

極制御 2 次 IIR 形 ADF の並列接続によるエコーキャンセラの収束性能改善

正 員 内 匠 逸[†] 正 員 畑 雅 恭[†]

Improvement of Convergence Characteristics of a Pole-Controlled IIR Echo Canceled

Ichi TAKUMI[†] and Masayasu HATA[†], Members

あらまし 既に著者らは、独立制御される 2 次 IIR 型 ADF (Adaptive Digital Filter) の並列接続によるエコーキャンセラを提案している。このエコーキャンセラにおいては、各 2 次 IIR 型 ADF が独立に制御される。ADF の極は、最初エコー経路の伝達特性に基づいて略配置された後、極の微小制御によってエコー経路の有する極に近づけられていく。しかし略配置された位置によっては微小制御がうまく動作しない場合がある。本論文では、先に検討した極微小制御方式の課題を挙げ、その原因を明らかにした。また、2 次 IIR 形 ADF とエコー経路の極の関係から求める等 ERLE 曲線の考え方を示した。更に、極の微小制御において使用される補助極の決め方に対して、等 ERLE 曲線を導入することによる新しい補助極決定法を提案した。最後に、本補助極決定法を同いた極微小制御のシミュレーション結果を示す。これによれば、本方式を採用したエコーキャンセラは、先に検討した方式によるものに比較して 2 倍以上の収束速度が得られることが明らかとなった。

1. ま え が き

エコーキャンセラは、従来 FIR 形のものが研究され、実用化されてきた。近年、エコー経路として音響エコー経路なども対象として考えられるようになり⁽¹⁾、エコー経路のインパルス応答が長くなったことにより、エコーキャンセラの推定パラメータを少なくする目的で、IIR 形エコーキャンセラが研究されている^{(2)~(5)}。

IIR 形エコーキャンセラは、エコー経路と Adaptive Digital Filter (ADF) との位置関係によって、直並列形と並列形に分けられる。直並列形は ADF 中に信号の巡回する部分を有していないが、エコー経路によって無限長のインパルス応答が作られるため、全体としては IIR 形となる。直並列形には学習同定法などの FIR 形 ADF のための適応アルゴリズムが使用される。通常は安定であるが、ダブルトーク時には直列部分を並列形に切り換える必要があり、その際に安定性

判別が必要となる。分母多項式の因数分解によって安定性判別を行う場合には、その計算量は $O(N^2)$ (N は ADF の次数) である。また、直並列形は雑音に弱いてされている⁽⁴⁾。一方、並列形は ADF 単体で IIR 形となるため、極すなわち分母多項式の修正ごとに安定性判別を行う必要がある。安定性判別に要する計算量は前述同様 $O(N^2)$ である。エコーキャンセラの応用において N が大きくなった場合、実用上計算量が大きな課題となる。それに対して、ADF を 2 次 IIR 形 ADF に分割して構成する方法をとれば、2 次についての安定性条件は明確であるが、各 2 次 IIR 形 ADF の制御方法については明らかにされていない。

我々は既に、2 次 IIR 形 ADF を並列接続したエコーキャンセラにおいて、各 2 次 ADF ごとの対応する誤差を分離し、2 次 ADF ごとに独立して極制御を行う方式を提案している⁽⁶⁾。このエコーキャンセラでは、2 次 ADF ごとの安定性は明確であり、安定性判別に要する計算量の削減が図れる。

エコーキャンセラ中には、係数が適応的に修正される乗算器 (以下、適応乗算器と呼ぶ) が使用されるが、この係数を最適値に近づけ (同定するという)、十分なエコー消去量を得るまでに要する時間 (収束時間) を

[†] 名古屋工業大学電気情報工学科, 名古屋市
Department of Electrical and Computer Engineering, Nagoya
Institute of Technology, Nagoya-shi, 466 Japan

短縮することが實際上重要である。

本論文では、先に提案した極制御の方式を見直し、その残された課題を明らかにする。更に等 ERLE 曲線 の考え方を示し、それを用いて極微小制御方式の改良を行った。この改良方式と改良前の方式をシミュレーションによって比較を行い、収束速度が改善されることを示すことによって本改良方式の有効性を確認した。

