

極制御 IIR 形 ADF の一形式——独立制御される並列 2 次 IIR 形 ADF による音響エコーキャンセラ——

正 員 内 匠 逸[†] 正 員 畑 雅 恭[†]

A Pole-Controlled Acoustic Echo Canceler by means of Parallel Connected Independent Second Order IIR ADFs

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

あらまし 音響エコーを除去することを目的とした IIR 形エコーキャンセラの構成法を提案した。本エコーキャンセラは、2 次の IIR 形適応デジタルフィルタ (ADF) の並列接続によって構成される。その特徴は、IIR 形 ADF で最も大きい課題である安定性が保証される点、各 2 次 IIR 形 ADF がそれぞれ独立に制御される点、各 2 次 IIR 形 ADF ごとに誤差検出を行う点、音響エコー経路の有する遅延を効率的に実現する点などにある。次に、3 ステップからなるエコーキャンセラの制御法を説明した。ステップ 1 で ADF の極を略配置した後、ステップ 2 の零点制御を行いながら、ステップ 3 の極の微小制御を行う方式である。更に、本エコーキャンセラの制御動作のシミュレーション結果を示し、極の制御性能および各 2 次 IIR 形 ADF の独立性について検討した。その結果、エコー経路の有する極の近接度により独立性に影響を受けることが明らかとなった。また、制御により高いエコー除去特性が得られた。

1. ま え が き

音響エコーキャンセラは、遠隔会議システム等において、スピーカ・マイク間の音響経路を通して発生するエコーとほぼ等しい信号 (擬似エコー信号) を作り出して消去を行う。この動作を同定 (Identification) という。音響用エコーキャンセラとして FIR 形適応デジタルフィルタ (ADF) を用いる検討がなされている^{(1),(2)}。しかし、一般的な会議室では、エコーの残響時間が数 100 ms 程度あり、FIR 形 ADF で十分なエコー消去量を得るためには、FIR 形 ADF の次数が数千次に及び⁽¹⁾、実用化の障害となっている。

IIR 形 ADF は少ない次数で長いインパルス応答を有し得るため、音響エコー経路などの長いインパルス応答を有するエコー経路に対するエコーキャンセラへの適応が有望視されており、IIR 形エコーキャンセラに関する報告も少なくない⁽³⁾⁻⁽⁵⁾。

IIR 形 ADF の実現上の問題は、極制御においてフィルタの安定性を確保しなければならない点と、係数が

逐次修正される乗算器 (以後、適応乗算器と呼ぶ) に入力される信号が相互に相関を有することによって乗算器の係数が相互干渉を起し、最適値に達するために要する時間 (収束時間) が著しく増加する現象を防止しなくてはならない点にある。

相互干渉を防ぐ方法としては、適応乗算器に入力される信号を互いに直交化して独立に制御する方式がある。使用される直交関数として、連続時間系のも⁽⁶⁾と離散時間系のも⁽⁷⁾がそれぞれ考えられており、具体的なエコーキャンセラとしての構成法も検討されている⁽⁵⁾。これらは厳密な直交性を求める方式であり、2 次 IIR 形 ADF の縦続で構成される。しかし、極の制御は行っていない。

本論文では、主に音響エコーの消去を目的とした、IIR 形エコーキャンセラの一構成法を提案すると共に、従来困難とされてきた極制御を含めた制御方式を提案する。本論文では、2 次有理伝達関数を有する 2 次セクションの並列接続でエコー経路を表現するとき、各 2 次セクションの有する通過帯域が周波数軸上で互いに重なり合わない程度まで、エコー経路の有する極が互いに離れているものと仮定して考える。更にこの仮定が成り立たないエコー経路の同定についても

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

考察を加える。本文のエコーキャンセラは、安定性条件の明確な2次IIR形ADFの並列接続によって構成する。前述の仮定のもとで、エコー経路の各2次セクションに2次ADFを1対1に対応させると、各2次ADFの通過帯域は互いに重なり合わないため、それらの出力は互いにほぼ直交し、制御に関して独立性が保証される。それぞれの2次ADFは、異なる誤差信号によって極および零点の修正が行われるため、各2次ADFごとに独立した制御となる。また、各2次IIR形ADFの極は z 平面上の単位円内にあるという条件のもとで適切な位置に配置されるため安定性も確保される。本文では、極制御のシミュレーション結果を通して、本制御方式の有効性を示す。

2. 音響エコー経路について

音響エコー経路への入力信号を $x(m)$ 、音響エコー経路のインパルス応答を $h(n)$ とするとエコー経路からの出力 $y(n)$ は

$$y(n) = h(n) * x(n) \tag{1}$$

となる。但し $*$ は畳込みを表す。一方、エコーキャンセラの有するインパルス応答を $\hat{h}(n)$ とすると擬似エコー信号 $\hat{y}(n)$ は

$$\hat{y}(n) = \hat{h}(n) * x(n) \tag{2}$$

となる。従ってエコー除去後の消去誤差 $e(n)$ の平均電力 $\overline{e^2(n)}$ は、 $x(n)$ が白色信号とすれば、

$$\overline{e^2(n)} = \overline{x^2(n)} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \{h(n) - \hat{h}(n)\}^2 \tag{3}$$

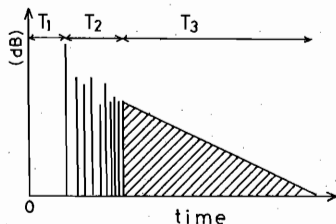


図1 音響エコー経路のインパルス応答の構造⁽¹²⁾
Fig. 1 Structure of impulse response of acoustic echo path.

