

位相補償器を縦属接続したIIR適応フィルタの検討

A Study on IIR Adaptive Filter Placed in Cascade with A Phase Compensator

○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: 適応フィルタ(adaptive filter), エコーキャンセラ(echo canceller), 出力誤差法(output error method), 方程式誤差法(equation error method), 高速再帰最小二乗法(fast recursive least square method)

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。拡声通信系や長距離電話回線で使用される適応デジタルフィルタでは、未知系のインパルス応答長が数百ミリ秒以上と非常に長い¹⁾。

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。(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がなされている²⁾、³⁾。(2)に対してはIIR型で推定系を構成する検討が行われている⁴⁾。

本稿では、回路規模削減、安定化、適応速度向上の目的で、推定系となるIIRデジタルフィルタを2次の縦属接続からなるものとし、全域通過型フィルタにより位相補償を行う構成を検討したので報告する。尚、本稿での適応デジタルフィルタの構成は、双方向通信(通話)系への適用

を考慮している。

2. 適応フィルタの構成

IIR適応フィルタの構成としては、図1に示すような方程式誤差型と出力誤差型が提案されている⁵⁾。図1.(a)の方程式誤差型の適応デジタルフィルタは、入力 x_k 、未知系からの出力 d_k 、誤差 e_k とすると、伝達関数 $H(z)$ は $A(z)/(1-B(z))$ である。 d_k に観測雑音が含まれる時推定パラメータにバイアスが生じるという問題点が指摘されている

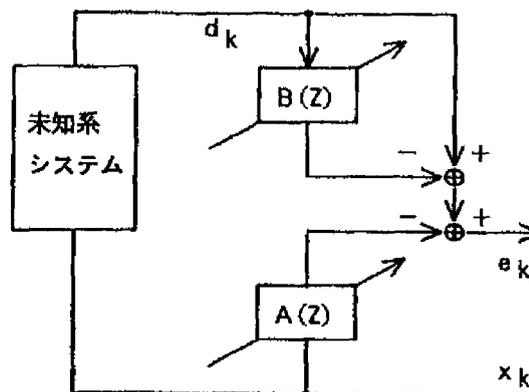


図1.(a) 方程式誤差型の構成

が⁶⁾、 d_k を直接フィルタリングすることでFIR型でありながら、伝達関数の極を構成できるため、FIR適応フィルタで検討されている係数更新法をほぼそのまま用いることができること、安定性が保証できること等の特徴から広く用いられている。

図1.(b)に同じ伝達関数の出力誤差型の構成を示す。安定性の問題あること、適応アルゴリズムが適応パラメータ自身による再帰的なフィルタリング処理で求める⁵⁾という問題点があるため、あまり積極的に用いられていない。

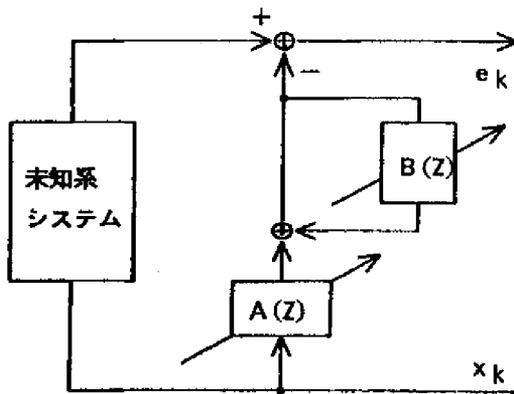


図1.(b) 出力誤差型の構成

3. 適用環境

適応デジタルフィルタを拡声通信系や長距離電話回線等の双方向通信系に適用する場合について説明する。図2に拡散通信系で双方向通話を行う場合の例を示す。送話側Aから受話側Bへの通話を考えると、B側のスピーカ等から出力された信号は室内の壁の音響的反射路を経てマイクに入力され再びA側にエコー信号として戻ってくる。