2. 極微小制御方式とその課題

ここでは、先に提案した極の微小制御方式について説明し、その残された課題を明らかにする。

2.1 2 次 IIR 形 ADF の独立性

図 1 に、先に提案した IIR 形エコーキャンセラの構成と、被同定エコー経路の関係を示す。エコー経路は、図 1 のように、2 次 IIR フィルタ $\text{path}_1 \sim \text{path}_N$ で表現されるものとし、それらの中心周波数は異なっており、それらの帯域は互いに重ならないものとする。一方、同定のためのエコーキャンセラは 2 次 IIR 形 $\text{ADF}_1 \sim \text{ADF}_N$ の並列接続により構成され、それぞれ個別の誤差検出用フィルタ $F_i(z)$ を有している。極の微小制御を行う前に $\text{ADF}_1 \sim \text{ADF}_N$ の極は、エコー経路の伝達特性から略配置される。 ADF_i の極は path_i の極に

ほぼ等しく略配置されているものとする。誤差検出用フィルタ $F_i(z)$ の極は ADF_i の極と同じ値に設定される。従って、極微小制御の前段階で、 path_i , ADF_i , $F_i(z)$ の中心周波数、帯域幅はほぼ一致している。 path_i の中心周波数、帯域は他の path_j と周波数軸上で異なっているため、出力 Y_i と Y_j は互いにほぼ直交関係にある。特に、極が単位円に近い場合にはその直交性が強くなる。また同様に、 ADF_i の出力 \hat{Y}_i も他の \hat{Y}_j とはほぼ直交関係にある。

ここで誤差信号 E_i の性質について考える。 E_i の電力を P_i とすると、 Y_i および \hat{Y}_i は他の Y_j , \hat{Y}_j と直交しているため

$$P_i = \sum_{k=1}^N \int_0^{2\pi} |F_i(e^{j\omega})|^2 |Y_k(e^{j\omega}) - \hat{Y}_k(e^{j\omega})|^2 d\Omega \quad (1)$$

と表すことができる。ここで Ω は基格化周波数であり、 $Y_k(e^{j\omega})$, $\hat{Y}_k(e^{j\omega})$ はそれぞれ Y_k , \hat{Y}_k の離散フーリエ変換、 $F_i(e^{j\omega})$ は誤差検出フィルタの伝達関数とする。式(1)は、 $Y_k - \hat{Y}_k$ の信号が誤差検出フィルタ $F_i(z)$ を通過した後の信号の電力の k に関する総和が P_i となることを表している。 $F_i(z)$ の通過帯域と $Y_k - \hat{Y}_k$ の周波数スペクトルが、周波数軸上で異なっている ($i \neq k$ のとき)。従って $Y_i - \hat{Y}_i$ の電力が他の $Y_j - \hat{Y}_j$ と同程度かそれ以上であれば、

$$P_i \approx \int_0^{2\pi} |Y_i(e^{j\omega}) - \hat{Y}_i(e^{j\omega})|^2 d\Omega \quad (2)$$

となる。但し、ここで $F_i(e^{j\omega})$ の通過帯域の利得を 1 と仮定した。式(2)は誤差検出フィルタ $F_i(z)$ が同定誤差 (Identification Error) E から $Y_i - \hat{Y}_i$ を選択的に取り出すことを意味する。従って E_i をもとにして ADF_i を制御すれば、他の ADF_j と path_j の影響は無視できる。

エコー経路としては本来、多数の極からなる系を想定すべきである。しかしながら、実際のエコー経路より得られた有限時間長のサンプルについては、サンプル長の有限性ゆえに周波数分解能はサンプル時間の逆数のオーダーとなる。このことは時間と周波数の不確定性に基づく事実である。従って我々は、たとえ非常に多くの極をもつエコー経路であっても、平均化処理を行う時間長で定まるオーダーの周波数分解能でもってしか同定はできないことになる。すなわち、その分解能以下に近接した極は重みの異なる一つの極として同定されることになるので、エコー経路を有限個の 2 次 IIR セクションの並列接続でもって近似するものとする。また、ADF については、分解能以下に近接した極

