できることが分かる。Sliding DFTによる直交化( $r=0$ の場合)と比較すると、著しくスペクトル漏れが少ない。

$$H_k(z) = \frac{1-z^{-N}}{1-2\cos(2\pi f_k)z^{-1}+z^{-2}} \times \frac{1}{1-2r\cos(2\pi f_k)z^{-1}+r^2z^{-2}} \quad (1)$$



$N=16$ , 実線: $r=0$ , 破線: $r=0.95$

図4. 直交化BPFの伝達関数

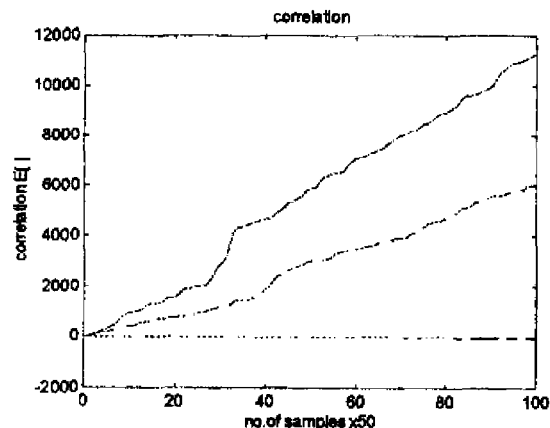
次に、 $1/(1-2r\cos(2\pi f_k)z^{-1}+r^2z^{-2})$ の伝達関数をもつ狭帯域BPFを縦属接続することにより、Sliding DFTよりどの程度信号の相関が低下するかを示す。相関の低下の程度を調べるために、中心周波数が $f_1, f_m (1 \neq k)$ の狭帯域BPFのインパルス応答の相互相関を複素畳み込み積分を用いて求める。積分路を単位円上に選び特異点は $re^{+j2\pi f_1}$ ,  $re^{+j2\pi f_m}$ のみであるから、相互相関 $E[y_1(n)y_m(n)]$ , 自己相関 $E[y_1(n)y_1(n)]$ はそれぞれ(2), (3)式のようになり、 $r$ によりそれぞれの相関値の大きさを制御できることが分かる。

$$E[y_1(n)y_m(n)] = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} \frac{1}{1-2r\cos(2\pi f_1)z^{-1}+r^2z^{-2}} \cdot \frac{1}{1-2r\cos(2\pi f_m)z+r^2z^2} \cdot \frac{dz}{z}$$

$$= \frac{1-r^4}{r^8-2r^4+4r^2(r^2\cos(2\pi f_1)-\cos(2\pi f_m))(\cos(2\pi f_1)-r^2\cos(2\pi f_m))+1} \quad (2)$$

$$E[y_1(n)y_1(n)] = \frac{1+r^2}{1-r^2} \cdot \frac{1}{1+r^4-2r^2\cos(4\pi f_1)} \quad (3)$$

図5に白色雑音を入力した時の相関の数値例を示す( $N=16, r=0.95$ )。入力信号の5000サンプルまでの電力の積分値は413.22であり、狭帯域BPFを通過させることにより相互相関が自己相関に比べて極めて小さいことが分かる。



実線:  $E[y_2(n)z]$ , 破線:  $E[y_3(n)z]$ ,  $\cdots$ :  $E[y_2(n)y_3(n)]$   
図5. 相関の数値例