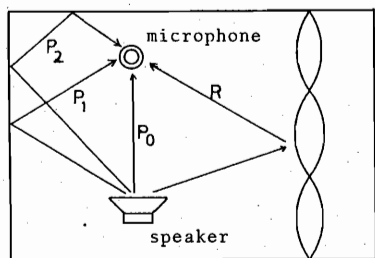


図2 室内の音響エコー経路
Fig. 2 Acoustic echo paths in a room.

で表すことができる⁽¹⁾。式(3)より、消去誤差を小さくするためには $h(n)$ と $\hat{h}(n)$ が同じ形でなくてはならない。

音響エコー経路のインパルス応答は一般に図1の構造となる。 T_1 の時間は音がスピーカからマイクへ伝播するために要する時間で、応答が全くない。 T_2 は音が直接もしくは数回壁で反射してマイクに入る時間領域である。図2における $P_0 \sim P_2$ の経路を伝搬した音が応答となる。音が室内全体に広がった後の時間 T_3 では、部屋が共鳴器となり共鳴音がマイクに入る。図2の R に相当する。直方形の室内を共鳴器とみた場合には、その固有振動の周波数 f は次式で与えられる⁽⁸⁾。

$$f = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{n_x}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{n_y}{L_y}\right)^2 + \left(\frac{n_z}{L_z}\right)^2} \tag{4}$$

但し、 c は音速、 L_x, L_y, L_z は部屋の三辺の長さ、 n_x, n_y, n_z は0または正の整数である。

T_1 はスピーカとマイクの距離により、10 ms から 20 ms 程度と考えられる。 T_2 は部屋の大きさによるが、数十 ms から 100 ms 程度と考えられる。一方、 T_3 は数百 ms に達する。

以上のことから、 T_2 の領域の応答は FIR 形エコーキャンセラで消去するのが適当であるが、 T_3 の領域は IIR 形エコーキャンセラの適用が有望である。以後の議論では T_2 の領域の応答は既に消去されており、 T_3 の応答のみを消去するものとする。

いま、 T_3 の部分を作り出すエコー経路を離散時間系の2次IIRフィルタの並列モデルで考える。エコー経路の残響時間 nT_s (T_s はサンプリング周期)と2次IIRフィルタの極の z 平面上での原点からの距離 r との関係は次式となる⁽⁹⁾。

$$-60(\text{dB}) = 10 \cdot \log_{10}(r^{2(n+1)}) \tag{5}$$

サンプリング周波数 8 kHz、残響時間 100 ms を仮定すると、 $r = 0.9914$ となる。残響時間が更に長いときには r はより1に近くなり、極が単位円に近づく。このことから、音響エコー経路を離散時間の有理関数で考えた場合、極が原点から 0.99 以上の距離の極めて単位円に近い点に存在する。

3. IIR 形エコーキャンセラの構成

本章では、提案する IIR 形音響エコーキャンセラの構成とその特徴について述べる。

3.1 エコーキャンセラの構成

図3に本論文で提案する音響エコーキャンセラの構

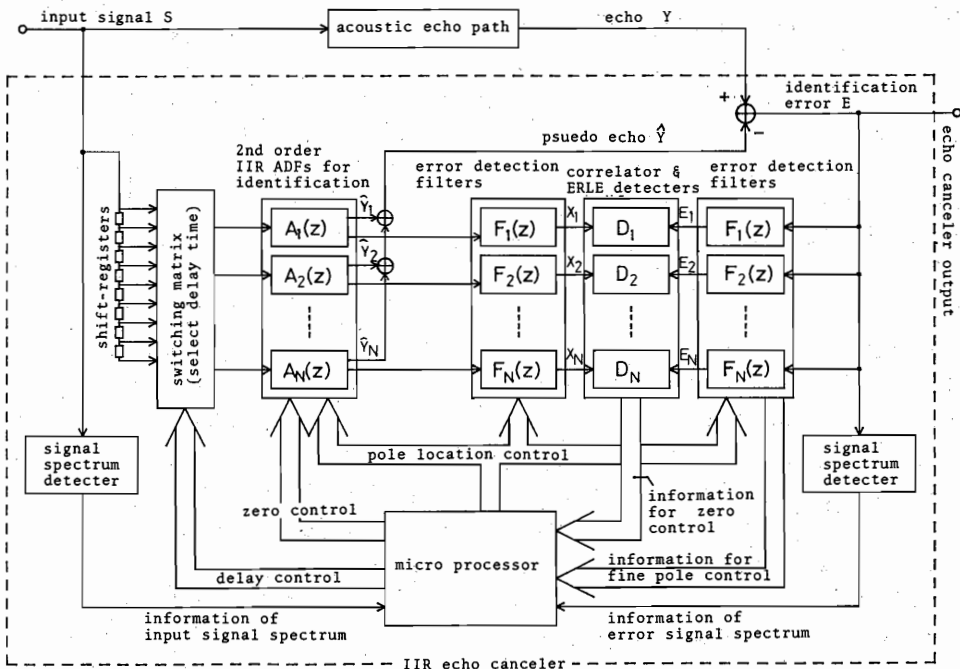


図3 音響エコーキャンセラの構成
Fig. 3 Structure of proposed acoustic echo canceler.