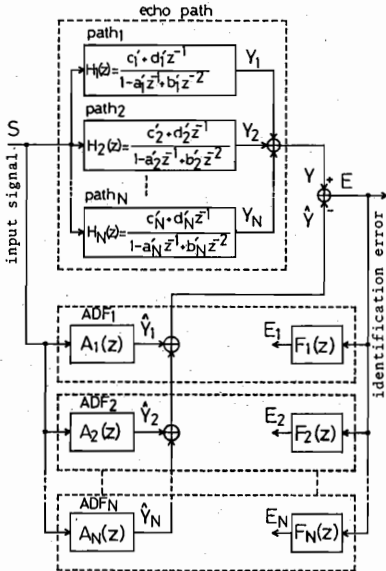


図 1 エコーパスモデルと 2 次 IIR 形 ADF の並列接続によるエコーキャンセラ

Fig. 1 Echo path model and echo canceler with parallel connected 2nd order IIR-ADF.

5 個の $J(j)$ を比較し、最も大きい値をもつ j を見つけて、 P_j を新たに主 ADF の極とする。そして、 $P_1 \sim P_4$ を P_0 の周りに設定し直して、これを繰り返す。 $J(0)$ が最大の場合には、 P_0 は変更されないが、 P_0 と $P_1 \sim P_4$ の距離が半分となるように $P_1 \sim P_4$ を設定し直して繰り返す。これによって P_0 は次第にエコー経路の極の位置に近づいていく。

2.3 残された課題

先に提案した極の微小制御方式について前述したが、この方式を用いた場合、以下のような問題が生ずる。

(1) 微小制御を行う前の初期段階で、 P_0 と $P_1 \sim P_4$ の距離の決め方が難しい。

(2) P_0 の位置を変更する回数に対して、 $P_1 \sim P_4$ との距離を半分にする回数が多く、極の制御に対してむだが多い。図 7 に示される前方式のシミュレーションでは、 P_0 の位置変更が 35 回に対して、距離を半分にする回数が 15 回にのぼる。

(3) 他の 2 次セクションとの干渉がある場合や、エコー経路の入力信号 S の性質が時間的に偏る場合には、 P_0 と $P_1 \sim P_4$ の距離を半分にすることが適当でないにもかかわらず半分にしてしまうことがある。これが度重なると、 P_0 と $P_1 \sim P_4$ の距離が、 P_0 とエコー経路の極との距離に比べて極端に小さくなり、 P_0 はエコー経路の極に到達できない。例えば、図 4 のように、 U_1 , U_2 の位置にエコー経路の極があり、 U_1 , U_2 から等距離の点 A_1 , A_2 に 2 組の 2 次 IIR 形 ADF の極が略配置された場合、 A_1 , A_2 は微小修正の方向を迷ってしまう。そのうち、補助極との距離が小さくなり、 U_1 , U_2 に到達できなくなる (図 8 の前方式の特性に相当する)。

(4) ADF の極が収束した後では、補助極との距離が非常に短くなっているため、エコー経路の極が移動しても追従できない。

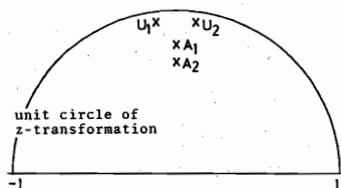


図 4 エコー経路の極 U_1 , U_2 と ADF の初期状態の極 A_1 , A_2

Fig. 4 Poles of echo path U_1 , U_2 and poles of ADF A_1 , A_2 of initial condition.

以上に挙げた課題は、補助極との距離が状況に応じて自由に変化できないことが原因となっている。エコー経路の極位置と ADF の極位置の誤差の大きさによって P_0 と $P_1 \sim P_4$ との距離を制御することが望ましい。