適応動作の処理手順を以下に示す。

S0. 係数ベクトル  $h=(h_0, h_1, \dots, h_N)=0$

S1. 直交化のためのフィルタリング処理

S2. 正規化係数  $\eta_k$  を算出

$$\eta_k(n) = \beta \eta_k(n-1) + y_k(n)^2$$

$$0 < \beta < 1$$

S3. 推定値  $d'(n)$  の算出

$$d(n) = \sum_{k=0}^{N/2} h_k(n)y_k(n)/\eta_k(n)$$

S4. 誤差  $e(n)=d(n)-d'(n)$  の算出

S5. 係数ベクトルの更新してS1へ

$$h_k(n) = h_k(n-1) + \mu y_k(n)e(n)/\eta_k(n)$$

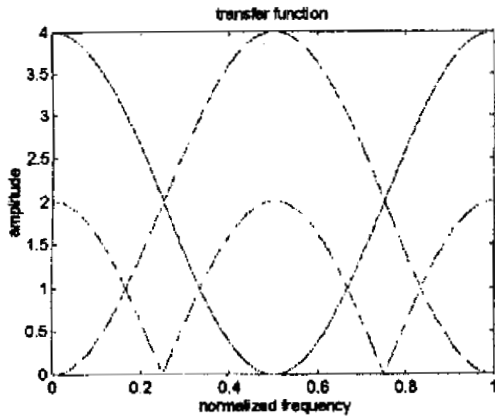
$\mu$  はステップサイズ

## 2.3 ノッチフィルタの配置順序

図3の構成では、IIRフィルタ部が $z$ 平面の単位円上に極を持つため、有限語長のハードウェアでは直接実現できず、ノッチフィルタをトリー状に縦属接続して同一の伝達関数を効率よく実現する方法が提案されている<sup>1)</sup>。ここでは、更に、ノッチフィルタの配置順序により直交化された信号に含まれる演算誤差を低減する方法について述べる。ノッチ周波数が $f_k$ のノッチフィルタの伝達関数は(4)式に示す。また、ノッチ周波数をパラメータにした周波数特性を図6に示す。

$$H_k(z) = 1 - 2\cos(2\pi f_k)z^{-1} + z^{-2} \quad (4)$$

サンプリング周波数で規格化した周波数で考えると、ノッチ周波数が0.25未満では周波数特性の最大値は0.5にあり、0.25で0と0.5に最大値を持ち、0.25より大きいと0に最大値を持つ。例えば、ノッチ周波数が小さい順にノッチフィルタを配置した場合、フィルタの段数が大きくなるに従い、規格化周波数で0.5に近い周波数成分の振幅が大きくなってしまい、大きなダイナミックレンジを要求することになる。Nが大きい時、このことはより大きな問題になる。有限語長での実現の場合、演算誤



N=256, 実線:  $f_k=f_s/256$ , - -:  $f_s/4$ ,  
破線:  $127f_s/256$

図6. ノッチフィルタの周波数特性

差の原因になるため、直交化の過程で特定の周波数領域の振幅を極端に大きくすることを回避する必要があり、ここでは、図7に示す順序で配置した。ノッチ周波数が0付近から大きくなる(①), 0.5付近から小さくなる(②), 0.25から小さくなる(③), 0.25から大きくなる(④)とすると、これらの領域にノッチ周波数を持つフィルタを①, ②, ③, ④が巡回的になるように配置した。N=16の場合の配置順序を、ノッチ周波数 $f_k$ のkの系列で表現すると、(0, 8, 3, 4, 1, 7, 2, 6, 4)となる。

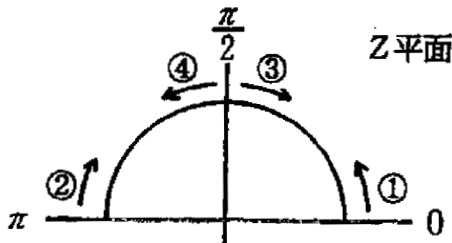


図7. ノッチフィルタの配置順序

### 3. シミュレーション

前述の検討結果をもとに適応パラメータの収束特性を、Sliding DFTによる直交化を行う方法<sup>9)</sup>、時間領域における正規化LMS法と計算機シミュレーションにより比較する。シミュレーション条件を以下に示す。

条件:

- ・未知系システムとADF

未知系システムは0.25fsに遮断周波数を持つ低域通過フィルタ(次数は128)。ADFは257次で、N=512。

- ・入力信号 $x(n)$

(5)式による有色信号で観測雑音は付加していない。

$$x(n) = \alpha x(n-1) + \sqrt{1-\alpha^2} u(n) \quad (5)$$

$\alpha = 0.9, u(n)$  は正規白色雑音

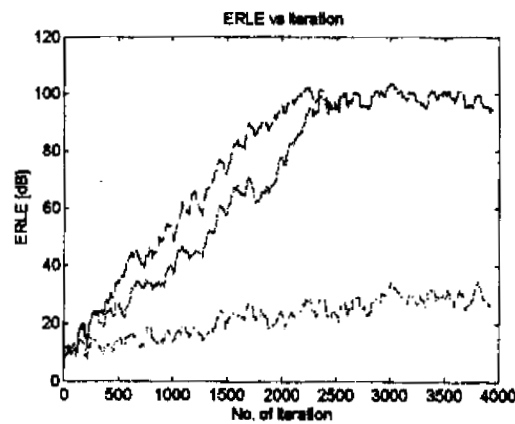
- ・定数の設定

直交化信号の電力を求める時に用いる忘却変数 $\beta$ は0.9, ステップサイズ $\mu$ は0.2, rは0.9。

- ・比較量

(6)式に示すERLE。

$$ERLE(n) = 10 \log_{10} \frac{\sum_{k=0}^{N/2} d^2(n-k)}{\sum_{k=0}^{N/2} e^2(n-k)} \quad (6)$$



実線: DFTによる直交化, - -: 時間領域における正規化LMS法, - -: 提案方式

図8. 収束特性の比較

横軸を繰り返し回数, 縦軸をERLEとして, 3つの方法の収束特性を図8に示す。時間領域における正規化LMS法は4000回の繰り返しでも, ERLEが徐々に増加しており, まだ収束状態にないことが分かる。また, 繰り返し回数が少ない初期段階を除いてSliding DFTより本方式が収束特性が良く, ほぼ良好な特性と考えられる40 [dB]までには500回程度速く到達している。初期段階では, 狭帯域BPFの出力値が十分に確定して

いないためであると考えられる。この問題については、 $r$ の値を時変とし徐々に大きくする制御を行うことにより緩和できるものと考えている。また、観測雑音が存在する場合でも、直交化を行う2つの方法の収束特性の劣化は少ない。

#### 4. まとめ

これまでに提案されている適応速度向上の方式の特徴を概説し、並列構成の狭帯域BPFを用いて有色信号の直交化を行うことにより適応速度の向上を図る方法について述べた。本構成がSliding DFTに対し直交化特性が優れていることを相関関数を求めることにより示し、計算機シミュレーションにより適応パラメータの収束特性を検証した。今後は、 $r$ の時変制御を行って初期特性の改善を確認したい。また、入力信号に関する事前の大まかな知識を用い、狭帯域BPFの帯域幅を制御することで、本方式を帯域分割形適応フィルタへ拡張する検討を行いたい。

#### 参考文献

- 1) 小林: 直交関数系を用いたエコーキャンセラ, 信学論B Vol. J70-B No. 10 1124/1131(1987)
- 2) 尾関, 梅田: アフィン部分空間への直交射影を用いた適応フィルタ・アルゴリズムとその諸性質, 信学論A Vol. J67-A No. 2 126/132(1984)
- 3) 古川他: ブロック適応信号処理における直交射影アルゴリズムとその諸性質, 信学論A, Vol. J70-A, 2138/2146(1988)
- 4) 黒沢他: 安定性の判別の容易なIIR形エコーキャンセラ-2次の縦属構成による-, 信学論B, Vol. J69-B, 1/6(1986)
- 5) 工藤, 田所: 位相補償器を用いたIIR適応フィルタ, H8年度電気関係学会東北支部大会講演論文集116 (1996.8)
- 6) 大石, 久保田: 周波数領域における自動等化器適応アルゴリズムの簡略化について, 信学論A, Vol. J70-A, No. 3, 570-572(1987)
- 7) 式部幹訳: 適応フィルタ入門, 182/191, 現代工学社(1987)
- 8) 阿部, 田所: ランダムサンプリングデータに対する離散フーリエ変換の検討, 信学技法DSP-89-42,

25/32(1990)

9) S.S.Narayan他: Transform Domain LMS Algorithm, IEEE Trans. on ASSP, 609/615(1983)