

## 全極型プレフィルタを用いた IIR 型適応等化器

准 員 伊藤 克子<sup>†</sup>      正 員 島村 徹也<sup>†</sup>

正 員 八嶋 弘幸<sup>†</sup>      正 員 鈴木 誠史<sup>†</sup>

### IIR Adaptive Equalizer Using All-Pole Prefilter

Katsuko ITOH<sup>†</sup>, Associate Member, Tetsuya SHIMAMURA<sup>†</sup>, Hiroyuki YASHIMA<sup>†</sup> and Jouji SUZUKI<sup>†</sup>, Members

あらまし 本論文では、全極型プレフィルタを用いた IIR 型適応等化器を提案する。本等化器は、通信路のひずみが大きく、悪条件により等化が困難な場合においても、LMS アルゴリズムを用いて、その等化を可能にする。等化器の構成は、FIR 型適応フィルタの前部に推定された通信路の逆フィルタを置く縦続 2 段構成であり、全体の構成は IIR システムである。FIR 型適応フィルタのみを用いた従来の FIR 型適応等化器では、入力信号の相関が大きい場合の LMS アルゴリズムの収束特性の劣化が問題となっていた。本法では、通信路で生じた信号の相関を低減する効果を有する逆フィルタを FIR 型適応フィルタの前部に置くことにより、LMS アルゴリズムの収束特性を改善し、トレーニング時間の短縮を実現している。また、構成を IIR 型にすることにより、FIR 型の場合より低次のシステムで精度の高い等化が可能になる。システムの安定性は、簡単な操作により保証される。計算機シミュレーションでは、提案する等化器の有効性を立証する。

キーワード IIR 型適応等化器, 安定性, LMS アルゴリズム, FIR 型適応等化器, 逆フィルタ

### 1. ま え が き

電話回線を利用したデジタル通信システムのように、伝送路の特性が変動する場合には、その特性の変化に追従しながら自動的にタップ係数の調整を行う適応等化器が必要である。適応等化器は、FIR 型適応等化器と IIR 型適応等化器に分けることができるが、従来の適応等化器の多くは FIR 型で設計されている<sup>(1)~(3)</sup>。FIR 型適応等化器は、常に安定であり、タップ係数の調整が容易であるが、良好な等化を実現するためには高次のシステムが必要になる。一方、IIR 型適応等化器は、安定性を保証することが困難であるが、ほぼ同等な特性を FIR 型の場合より、はるかに低い次数で実現できる<sup>(4),(5)</sup>。文献(5)で提案されている等化器は IIR 型であり、安定かつ良好な動作が確認されているが、カルマンフィルタ<sup>(6)</sup>に基づいて設計されているため、計算量が多くアルゴリズムが非常に複雑である。

通常、適応等化器のタップ係数は、適応アルゴリズムを用いて、トレーニングモードで初期化される。適

応アルゴリズムに関する研究は非常に盛んであり、現在では、さまざまな適応アルゴリズムが提案されている。なかでも、LMS アルゴリズム<sup>(7)~(9)</sup>は、アルゴリズムの簡潔性から非常に注目されている。しかし、入力信号の相関が高い場合における、収束特性の劣化が問題となっている<sup>(8)</sup>。現実問題としては、しばしば通信路のひずみが大きい場合の、すなわち悪条件下での等化が要求される<sup>(11)</sup>。これは、通信路のスペクトル特性がゼロに近い値を有する場合に起こり得る。このような条件下においては、LMS アルゴリズムへの入力信号は相関が高くなり、それが直接的にアルゴリズムの収束特性劣化の原因となる。

本論文では、悪条件により等化が困難な場合にも、短いトレーニング時間で、高精度な等化が可能である IIR 型適応等化器を提案する。本等化器は、FIR 型適応フィルタの前部に通信路で生じた相関を低減する効果を有するフィルタを置き、適応アルゴリズムの収束特性の改善を実現している。システムの安定性は、簡単な操作によって保証される。