3. 新しい補助極位置決定法

本章では、等 ERLE 曲線の考え方を述べると共に、この等 ERLE 曲線に基づいた補助極位置の決定法について提案する。

3.1 等 ERLE 曲線

2.1 において、本エコーキャンセラでは、2 次のエコー経路モデルと 1 組の 2 次 IIR 形 ADF に帰着して議論してよいことを示した。いま、エコー経路の伝達関数 $H(z)$ と 2 次 ADF の伝達関数 $H_0(z)$ を

$$H(z) = a/(1 - 2r \cos \theta z^{-1} + r^2 z^{-2}) \quad (6)$$

$$H_0(z) = a_0/(1 - 2r_0 \cos \theta_0 z^{-1} + r_0^2 z^{-2}) \quad (7)$$

とする。この場合、それぞれのインパルス応答 $h(n)$, $h_0(n)$ は、

$$h(n) = ar^n \sin(n+1)\theta / \sin \theta \quad (8)$$

$$h_0(n) = a_0 r_0^n \sin(n+1)\theta_0 / \sin \theta_0 \quad (9)$$

となる。更に、エコー経路への入力信号 S が白色信号であり、その電力が s^2 とすると、同定誤差の電力 E^2 は

$$\overline{E^2} = s^2 \sum_{n=0}^{\infty} (h(n) - h_0(n))^2 \quad (10)$$

で与えられる⁽¹⁾。更に変形して

$$\overline{E^2} = s^2 (q_2 a_0^2 - 2q_1 a a_0 + q_0 a^2) \quad (11)$$

但し、

$$q_0 = \sum_{n=0}^{\infty} \{r^n \sin(n+1)\theta\}^2 / \sin^2 \theta$$

$$q_1 = \sum_{n=0}^{\infty} r^n r_0^n \sin(n+1)\theta \sin(n+1)\theta_0 / \sin \theta \cdot \sin \theta_0$$

$$q_2 = \sum_{n=0}^{\infty} \{r_0^n \sin(n+1)\theta_0\}^2 / \sin^2 \theta_0$$

となる。 a_0 は ADF の適応乗算器の係数であり、 $\overline{E^2}$ が最小となるように制御されるため

$$\overline{E^2} = \left(q_0 - \frac{q_1^2}{q_2} \right) a^2. \quad (12)$$

一方、エコー経路の出力電力 $\overline{Y^2}$ は

$$\overline{Y^2} = q_0 a^2 \quad (13)$$

となるため、エコー消去量 ERLE は

$$\text{ERLE} = -10 \cdot \log_{10} \left(1 - \frac{q_1^2}{q_0 q_2} \right) \quad (14)$$

で与えられる。式(14)によれば、エコー経路の極の位置 (r, θ) と ADF の極位置 (r_0, θ_0) よりそのときの

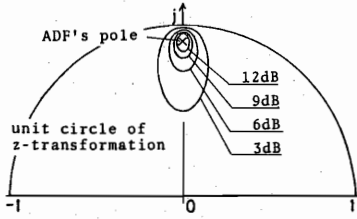


図5 等 ERLE 曲線
Fig. 5 Equal-ERLE contour.

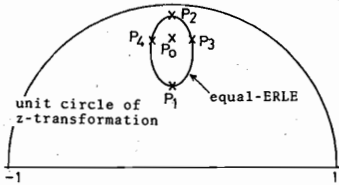


図6 新しい補助極の決定法
Fig. 6 New method for co-poles selection.

ERLEが計算できる。逆に (r_0, θ_0) とERLEがわかれば、 r と θ の関係が与えられ、その関係を満足する曲線上にエコー経路の極が存在する。この曲線を等ERLE曲線と呼ぶ。図5に、 $r_0=0.90$ 、 $\theta_0=90^\circ$ のときの等ERLE曲線を示す。ERLEが3, 6, 9, 12 dBについて描いてある。

3.2 新しい補助極位置決定法

3.1では、エコー経路が2次で、エコーキャンセラも2次IIR形ADFが1個の場合に帰着して述べた。図1の全体の構成から見ると、式(14)のERLEは、式(4)のIERLEに相当する。式(4)中には \bar{Y}^2 なる値が使われているが、これはシミュレーションにおいてのみ計算できる値であって、実際のエコー経路では得られない。そこでここでは、 \bar{Y}^2 の代わりに \bar{Y}_f^2 を用いる。ある程度IERLEが高くなった状態では、

$$\bar{Y}_f^2 \approx \bar{Y}^2 \quad (15)$$

が成り立つ。 \bar{Y}_f^2 を用いたときはIERLEと区別してIERLE'と表す。

各2次IIR形ADFについてIERLE'という形で擬似的にIERLEが求まった場合、それぞれ2次ADFの極を囲むように等ERLEの曲線が描ける。エコー経路の極がこの等ERLE曲線上にあるため、図6に示されるように、4個の補助極 $P_1 \sim P_4$ もこの等ERLE曲線上に配置するのが妥当である。この補助極決定法によれば、2.3に挙げた問題点はすべて解決する。