成図を示す。本エコーキャンセラは主に、同定用 IIR 形 ADF、誤差検出用フィルタ、相関およびエコー消去量 (Echo Return Loss Enhancement : ERLE) 検出器、スペクトル検出器、シフトレジスタとスイッチングマトリクスからなる。

同定用 IIR 形 ADF は、エコー信号 Y を消去するための擬似エコー信号 \hat{Y} を作り出す。この ADF は、複数の 2 次 IIR 形 ADF からなる。また、誤差検出用フィルタは 2 次 IIR 形 ADF と同数の 2 次 IIR フィルタからなる。この誤差検出用フィルタは同定誤差 E を入力するものと、同定用 ADF からの信号を入力とするものの 2 組設けてある。これらの出力 X_i と E_i によって $A_i(z)$ の零点制御や極制御を行う。同定用 2 次 IIR 形 ADF と誤差検出用 2 次フィルタの具体的回路を図 4 に示す。なお、乗算器 n_i は誤差検出用フィルタの利得を 1 に規格化するためのものである。

シフトレジスタとスイッチングマトリクスは、図 1 における $T_1 + T_2$ の遅延を作り出す。入力信号 S は多くの場合音声信号であるため断続的である。無音状態が続いた後に、 S が入力されてから Y が出力されるまでの時間を測定すれば設定すべき遅延量がわかる。

スペクトル検出器は同定誤差 E と入力信号 S のスペクトル検出を行う。これらのスペクトルは、4.1 で述

べる極の略配置に用いる。

3.2 構成上の特徴

[特徴 1] (安定性) IIR 形 ADF の極制御では安定性の確保は重要な問題である。ADF の極が z 平面の単位円外に出ると発振してしまう。具体的制御法は 4. で述べるが、本 ADF では極位置を修正する際に、新しい極位置は単位円内から選ばれるため安定性は保証される。

[特徴 2] (2 次 IIR 形 ADF の独立性) 2. で述べたように、音響エコー経路は z 平面上の単位円近くに極を有している。比較的原点に近い極については、FIR 形 ADF を IIR 形 ADF の補助として使用することで対応できるため、単位円近くにある極についてのみ考えればよい。同定すべきエコー経路を 2 次有理伝達関数を有するセクションの並列接続で表現するとき、各セクションの通過帯域が周波数軸上で互いに重なり合わない程度まで、極が互いに離れているものとする。単位円近くの極の存在は伝達特性上に急しゅんなピークとなって現れる。1 個のピークに対して 1 個の 2 次 IIR 形 ADF を割り当てて同定を行う。伝達特性を求めるためにエコー経路の入出力信号のスペクトラムを観測するが、時間窓の影響で、エコー経路が有する伝達特性のピークより鈍ったピークが検出される。このピ

ークから推定したエコー経路の極の位置は本当の位置より多少原点寄りとなる。この推定位置に ADF の極を設定し同定を開始すると、ADF の極はエコー経路の極位置に近づくと共に単位円に近づくことになり、各 2 次 ADF の伝達特性のピークが急しゅんになり、他の 2 次 ADF の伝達特性とのクロスオーバが減少する。2 次 IIR 形 ADF の極が推定位置に設定された時点で独立性がほぼ確保されるが、同定が進むと独立性が高くなる。

[特徴 3] (個別の誤差検出) 3.1 に記したように、2 次 IIR 形 ADF と同数の 2 次 IIR 形フィルタからなる誤差検出用フィルタが 2 組用意されている。2 次 ADF からの信号を入力とする誤差検出用フィルタの働きは 4.2 で述べる。同定誤差 E を入力とする誤差検出フィルタでは、各 2 次フィルタが対応している 2 次 ADF と同じ点に極を有しており、同じ伝達特性をもっている。 i 番目の誤差検出 2 次フィルタの出力 E_i は、 \hat{Y}_i と同じ周波数成分を有しており、 $A_i(z)$ に固有な誤差信号といえる。このように固有な誤差信号を抽出することは [特徴 2] と共に各 2 次 IIR 形 ADF の独立制御を可能としている。従って、ADF の高速な収束が期待でき、柔軟な極制御が可能となる。

本論文の主要なポイントには直接関係ないが、本論文で提案する ADF は、以下のような特徴を有する。

[特徴 4] (遅延の効率的実現) 音響エコー経路の有する遅延を効果的に実現するためにシフトレジスタとスイッチングマトリクスが設けてある。スイッチングマトリクスによって遅延を自由に設定できる。

[特徴 5] (マイクロプロセッサによる制御) すべての ADF、誤差検出用フィルタはマイクロプロセッサによって制御される。マイクロプロセッサは、エコー経路の伝達特性から ADF の極を設定し、それに合わせて誤差検出用フィルタの極も設定する。更に ADF の零点制御や極の微小制御を行う。マイクロプロセッサにより自由度の高い制御が行える。

4. IIR 形エコーキャンセラの制御

以下において本エコーキャンセラの具体的制御法について述べる。3. で述べたように、本 ADF では 2 次 IIR 形 ADF ごとに独立して制御されるために、主に 1 個の 2 次 IIR 形 ADF の制御について示す。

4.1 極の略配置 (ステップ 1)

音響エコー経路の極が非常に単位円に近い場合、極の位置情報がエコー経路の伝達特性に 1 個のピークと

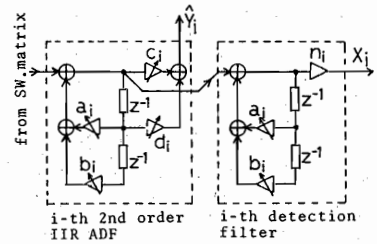


図 4 同定用 2 次 IIR 形 ADF と誤差検出用フィルタ
Fig. 4 Second order IIR-ADF for identification and its individual error detection filter.