以下、2.において、提案法の基本となる FIR 型適応フィルタを用いての適応等化問題について概説する。続く 3.において、提案する全極型プレフィルタを用い

<sup>†</sup> 埼玉大学工学部情報工学科, 浦和市  
Faculty of Engineering, Saitama University, Urawa-shi, 338  
Japan

た IIR 型適応等化器について述べる。4.では、その適応等化器の性質を明らかにし、5.では計算機シミュレーションによって提案法の有効性を検証する。

## 2. 適応等化

本章では、本論文で提案する等化器の基本となる FIR 型適応フィルタによる適応等化問題について概説する。

今、初期トレーニング時に、データシンボル  $d(n)$  が通信路を通過し、通信路出力として  $u(n)$  が受信側にて得られているとする。但し、 $d(n)$  は  $\pm 1$  の値をとり得る擬似ランダム信号である。通信路は、因果的な  $N$  次の FIR フィルタによってモデル化され、正規性の白色雑音  $v(n)$  が付加的に存在すると仮定する。 $v(n)$  は、平均 0、分散  $\sigma_v^2$  である。また  $d(n)$  と  $v(n)$  は、独立である。通信路のインパルス応答を  $h_i, i=0, 1, \dots, N$  とおくと、通信路出力  $u(n)$  は、

$$u(n) = \sum_{i=0}^N h_i d(n-i) + v(n) \quad (1)$$

で与えられる。FIR 型等化器の  $M$  次タップ係数を  $c_i, i=0, 1, \dots, M$  とすると、等化器の出力  $y(n)$  は

$$y(n) = \sum_{i=0}^M c_i u(n-i) \quad (2)$$

で与えられる。また、所望の信号と等化器出力の誤差  $\epsilon(n)$  は、

$$\epsilon(n) = d(n) - y(n) \quad (3)$$

となる。ここで、 $d(n)$  の 2 乗平均値を  $P_d$ 、 $u(n)$  の自己相関行列を  $\mathbf{R}_u$ 、 $u(n)$  と  $d(n)$  の相互相関ベクトルを  $\mathbf{p}$ 、等化器のタップ係数ベクトルを  $\mathbf{c}$  とおくと、2 乗平均誤差  $MSE$  は

$$MSE = P_d - 2\mathbf{c}^T \mathbf{p} + \mathbf{c}^T \mathbf{R}_u \mathbf{c} \quad (4)$$

となる。式(4)は、 $\mathbf{c}$  の 2 次関数であるので、

$$\frac{\partial MSE}{\partial \mathbf{c}} = 0 \quad (5)$$

を満たすとき、最小値をとる。式(5)より

$$\mathbf{R}_u \mathbf{c} = \mathbf{p} \quad (6)$$

が得られる。従って、最適タップ係数ベクトル  $\mathbf{c}_{opt}$  は、

$$\mathbf{c}_{opt} = \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{p} \quad (7)$$

となる。

しかし、式(7)より  $\mathbf{c}_{opt}$  を直接決定するためには、計算量の多い相関関数と逆行列の演算が必要である。そこで、 $\mathbf{c}_{opt}$  の近似値を再帰的に求めるこう配アルゴリズムが用いられる。こう配アルゴリズムは次式で与えられる。

$$\mathbf{c}(n+1) = \mathbf{c}(n) + \mu E[\epsilon(n) \mathbf{u}(n)]$$

$$\mu: \text{ステップサイズ} \quad (8)$$

ここで、式(8)の右辺第 2 項における期待値を瞬時値で置換することにより、次式の LMS アルゴリズムが得られる<sup>(7)-(9)</sup>。

$$\mathbf{c}(n+1) = \mathbf{c}(n) + \mu \epsilon(n) \mathbf{u}(n) \quad (9)$$

入力信号の自己相関行列における最大および最小固有値を  $\lambda_{max}, \lambda_{min}$  とおくと、式(9)において、 $E[\mathbf{c}]$  が  $\mathbf{c}_{opt}$  へ収束するための必要十分条件は次式で与えられる<sup>(9),(10)</sup>。