具体的に $P_1 \sim P_4$ の位置は以下の式によって決定する。

$$\angle P_1 = \angle P_2 = \angle P_0 \quad (16)$$

$$\angle P_4 - \angle P_0 = \angle P_0 - \angle P_3 = \Delta\theta \quad (17)$$

$$\sin^2 \Delta\theta = \frac{-(1-r_0^4)^2 \{2\beta r_0^2 + (1-r_0^2)^2\}}{8\beta r_0^6} + \frac{(1-r_0^2)^2 \sqrt{4\beta r_0^2(1+r_0^2)^3(1+r_0^6) + (1-r_0^4)^4}}{8\beta r_0^6} \quad (18)$$

$$|P_3| = |P_4| = |P_0| = r_0 \quad (19)$$

$$|P_1|, |P_2| = \sqrt{\frac{\beta r_0^2 \pm \sqrt{1-\beta}(1-r_0^4)}{1+(\beta-1)r_0^4}} \quad (20)$$

但し β はIERLEの関数で

$$\text{IERLE} = -10 \cdot \log_{10}(1-\beta) \quad (21)$$

とする。式(18)、(20)は、式(14)から $\theta_0=90^\circ$ として求めた。従って、2次IIR形ADFの極の偏角 θ_0 が 90° からずれるに伴って、 $P_1 \sim P_4$ の位置は等ERLE曲線からずれていく。しかし、 P_0 から $P_1 \sim P_4$ までの距離と、 P_0 から等ERLE曲線までの距離はオーダ的に一致する。

また、エコー経路の極が等ERLE曲線上にあるとしても、図6で示される補助極と一致していることは稀であるから、極 P_0 の位置修正が過大にならないように、等ERLE曲線の多少内側に補助極を配置してもよい。4.のシミュレーションでは、補助極の位置は、等ERLE曲線上の点と P_0 の中間点に選んだ。

本方式を用いる場合には、特に安定性判別を行う必要がないが、式(16)~(20)によって4個の補助極 $P_1 \sim P_4$ を単位円内の適切な位置に設定しなくてはならない。特に式(18)、(20)では平方根の計算が必要である。しかしながら、式(5)の $J(j)$ を求めるために、例えば1,024データの平均を行うとすれば、極の修正は $1,024 T$ (T はサンプル周期)につき1回となる。2次IIR形ADFの個数が1,024個以下であれば、各2次ADFの極修正の時刻を T ずつずらすことによって、 $1T$ の間に1個の2次ADFだけが極の修正をすることになる。すなわち、 $1T$ の間に式(16)~(20)を1度だけ計算すれば済む。補助極決定のために要する計算量は、次数によらない定数となる。各2次ADFが独立であるため、ADF全体の次数が変化しても式(16)~(20)の計算に必要な精度は変化しない。本文のADFが $1T$ の間に行う全乗算回数は $32N$ 強 (N はADFの次数) すなわち $O(N)$ となる。一方、分母多項式を因数分解して安定判別を行う他の方式のIIR形ADFでは、安定性の判別に必要な計算量は $O(N^2)$ である。従って、本文のADFの方が計算量的に有利である。

4. シミュレーション結果

本章ではシミュレーション結果を示し、先に提案した方式との比較によって、本論文で提案した補助極位置決定法の有効性を示す。

シミュレーションに用いたエコー経路モデルは、図 1 に示されるような 2 次 IIR 形フィルタの並列構成であるが、簡単のために $d_i=0$ とした。また、2 次 IIR 形 ADF の伝達関数 $A_i(z)$ は

$$A_i(z)=c_i/(1-a_iz^{-1}-b_iz^{-2}) \tag{22}$$

とし、 a_i , b_i , c_i はすべて適応的に制御される。式 (5) の $J(j)$ と IERLE の計算は 1,024 データの平均を行っている。シミュレーション結果の図の横軸はこの平均値を求めた回数をとってある。