なって現れる。エコー経路の伝達特性は、初期の、ADF が動作していない状態、すなわち $\hat{Y}=0$ の状態で、入力信号 S (図 3 参照) と同定誤差 E のスペクトラムを高速フーリエ変換 (FFT) によって求め、その比を計算することで得られる。

周波数軸上で離散的に得られたエコー経路の伝達特性データからピークを見出し、そのピークを中心に数点のデータに対して最小 2 乗法を用いて極の偏角 θ と原点からの距離 r を算出する。この (r, θ) の位置に極が配置されるように 2 次 IIR 形 ADF の係数 a_i, b_i (図 4 参照) を設定する。

エコー経路の伝達特性において他の有力なピークに対しても同様に極位置 (r, θ) を計算し、順に 2 次 IIR 形 ADF の係数を設定する。

4.2 零点の制御 (ステップ 2)

i 番目の 2 次 IIR 形 ADF の零点制御は、ADF 側の誤差検出フィルタ出力 X_i と同定誤差側の誤差検出フィルタ出力 E_i の相互相関が最小となるように、LMS 法⁽¹⁰⁾ ないしは学習同定法⁽¹¹⁾ によって行う。

本来、LMS 法、学習同定法では $F_i(z)$ なる伝達関数をもつフィルタは存在しない。しかし、 i 番目の 2 次 ADF に注目した図 5 (a) のブロック図は、 X_i と E_i に関する等価回路として、図 5 (b) のように書ける。図 5 (b) に上記の適応アルゴリズムを使用することは従来行われている方式と同じである。従って、図 5 (a) の回路で上記のアルゴリズムを用いることは特に問題ない。但し、この場合、 $A_i(z)$ の零点を修正しても、誤差検出フィルタ $F_i(z)$ の有する遅延のために、その出力 E_i には、 $A_i(z)$ 修正以前の成分が残る。 $A_i(z)$ の修正が E_i に反映されるまでに時間を要するので、 $A_i(z)$ の修正量を小さくするか、 $A_i(z)$ の修正を間欠的に行う必要がある。本文では、学習同定法の定数 α を小さくすることにより、修正量を小さくしている。どの程

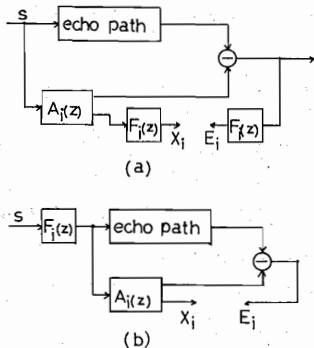


図5 零点制御用信号 X_i, E_i
 (a) 使用回路
 (b) X_i, E_i に関する等価回路
 Fig. 5 Information signal X_i and E_i for zero control.
 (a) Using circuit
 (b) Equivalent circuit

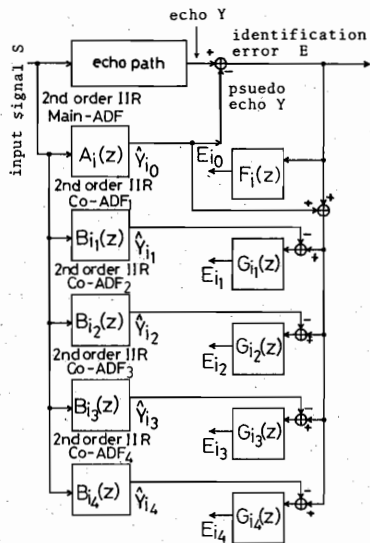


図6 同定用主 ADF と微小制御用補助 ADF
 Fig. 6 A main ADF for identification and co-ADFs for fine pole control.

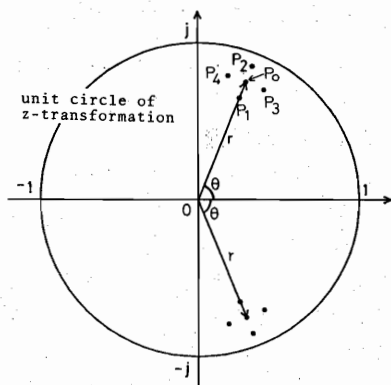


図7 主 ADF の極 P_0 とその補助極の配置
 Fig. 7 Pole locations of main-ADF's pole P_0 and its co-poles.

度小さくしなくてはならないかという議論は必要であるが、本文の主題からはずれるため省略している。

4.3 極の微小制御 (ステップ3)

ステップ2の零点制御の後、2次 IIR 形 ADF の極がエコー経路の極に近づくように、極の微小制御を行う。図6に示すように、各2次 IIR 形 ADF に対して全く同じ形の補助 ADF を4個用意する。また、誤差検出用フィルタも2個ずつ4組用意する。図6には、同定誤差側の誤差検出フィルタのみ示してある。このとき、補助 ADF 用の誤差検出フィルタの出力 E_{ij} は、 i 番目の2次 IIR 形 ADF として $A_i(z)$ なる伝達関数をもつ2次 ADF (主 ADF) ではなく $B_i(z)$ なる伝達関数をもつもの(補助 ADF)を用いたときの誤差信号である。