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (10)$$

また、上記の最も高速な収束を実現するためのステップサイズ  $\mu$  は

$$\mu = \frac{2}{\lambda_{max} + \lambda_{min}} \quad (11)$$

で与えられる。このとき最適なタップ係数からのずれは

$$\left( \frac{\frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} - 1}{\frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} + 1} \right)^n \quad (12)$$

に比例して減少する。式(12)は、 $\lambda_{max}/\lambda_{min}$  が大きいほど、すなわち固有値のばらつきが大きいほど、収束が遅れることを示している。

ところで、通信路のスペクトル特性のひずみが大い場合、その出力は相関が非常に高くなる。このような信号の自己相関行列の固有値のばらつきは非常に大きくなり、LMS アルゴリズムの収束特性の劣化の原因となる。

## 3. 全極型プレフィルタを用いた IIR 型適応等化器

### 3.1 システム構成

提案する等化器のシステム構成を図 1 に示す。このシステムは、Channel Estimator と等化器の二つのシステムから構成される。Channel Estimator は、FIR 型適応フィルタである。等化器は、推定された通信路の逆特性を有する全極型フィルタと FIR 型適応フィルタの縦続 2 段構成である。以下では、全極型フィルタを逆フィルタ、縦続する FIR 型適応フィルタを FIR フィルタと呼ぶことにする。トレーニング信号はまず、Channel Estimator による通信路特性の推定に用いられる。それが終了した後、トレーニングパスは等化器側に切り換えられ、FIR フィルタのタップ係数の初期化に用いられる。

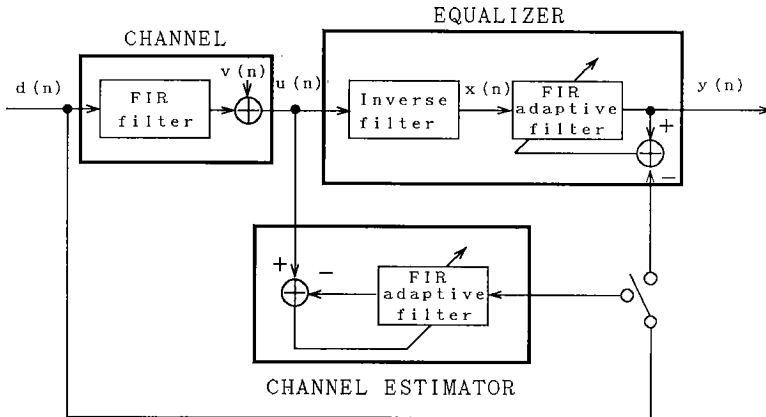


図 1 全極型プレフィルタを用いた IIR 型適応等化器のシステム構成図

Fig.1 System structure of IIR adaptive equalizer using all-pole prefilter.

### 3.2 Channel Estimator による通信路特性の推定

Channel Estimator は、可変タップを有する FIR フィルタである。また、トレーニング信号として与えられている  $d(n)$  は、入力信号として用いる。

Channel Estimator のタップ係数を  $h'_i$ ,  $i=0, 1, \dots, N'$  と置くと、Channel Estimator の出力  $u'(n)$  は、次式で与えられる。

$$u'(n) = \sum_{i=0}^{N'} h'_i d(n-i) \quad (13)$$

通信路出力  $u(n)$  と Channel Estimator 出力  $u'(n)$  の誤差  $\varepsilon_{ch}(n)$  は

$$\varepsilon_{ch}(n) = u(n) - u'(n) \quad (14)$$

であるので、式(13)、(14)より  $\varepsilon_{ch}(n)$  の 2 乗平均誤差 MSE は

$$MSE = P_u - 2\mathbf{h}'^T \mathbf{p} + \mathbf{h}'^T \mathbf{R}_d \mathbf{h}' \quad (15)$$