図 7 は、エコー経路の極が $0.99 \exp(\pm j90^\circ)$ にあり、2 次 IIR 形 ADF の極の初期位置を $0.98 \exp(\pm j90.7^\circ)$ として、極の微小制御を行った結果である。本論文の方式は、前提案方式に比べて、2 倍の収束速度が得られている。

図 8 は、エコー経路の極が $0.99 \exp(\pm j90^\circ)$ と $0.99 \exp(\pm j92^\circ)$ にあり、2 次 IIR 形 ADF の極の初期位置を $0.9630 \exp(\pm j91^\circ)$ と $0.98 \exp(\pm j91^\circ)$ に選んで極の微小制御を行った結果である。エコー経路の極と、ADF の極の初期位置は図 4 に示される配置となつて

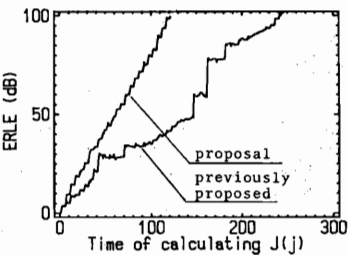


図 7 従来方式との比較
Fig. 7 Comparison with previously proposed method.

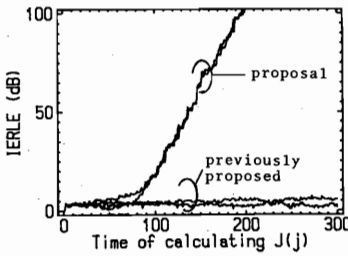


図 8 従来方式との比較
Fig. 8 Comparison with previously proposed method.

いる。先に提案した極微小制御方式では 2 次 ADF が互いに干渉し合つて、極位置の修正方向がなかなか定まらない。そのうち主 ADF の極に補助 ADF の極が近接してしまい、極位置の修正量が小さいためにエコーパスの極の位置まで達することができなくなる。そのため IERLE が増加しない。一方、本論文で提案した方式による場合、はじめのうちは、同様に干渉し合い IERLE が増えないが、2 組の 2 次 ADF の極が干渉しなくなる程離れた時点から IERLE は急激に増加している。

上記の条件以外のものについてもシミュレーションによって比較した結果、収束速度が 2 倍以上に速くなることが確認できた。

5. む す び

本論文では、既に提案した IIR 形エコーキャンセラの極位置の微小制御において、4 個の補助極の位置の決定法として、その時点でのエコー消去量 IERLE の値に基づいて決定する方式を提案した。更に、シミュレーションによって、先に提案した方式との比較を行い、収束速度が 2 倍以上に改善されることを確認した。

雑音によって受ける影響の検討や実際のエコー経路に対する適用検討は今後の課題である。

文 献

(1) 古川, 安川, 島田: “音響エコーキャンセラの所要タップ長に関する一考察”, 信学論(B), **J70-B**, 1, pp.48-55(昭 62-01).
(2) 黒澤, 早乙女, 坂庭, 辻井: “安定性の判別の安易な IIR 形エコーキャンセラ—2 次の継続構成による”, 信学論(B), **J69-B**, 1, pp.1-6(昭 61-01).
(3) 黒澤, 趙, 辻井: “2-channel Lattice Filter を利用した新しい IIR 形適応アルゴリズム”, 信学論(B), **J68-B**, 1, pp.1223-1228(昭 60-11).
(4) 黒澤, 辻井: “IIR 形適応アルゴリズムの並列形構成に関する考察”, 信学論(B), **J69-B**, 5, pp.485-491(昭 61-05).
(5) 小林, 伊藤: “直交関数系を用いた適応ディジタルフィルタ”, 信学論(B), **J70-B**, 5, pp.557-564(昭 62-05).
(6) 内匠, 畑: “極制御 IIR 形 ADF の一形式”, 信学論(A), **J71-A**, 2, pp.395-403 (昭 63-02).