4個の補助 ADF の極 $P_1 \sim P_4$ を図7のように、主 ADF の極 P_0 をとり囲むように配置する。 $P_1 \sim P_4$ は P_0 をもとに次式によって決定する。

$$\left. \begin{aligned} \angle P_1 = \angle P_2 = \angle P_0 = \theta \\ \angle P_3 = \theta - \Delta\theta \\ \angle P_4 = \theta + \Delta\theta \\ |P_3| = |P_4| = |P_0| = r \\ |P_1| = r - \Delta r \\ |P_2| = r + 5(1-r) \cdot \Delta r / r \\ \Delta\theta > 0 \\ r/5 > \Delta r > 0 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

但し、上式によって $\angle P_3 < 0$ のときは $\angle P_3 = 0$, $\angle P_4 > \pi$ のときは $\angle P_4 = \pi$ とする。式(6)の最後の式は P_2

が単位円外に出ないための条件である。

この5種類の極について良否を評価する。評価関数 $J(j)$ として次式を用いる。

$$J(j) = \overline{Y_{ij}^2} / E_{ij}^2 \quad (7)$$

但し $\overline{\quad}$ は平均を表す。これによれば、消去用の擬似エコー信号 \hat{Y}_{ij} が大きく、なおかつ消去誤差信号 E_{ij} が小さいとき評価が高い。もし、正確にエコー経路の極と ADF の極が一致すれば $J(j)$ は無限大となる。

$P_0 \sim P_4$ の極に対して $J(j)$ を求め、最も $J(j)$ の大きい P_j を次の主 ADF の極 P_0 として採用し、この新しい P_0 の周囲に、式(6)に従って $P_1 \sim P_4$ を決めて補助 ADF の極とする。そしてこれを繰り返す。また $J(0)$ が最大となった場合には、 P_0 は変化せずに、 P_0 と $P_1 \sim P_4$ の距離 ($\Delta r, \Delta\theta$) を半分短くして、同様に続ける。偶然に $J(0)$ と $J(j) (j \neq 0)$ が同時に最大となった場合には、やはり P_0 と $P_1 \sim P_4$ の距離を半分にして続ける。これを繰り返してゆくと、 P_0 は最大の J を与える点、すなわちエコー経路の極に近づいてゆく。これはシミュレーション結果で実験的に確かめられた。

ステップ1は主に初期状態のとき行う。ステップ2の零点制御はサンプルごとに行う。ステップ3においては、式(7)を求めるために平均化処理が必要である。従って、ステップ3の行われる回数はステップ2よりはるかに少ない⁽¹³⁾。

5. シミュレーション結果

本章では、4.で述べた制御方式のコンピュータシミュレーション結果を示す。

5.1 極の略配置

ここでは極の略配置の結果を示す。エコー経路の伝達関数 $H(z)$ として

$$H(z) = 1 / (1 + 0.99z^{-2}) \tag{8}$$

を用いた。図8は512点のFFTによって得られた伝達特性の一例である。窓はハンギング窓を用いてある。非常に急しゅんなピークが現れている。このピークを中心とする5点のデータから極位置を推定した結果、11回の平均で $0.983 \exp(\pm j90.19^\circ)$ となった。実際の極は $0.990 \exp(\pm j90.00^\circ)$ にあるから良好な結果である。

5.2 極の微小制御

ここではステップ3の極の微小制御結果を示す。この場合、ステップ2の零点制御も同時に行っている。エコー経路の伝達関数 $H(z)$ は式(8)のものを用いている。また、入力信号 S は白色信号を用いた。

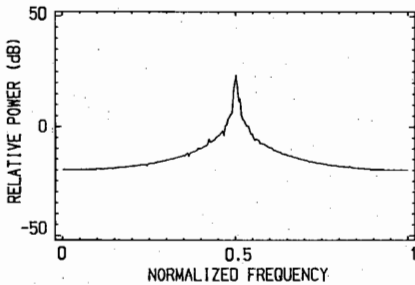


図8 検出されたエコー経路の伝達特性
Fig. 8 Detected transfer characteristics of echo path.

ステップ2の零点制御では、適応アルゴリズムとして学習同定法を用いている。具体的には次式による。

$$\left. \begin{aligned} c_{i(n+1)} &= c_{i(n)} + \alpha \frac{E_i(n) X_i(n)}{X_{i(n)}^2 + X_{i(n-1)}^2} \\ d_{i(n+1)} &= d_{i(n)} + \alpha \frac{E_i(n) X_i(n-1)}{X_{i(n)}^2 + X_{i(n-1)}^2} \end{aligned} \right\} \tag{9}$$

n は時刻を表し、 E_i, X_i は図3の誤差検出フィルタ出力である。 c_i, d_i は図4の2次IIR形ADFの係数である。 α としては $\alpha = 0.0002$ なる値を用いた。

ステップ3の制御では、式(7)の評価関数の計算のための平均回数を1,024回としている。3ないし5回の $J(j)$ の値によって新しい極位置を決定している。極位置を変更した場合には、以後2回の $J(j)$ の値は無視して制御は行わない。なぜなら極が単位円に近いために、新しい伝達関数に対する応答が安定する迄に時間を要するからである。補助ADFの極の決定は式(6)によるが、 Δr および $\Delta \theta$ の初期値はそれぞれ0.025, 0.25° とした。

図9には、ADFの極を最初に $0.980 \exp(\pm j90.7^\circ)$ に略配置した場合の収束過程を示してある。横軸は、評価関数 $J(j)$ の算出回数をとってある。図9(a), (b) はそれぞれ r 方向, θ 方向のエコー経路の極とADFの極の位置の誤差を対数で示してある。また図9(c) はエコーキャンセラのエコー消去量の評価に用いられるERLEを示している。ERLEは、

$$ERLE_{(dB)} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{Y_{(n)}^2}{E_{(n)}^2} \right) \tag{10}$$