となる。但し、 $P_u$  は  $u(n)$  の 2 乗平均値、 $\mathbf{p}$  は  $u(n)$  と  $d(n)$  の相互相関ベクトル、 $\mathbf{R}_d$  は  $d(n)$  の自己相関行列、 $\mathbf{h}'$  は Channel Estimator タップ係数ベクトルである。MSE は  $\mathbf{h}'$  の 2 次関数であるので、式(15)は

$$\frac{\partial MSE}{\partial \mathbf{h}'} = 0 \quad (16)$$

を満たすとき、最小値をとる。従って、最適タップ係数ベクトル  $\mathbf{h}'_{opt}$  は、次式で与えられる。

$$\mathbf{h}'_{opt} = \mathbf{R}_d^{-1} \mathbf{p} \quad (17)$$

実際のシステムでは、式(9)で記述される LMS アルゴリズムを用いて、 $\mathbf{h}'_{opt}$  の推定値を求める。推定は、2 乗平均誤差 MSE についてスレッショルド値を設定し、これより小さい値が数回繰り返された時点で、打

ち切られる。

### 3.3 逆フィルタの設計

逆フィルタは、Channel Estimator によって推定された通信路特性  $\mathbf{h}'$  の逆特性を有するように設計される。逆フィルタの伝達関数は、次式で与えられる。

$$\frac{1}{H'(z)} \quad (18)$$

但し、 $H'(z)$  は  $\mathbf{h}'$  の  $z$  変換である。しかし、このシステムは IIR システムであるため、システムの極の大きさが 1 より大きい場合に不安定になる。そこで、安定性を保証するために次の操作を行う。

(操作) 伝達関数式(18)の極の大きさを調べ、1 よりも大きい極は、その逆数で元の極を置換する。

この操作を行った結果、振幅特性に変化は生じないが、位相特性は変化する<sup>(8)</sup>。しかし、本等化器では、その位相特性の変化は、縦続する FIR フィルタにおいて補正されるため、問題はない。

この操作を実行した後、係数を計算し直し、逆フィルタの係数を決定する。逆フィルタは係数固定型である。逆フィルタ出力  $x(n)$  は、次式で与えられる。

$$x(n) = u(n) - \sum_{i=1}^{N'} h'_i x(n-i) \quad (19)$$

通信路のインパルス応答  $h_i$  の  $z$  変換、すなわち通信路の伝達関数  $H(z)$  において零点が単位円の近傍に存在する場合、 $H(z)$  の推定値および極の逆数による置換から構成される式(18)の全極型フィルタは、その安定性の限界に近づく。しかし、その極の大きさが厳密に 1 になることは、実際にはほとんどあり得ない。

従って、そのような意味から、式(18)の安定性は確保され得る。しかし、式(18)の極が、極めて単位円に近い場合には、有限語長精度および付加雑音の存在が原因となり、式(19)のフィルタリングに不安定的現象が発生する可能性がある。そのような場合には、長いビット長を有する高精度なハードウェアが必要とされるであろう。

### 3.4 FIR フィルタ

等化器2段目のシステムは、FIR型適応フィルタである。入力信号は、逆フィルタ出力  $x(n)$  である。フィルタのタップ係数を  $c_i, i=0, 1, \dots, M$  とおくと、FIRフィルタ出力  $y(n)$  は、

$$y(n) = \sum_{i=0}^M c_i x(n-i) \quad (20)$$

で与えられる。所望の信号と FIR フィルタ出力の誤差  $\varepsilon_{\text{FIR}}(n)$  は、

$$\varepsilon_{\text{FIR}}(n) = d(n) - y(n) \quad (21)$$

となる。FIR フィルタのタップ係数は、式(9)で与えられる LMS アルゴリズムを用いて更新される。

### 4. 逆フィルタの効果

本章では、逆フィルタの効果を示すために、通信路出力と逆フィルタ出力の比較を行う。

通信路出力の自己相関行列  $\mathbf{R}_{ch}$  は、その定義から

$$\mathbf{R}_{ch} = E[u(n-i)u(n-j)] \quad (22)$$

で与えられる。式(1)を式(22)へ代入すると、

$$\mathbf{R}_{ch} = \sigma_a^2 \mathbf{H}^T \mathbf{H} + \sigma_v^2 \mathbf{I} \quad (23)$$