付 録

IIR 形 ADF の学習同定法による制御

並列形 IIR-ADF の制御は、ADF の巡回部分に入っている適応乗算器の係数の変化を無視すれば、学習同定法によって制御する方法も考え得る。以下に本文の方式の制御特性の比較のために検討を行う。2 次の IIR 形 ADF の制御式は次式となる。

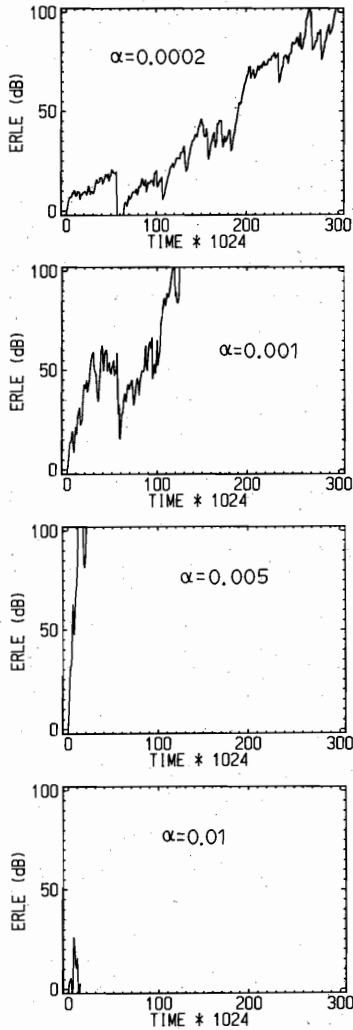


図 A-1 学習同定法による 2 次 IIR 形 ADF の制御
Fig. A-1 ERELE of 2nd order IIR-ADF controlled with learning identification method.

$$a(n+1) = a(n) + \alpha \cdot e(n) \cdot y_a(n) / p(n) \quad (\text{A} \cdot 1)$$

$$b(n+1) = b(n) + \alpha \cdot e(n) \cdot y_b(n) / p(n) \quad (\text{A} \cdot 2)$$

$$c(n+1) = c(n) + \alpha \cdot e(n) x(n) / p(n) \quad (\text{A} \cdot 3)$$

$$p(n) = y_a^2(n) + y_b^2(n) + x^2(n) \quad (\text{A} \cdot 4)$$

$$y_a(n) = \partial y(n) / \partial a$$

$$= \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{z^{-1}}{1 - az^{-1} - bz^{-2}} Y(z) z^{n-1} dz \quad (\text{A} \cdot 5)$$

$$y_b(n) = \partial y(n) / \partial b$$

$$= \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{z^{-2}}{1 - az^{-1} - bz^{-2}} Y(z) z^{n-1} dz \quad (\text{A} \cdot 6)$$

但し, a, b, c は, 式(22)の a_i, b_i, c_i に対応する。 $x(n)$ は時刻 n における適応乗算器 c への入力信号で

あり, $Y(z)$ は ADF 出力の z 変換である。式(A・5)(A・6)の算出には, ADF 出力を入力とする 2 次 IIR フィルタが 1 個必要となる。

図 7 のシミュレーションと同じエコー経路を, 学習同定法で制御される 2 次 ADF で同定した。その結果を図 A・1 に示す。ADF の極の初期位置は, 図 7 の場合と同じである。図 A・1 のグラフの横軸は図 7 のグラフと時間的に一致させてある。 α を大きくすれば収束速度は増すが, 大き過ぎるときには発散する。これらのシミュレーション結果を本文の方式と比較すると, ERELE の変化が非常に不安定であり, α の値に影響されやすいことがわかる。ADF の有している極の位置などの条件による α の適切な決定法が目下のところ明確にされていない。

(昭和 62 年 7 月 2 日受付, 8 月 31 日再受付)



内匠 逸

昭 57 名工大・工・電子卒, 昭 59 同大学院修士課程了。同年沖電気工業㈱入社。60 年 12 月より名工大電気情報工学科助手。デジタル信号処理, 特にエコーキャンセラの研究に従事。



畑 雅恭

昭 33 名工大・工・電気卒。同年沖電気工業㈱入社。以来, デジタル通信方式, デジタル回路, ミリ波通信機器の研究開発に従事。昭 60 同社退職, 同年 4 月より名工大電気情報工学科教授。工博(東工大)。