で算出される。

図9によって、良好な収束特性を有していることが示される。

5.3 2次IIR形ADFの独立性

ここでは2.で述べた2次IIR形ADF間の独立性に

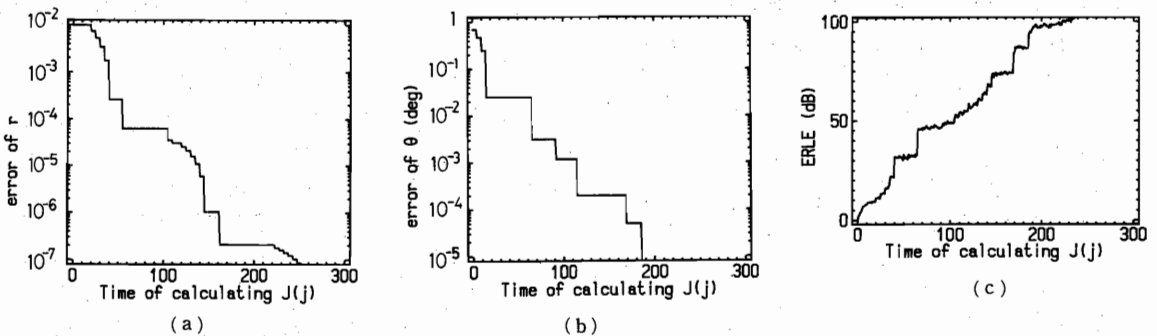


図9 極微小制御のシミュレーション結果
(a) r の誤差の減少 (b) θ の誤差の減少 (c) ERLEの増加
Fig. 9 Result of fine pole control.
(a) Decrease of error of r (b) Decrease of error θ (c) Increase of ERLE

ついて、シミュレーション結果を通して検討を加える。ここで行ったシミュレーションでは、図 10 のようにエコー経路に 2 組の極 U_1, U_2 を用意する。2 次 IIR 形 ADF は 1 組のみとし、その極は初期状態において U_1 に一致させておき、極の微小制御を行う。エコー経路中のセクション 1 の出力 Y_1 とセクション 2 の出力 Y_2 の相関が強い場合には、セクション 2 が干渉して ADF の極 P_1 の位置がずれる。

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= r_1 \exp(\pm j\theta_1) \\ U_2 &= r_2 \exp(\pm j\theta_2) \\ P_1 &= r_0 \exp(\pm j\theta_0) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

として、 $\theta_1=90^\circ, r_1=r_2=r$ のときに、 r をパラメータとして $\theta_2-\theta_1$ による P_1 のずれ方を調べた。その結果を図 11(a), (b) に示す。また、図 11(c) には、 Y_1 の \hat{Y}_1 による個別のエコー消去量 (Individual ERLE: IERLE) を示す。IERLE は次式で定義する。

$$\text{IERLE}_{(\text{dB})} = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{Y_{i(n)}^2}{\{Y_{i(n)} - \hat{Y}_{i(n)}\}^2} \right] \quad (12)$$

図 11 によれば、 $r=0.99$ のとき、 $\theta_2-\theta_1$ が 2° を超えると急激に独立性が回復することがわかる。また、 r が大きいほど、独立性の失われる $\theta_2-\theta_1$ の範囲が小さい。

ここでは簡単のために、セクション 1 と 2 の伝達関

数の分子をいずれも 1 とし、更に $r_1=r_2$ としたため Y_1 と Y_2 の電力はほぼ等しい。しかし、分子の重みが異なる場合や、 $r_1 \neq r_2$ の場合には Y_1 と Y_2 の電力に差が出てくる。 $(Y_1 \text{ の電力}) > (Y_2 \text{ の電力})$ となる場合は干渉成分の割合が減少するため、図 10 で示される独立性の失われる範囲は小さくなる。一方、 $(Y_1 \text{ の電力}) < (Y_2 \text{ の電力})$ となる場合は、2 次 ADF はセクション 1 でなくセクション 2 を同定するように動作するため、やはり独立性の失われる範囲は小さくなる。また、 Y_1, Y_2 の電力が等しく、 $r_1 \neq r_2$ の場合には、独立性の失われる $\theta_2-\theta_1$ の上限は、 $r=r_1$ として得られた範囲の上限と $r=r_2$ として得られた範囲の上限の間となる。

図 12 には、2 組の極をもつエコー経路を 2 組の 2 次 IIR 形 ADF で同定したときの収束特性を示す。エコー経路の伝達関数は、

$$\frac{1+0.25z^{-1}}{(1-0.99e^{j90^\circ}z^{-1})(1-0.99e^{-j90^\circ}z^{-1})} + \frac{1-0.25z^{-1}}{(1-0.99e^{j92^\circ}z^{-1})(1-0.99e^{-j92^\circ}z^{-1})} \quad (13)$$

である。エコー経路の極 $0.99 \exp(\pm j90^\circ)$ と $0.99 \exp(\pm j92^\circ)$ に対して、ADF の極の初期位置を $0.98 \exp(\pm j90.7^\circ)$ と $0.98 \exp(\pm j91.3^\circ)$ に設定した。このときエコー経路の 2 組の極は、図 11 に示されるように、独立性が失われるほど接近しているが、二つの IERLE は近い値をとりながら上昇している。

更に、図 13 には、

$$\frac{1+0.25z^{-1}}{(1-0.99e^{j90^\circ}z^{-1})(1-0.99e^{-j90^\circ}z^{-1})} + \frac{1-0.25z^{-1}}{(1-0.99e^{j85^\circ}z^{-1})(1-0.99e^{-j85^\circ}z^{-1})}$$

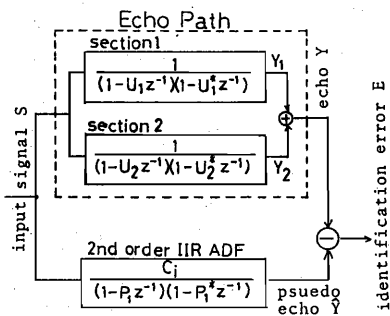


図 10 独立性の検証に用いたエコーパスモデルと ADF
Fig. 10 Echo path model and ADF for simulation.