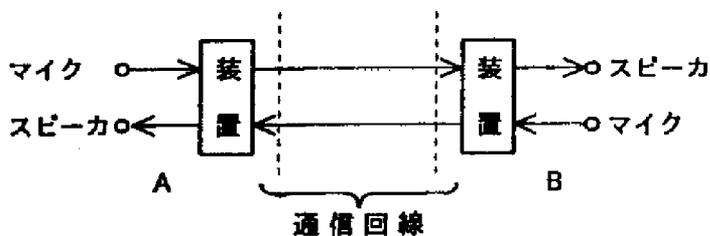


図2.適用する環境の例

このような音響的反射路のインパルス応答長は数百ミリ秒以上と非常に長い。前述したように、回路規模および適応パラメータ更新の演算量の低減のため推定系をIIR型で構成することが必要になる。また、双方向通信(通話)系であるため、両側同時発声および対向側からの発声が当然起こり得、この時には、適応パラメータの更新処理を行わず、出力誤差法のように未知系からの受信信号に対しフィルタリング処理を行わない構成が必要となる。このため、適応パラメータ更新時には方程式誤差型とし、それ以外の時には出力誤差型への切り替えが可能な構成をとる。

4. 適応フィルタの構成

4.1 適応フィルタの構成

図1.(a)の方程式誤差型の時刻 k における誤差 e_k は、 $A(z), B(z)$ が(1)式で表されいると、(2)式のようなになる。尚、 $A(z), B(z)$ の次数はそれぞれ M, N とする。

$$\left. \begin{aligned} A(z) &= \sum_{i=0}^M a_i z^{-i} \\ B(z) &= \sum_{i=1}^N b_i z^{-i} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$e_k = d_k - \sum_{i=1}^N b_i d_{k-i} - \sum_{i=0}^M a_i x_{k-i} \quad (2)$$

未知系からの出力 d_k をフィルタリングする部分は伝達関数が $(1-B(z))$ であり、3.で述べたように出力誤差型に切り替えることを考慮すると、方程式誤差型で更新処理を行っている過程で最小位相特性、つまり、零点が z 平面上の単位円内にあることが必要である。2次のデジタルフィルタでは、その係数値により最小位相の判定が容易であるため、 $(1-B(z))$ の部分を(3)式のように2次のデジタルフィルタの縦属接続で構成する。尚、 L は $N/2$ である。

$$1-B(z) = \prod_{i=1}^L (1 - \alpha_i z^{-1} - \beta_i z^{-2}) \quad (3)$$

図3の三角形内部に根が存在する場合、 $(1-\alpha_1 z^{-1}-\beta_1 z^{-2})$ が最小位相になる。

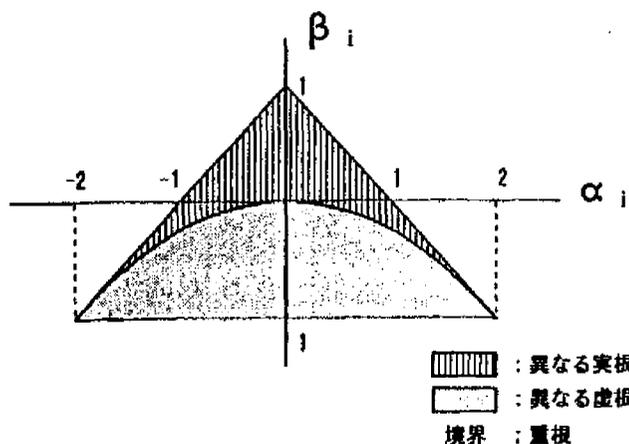


図3. 最小位相の範囲

4. 2 全域通過型フィルタによる位相補償

適応過程で最小位相にならない場合、該当する零点をz平面上で単位円に対し相反な位置に折り返す処理を一般的に行う。今、 $z=z_0$ ($|z_0|<1$)、以外の全ての零点が単位円の内側にあるシステム $G(z)$ を考える。 $G_1(z)$ が $G(z)$ の最小位相部分を表すものとする、 $G(z)$ は(4)式に示すように最小位相フィルタ ($G_1(z)(1-z_0^* z^{-1})$ の部分)と全域通過フィルタ ($(z^{-1}-z_0)/(1-z_0^* z^{-1})$ の部分)の積となる。 $*$ は複素共役を示す。

$$G(z) = G_1(z) (z^{-1} - z_0) \frac{1 - z_0^* z^{-1}}{1 - z_0^* z^{-1}}$$

$$= G_1(z) (1 - z_0^* z^{-1}) \frac{z^{-1} - z_0}{1 - z_0^* z^{-1}} \quad (4)$$

このように、折り返し処理は全域通過型フィルタを縦属接続することと等価であるため、この処理により振幅特性は変わらないが、位相特性が変わることになる。この位相特性の変化により、適応パラメータの更新値に誤修正が加わると考え、更に全域通過フィルタを用いることにより補償する。前述のように、 $(1-B(z))$ を2次の縦属接続としたため、各セクションの係数の値が係数平面の安定領域内にあるか最小位相の判定を行うことができ、また、位相補償が必要な場合に用いる全域通過フィルタの係数を実数にすることができる。表1の零点、極をもつ2次の全域通過フィルタの位相特性を、線形位相フィルタを基準にした

表1. 零点と極の配置

	零点	極	図3の表記
1)	$-1 \pm j$	$(-1 \pm j)/2$	破線
2)	$1 \pm j$	$(1 \pm j)/2$	実線

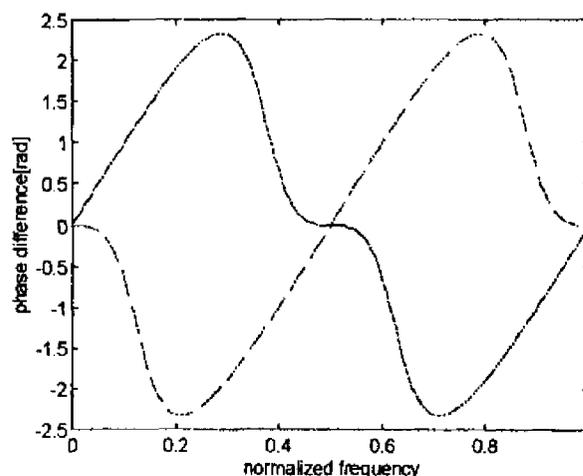


図4. 線形位相との位相差

進相および遅相の様子を図4に示す。2次の全域通過フィルタでは直流からサンプリング周波数までで位相特性が 4π 遅れるため、対応する線形位相フィルタの係数長は5である。

5. 係数の更新法

5. 1 高速再帰最小二乗法の概略

高速再帰最小二乗法⁷⁾ (高速RLS) による方程式誤差法の適応パラメータの算出法を簡単に説明する。適応パラメータ系列ベクトル \mathbf{h}_k , 入力信号系列ベクトル \mathbf{u}_k を以下のようにする。ここで、 T は転置を示す。

$$\mathbf{h}_k = (a_1, a_2, \dots, a_M, b_1, b_2, \dots, b_N)^T$$

$$\mathbf{u}_k = (x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-M}, d_{k-1}, d_{k-2}, \dots, d_{k-N})^T$$

推定系の出力 $d_k' = \mathbf{u}_k^T \mathbf{h}_k$ はであるため、誤差信号 e_k は $e_k = d_k - d_k'$ となる。この誤差信号の電力 J_k が最小になる条件を求めると(5)式の正規方

程式が得られる。尚、 Φ_k および θ_k は、それぞれ、 u_k の自己相関行列、未知系の出力系列ベクトルと u_k の相互相関ベクトルである。 Φ_k が特異でない
と仮定すると、 h_k は以下のように求められる。

$$h_k = \Phi_k^{-1} \theta_k \quad (5)$$

(5)式の Φ_k^{-1} と θ_k を再帰的に求め、更に、信号のシフト特性を利用して演算量の削減を図った方法が高速RLSである。RLSでは適応パラメータの更新処理の乗算回数は $O(M^2 + N^2)$ であるが、高速RLSでは $O(M + N)$ と少ない。オーダ的には、最も簡易なLMSと同等であるが、適応パラメータの収束性能が良い。文献7)ではラティス型のデジタルフィルタについて述べており、ここでは、2次の縦属型に適用可能なように修正して用いる。