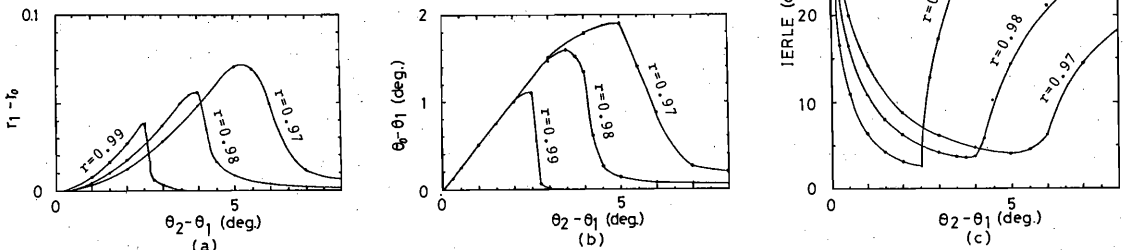


図 11 干渉極の位置 (r, θ_2) 対 ADF が受ける影響
(a), (b) ADF 極の移動 (c) IERLE
Fig. 11 Location of interfering pole (r, θ_2) vs. its effect on ADF.
(a), (b) Shift of ADF's pole (c) IERLE

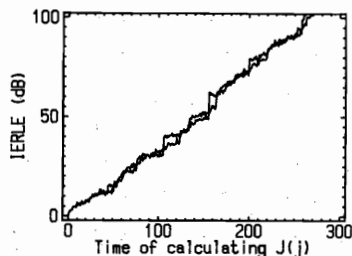


図12 極の微小制御に伴う二つの IERLE の増加
Fig. 12 Increase of two IERLEs by fine pole control.

$$+ \frac{1}{(1-0.99e^{j85^\circ}z^{-1})(1-0.99e^{-j85^\circ}z^{-1})} \quad (14)$$

なる6次の伝達関数を有するエコー経路を2組および3組の2次IIR形ADFで同定した場合の収束特性を示す。まず、2組の2次ADFの極を $0.98 \exp(\pm j90.7^\circ)$ と $0.98 \exp(\pm j94.3^\circ)$ に設定して同定を開始し、 $J(j)$ の計算回数(横軸)100回目で3組目の2次ADFの極を $0.98 \exp(\pm j85.7^\circ)$ に設定して同定を継続している。図13の上のグラフが最初から動作している2組の2次ADFに関するIERLEである。また図13の下のグラフが途中から動作する2次ADFのIERLEである。2次ADFが2組だけで、エコー経路とADF全体の次数が異なっているときには、IERLEは約20dBで飽和しているが、第3の2次ADFを投入することによって、再度増加し始めている。

本文では、エコー経路を2次セクションの並列接続で表現するとき、各2次セクションの有する通過帯域が周波数軸上で重なり合わないほど、極が互いに離れていると仮定した。実際のエコー経路より得られた有限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。従って我々はたとえ非常に多くの極を有する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周波数分解能でもってしか同定できないこととなる。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、分解能以下に近接するようにADFの極を割り付ける必要はない。また、上記分解能以上にエコー経路の極が離れていても、それらの極を有する2次セクションの通過帯域が重なり合う場合が考えられる。しかし、図12で示される結果からADFは収束してゆくことがわかる。エコー経路の極を更に近接させた場合には、ADFの収束速度が低下するものの、高いエコー消去量が得られるというシミュレーション結果を得ている。

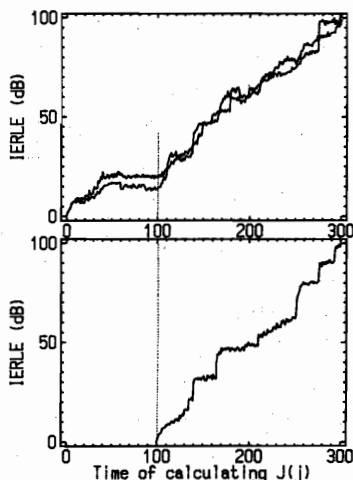


図13 4次および6次のADFによる6次のエコー経路の同定
Fig. 13 Identification of 6th order echo path using 4th and 6th order ADF.

エコー経路の極が近接して、それらを有する2次セクションの通過帯域が重なる場合には、それらに対応する2次ADFの間で干渉が生ずる。ADFはエコー経路の出力からADF出力を引いた消去誤差によって制御されるため、この消去誤差を介して干渉し合う。図10のように、エコー経路はセクション1と2を有しており、それらの極は非常に近接しているとすると、これを図10とは異なり2組の2次ADF (ADF_1 と ADF_2)で同定することを考える。 ADF_1 と ADF_2 はそれぞれセクション1と2に対応しており、 ADF_1 、 ADF_2 の出力をそれぞれ \hat{Y}_1 、 \hat{Y}_2 とする。またセクション1、2の出力をそれぞれ Y_1 、 Y_2 とする。 ADF_1 は $Y_1 - \hat{Y}_1$ で制御できれば理想的である。しかし、 $Y_1 - \hat{Y}_1$ と $Y_2 - \hat{Y}_2$ のスペクトラムは周波数軸上で重なっており、 ADF_1 のための誤差検出フィルタ $F_1(z)$ の出力 E_1 には、 $Y_1 - \hat{Y}_1$ による成分 $F_1(Y_1 - \hat{Y}_1)$ のほかに、 $Y_2 - \hat{Y}_2$ による成分 $F_1(Y_2 - \hat{Y}_2)$ が混入してくる。 $F_1(z)$ の選択特性によって、 $F_1(Y_1 - \hat{Y}_1)$ の電力の方が $F_1(Y_2 - \hat{Y}_2)$ より多少大きい場合、 $F_1(Y_1 - \hat{Y}_1)$ と $F_1(Y_2 - \hat{Y}_2)$ が同じ電力レベルになるまで、 ADF_1 の同定によって $Y_1 - \hat{Y}_1$ を減少させることができる。一方、 ADF_2 でも同じ状況となり、 $Y_1 - \hat{Y}_1$ と $Y_2 - \hat{Y}_2$ はほぼ同じ電力レベルで減少してゆくものと考えられる。

6. 計算量、ハードウェア量の比較

ここでは、従来用いられているFIR形ADFと本IIR形ADFの乗算回数による計算量とシストレジス

表 1 計算量とハードウェア量による本方式と従来方式の比較

	本 IIR 形 ADF	学習同定法 FIR 形 ADF
シフトレジスタ	$6N$	N
乗算回数	$32N$	$3N$

タ数によるハードウェア量の比較を行う。表 1 に、従来の学習同定法を用いた FIR 形 ADF と本 IIR 形 ADF の N 次の場合の乗算回数とシフトレジスタ数を示す。この方式では約 11 倍の乗算回数を要する。しかし、FIR 形 ADF はエコー経路の持つ残響時間に応じた次数を必要とするのに対し、本 IIR 形 ADF では、エコーに寄与しているエコー経路の極の数の次数だけ要するので次数の立場が異なっており、直接的な比較は困難であるが、残響時間が長くかつ次数の低いエコー経路に対しては、本方式の方が次数が低次で済み、計算量、ハードウェア量の面で有利となる。例えば、1,000 T (T はサンプル周期) の長さの残響時間を有するエコー経路の場合には、FIR は 1,000 次必要であるが、もしこのエコーが Q の高い 1 組の極によるものであれば、本方式で必要となる次数は 2 次でよい。また、例えば、原点から 0.99 の距離の円周上に極を有するエコー経路を同定し、ERLE60dB を得ようとする場合には、残響時間は約 $690T$ となるため⁹⁾、FIR 形 ADF の次数は 690 次必要となる。このエコー経路が有する伝達関数が 64 次以下であれば、本 IIR 形 ADF の必要次数も 64 次以下となり、ハードウェア的にも計算量的にも有利となる。

7. むすび

本論文では、2 次 IIR 形 ADF の並列接続によって構成される音響エコーキャンセラの構成法とその制御法を提案した。このエコーキャンセラは、各 2 次 IIR 形 ADF が独立に制御される点に特徴があり、更に、従来困難であるとされていた極制御も行っている。極制御に関するシミュレーション結果を示し、提案した制御方式の有効性を示した。

本エコーキャンセラは、並列接続で構成されているため、重極を実現することはできないが、近接した複数の極で重極に対応する方式を検討中である。また、雑音の影響の検討、実際の音響エコー経路への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) 伊藤, 古屋, 小澤, 荒閑, 綿貫: “テレコンファレンスにおけるエコー制御システム”, 信学技報, **EA83-5**(1983-04).
- (3) 黒澤, 早乙女, 坂庭, 辻井: “安定性の判別の容易な IIR 形エコーキャンセラ—2 次の縦続構成による”, 信学論(B), **J69-B**, 1, pp. 1-6(昭61-01).
- (4) 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**, 11, pp. 1223-1228(昭60-11).
- (5) 小林, 伊藤: “直交関数系を用いた適応デジタルフィルタ”, 信学論(B), **J70-B**, 5, pp. 557-564(昭62-05).
- (6) Y. W. リー(宮川, 今井訳): “不規則信号論”, pp. 523-571, 東京大学出版会(昭49-04).
- (7) A. パボリス(町田, 村田訳): “信号解析”, 現代工学社(昭57).
- (8) 早坂寿雄: “音響工学入門”, pp. 189-196, 日刊工業新聞社(昭53-03).
- (9) 内匠, 畑, 伊藤, 小林: “高速最小二乗法を用いた適応形デジタルフィルタによる音響未知系の同定”, 信学技報, **CAS85-187**(1986-03).
- (10) B. Widrow and S. D. Stearn: “Adaptive Signal Processing”, Prentice-Hall, Cliffs(1985).
- (11) Nagumo and Noda: “A Learning Method for System Identification”, IEEE Trans. Autom. Control, **AC-12**, 3, pp. 282-287(June 1967).
- (12) 長野, 大和, 伊藤: “車室内音場制御”, 富士通テン技報, **5**, 1, pp. 37-52(1987-04).
- (13) 内匠, 畑: “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”, 信学論(A), **J71-A**, 2, pp. 404-410(昭63-02).

(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 各工大・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)。