5. 2 適応法

適応パラメータ係数更新には用い、図5.(a)の構成でのみ適応動作を行う。以下にその概要を示す。

適応処理：

- (1) 係数 $\alpha_i, \beta_i (i=1 \sim L)$ の初期値をゼロとする。
- (2) 高速RLSにより $(1 - \alpha_L z^{-1} - \beta_L z^{-2})$ と $A(z)$ の係数を求める。この間L未満の各2次のセクションの係数は固定とする。

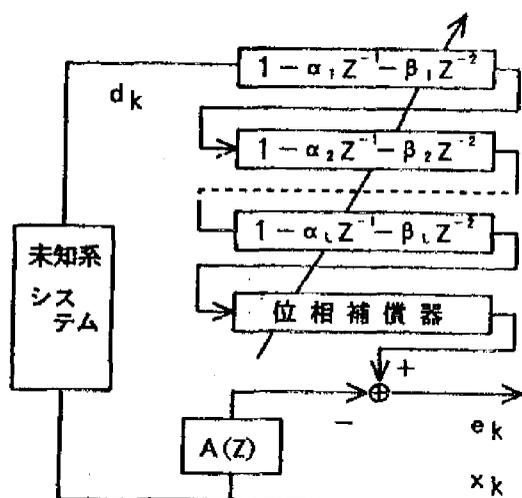


図5.(a) 適応処理時の構成

- (3) $(1 - \alpha_L z^{-1} - \beta_L z^{-2})$ が最小位相か判定し、必要ならば、2.で述べた零点の折り返し処理を行う。この時にあらかじめ零点の位置から決定した位相補償を行う。
- (4) 第iセクション($i < L$)の係数を第(i+1)セクションへコピーする。第Lセクションの係数は第1セクションへコピーする。(2)へ。

例外処理：

両者同時発声および対向側からの発声が発声した場合(送受信信号間の電力の差等により判定する)には、適応処理を中止し、図5.(b)の構成をとり処理(エコー抑圧処理)を行う。図の z^{-D} は位相補償器の直流からサンプリング周波数までの合計位相遅れに対応する遅延である。

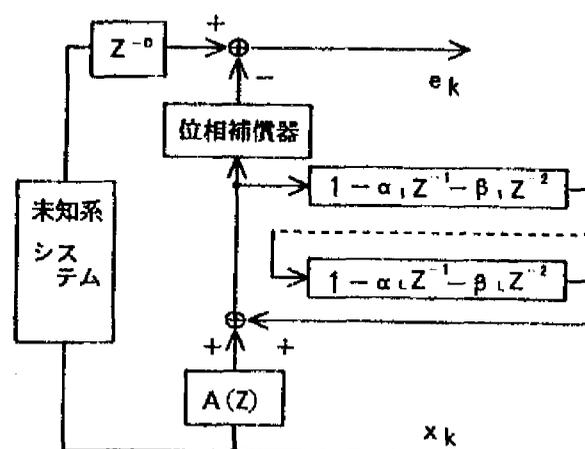


図5.(b) 適応処理時以外の構成

5. まとめ

双方向通信系に適用することを考慮した位相補償器縦属型のIIR型適応フィルタの構成および適応法を示した。今後は、(1)適応過程で最小位相特性の制約をかさず出力誤差型に変更する時に安定化を図る方法との特性の違い、(2)観測雑音が存在する時の動作について検討を行う予定である。

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,1124/1131(1987)
- 2) 尾関,梅田:アフィン部分空間への直交変換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,126/132(1984)
- 3) 矢萩,斉藤:インパルス応答の分割推定に基づいた並列型カルマンフィルタによるエコーキャンセラ,信学論A,Vol.J69-A,138/149(1986)
- 4) 黒沢,井戸,辻井: I I R形学習同定法に関する考察,信学論B Vol.J68-B,1229/1234(1985)
- 5) B.Widrow,S.D.Sterns:Adaptive Signal Processing,154/161,Prentice-Hall(1985)
- 6) V.L.Stonick:Time-Varying Performance Surfaces for Adaptive IIR Filters:Geometric Properties and Implications for Filter Stability,IEEE Trans. on SP Vol.43-1,29/42 (1995)
- 7) S.Haykin:Adaptive Filter Theory,586/598, Prentice-Hall(1991)