但し、

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & h_0 & 0 & \cdot & \cdot \\ h_N & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & h_N & \cdot & \cdot & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & h_0 \\ \cdot & 0 & 0 & h_N & \cdot & h_1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_N & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & 0 & h_N \end{bmatrix}$$

となる。

一方、逆フィルタ出力の自己相関行列  $\mathbf{R}_{\text{nr}}$  は

$$\mathbf{R}_{\text{nr}} = E[x(n-i)x(n-j)] \quad (24)$$

で与えられる。逆フィルタ出力は式(19)で与えられるが、式(18)の伝達関数をフーリエ級数展開することにより、次式のように近似することが可能である。

$$\frac{1}{H'(z)} \doteq \sum_{i=0}^L f_i z^{-i} \quad (25)$$

但し、 $L$  は十分大きな整数とする。従って  $x(n)$  は、

$$x(n) \doteq \sum_{i=0}^L f_i u(n-i) \quad (26)$$

のように近似できる。式(1)を式(26)へ代入して

$$x(n) \doteq \sum_{i=0}^L \sum_{j=0}^N f_i h_j d(n-i-j) + \sum_{i=0}^L f_i v(n-i) \quad (27)$$

が得られる。ここで、以下の解析のため、

$$H(z) = H'(z) \quad (28)$$

であると仮定すると、式(27)の右辺第1項は、

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^L \sum_{j=0}^N f_i h_j d(n-i-j) &= \sum_{i=0}^L \sum_{j=0}^N f_i h_j d(n-i-j) \\ &= d(n) \end{aligned} \quad (29)$$

となる。従って、式(27)は

$$x(n) \doteq d(n) + \sum_{i=0}^L f_i v(n-i) \quad (30)$$

となる。式(24)、(30)より、次式が得られる。

$$\mathbf{R}_{\text{nr}} = \sigma_a^2 \mathbf{I} + \sigma_v^2 \mathbf{F}^T \mathbf{F} \quad (31)$$

但し、

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} f_0 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ f_1 & f_0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & f_0 & 0 & \cdot & \cdot \\ f_N & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & \cdot \\ 0 & f_N & \cdot & \cdot & f_0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & f_0 \\ \cdot & \cdot & 0 & f_N & \cdot & f_1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & f_N & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & 0 & f_N \end{bmatrix}$$

である。

通信路のひずみが激しい場合でも、信号対雑音比 (SNR: Signal to Noise Ratio) が低い場合には、その等化のための悪条件度が緩和される。これは、SNR が低くなると、入力信号の自己相関行列における最小固有値が大きくなり、固有値の分散が小さくなるためである。そこで今、最も悪条件な場合を考えるために、SNR が非常に高い値であると仮定する。そこで、式(23)、(31)の右辺は、それぞれ  $\sigma_a^2 \mathbf{H}^T \mathbf{H}$ 、 $\sigma_a^2 \mathbf{I}$  であると考え、式(23)における  $\mathbf{H}^T \mathbf{H}$  は、式(6)における通信路出力の自己相関行列  $\mathbf{R}_u$  の定数倍であるから、 $\mathbf{H}^T \mathbf{H}$  と  $\mathbf{R}_u$  は同じ性質をもつ。通信路のひずみが大きい場合、その出力の自己相関行列の固有値の分散は大きい。従って、 $\mathbf{H}^T \mathbf{H}$  の固有値の分散は大きい。一方、 $\sigma_a^2 \mathbf{I}$  は、単位行列の定数倍であるので、固有値の分散は1である。

以上のことから、逆フィルタ出力は、通信路出力に比べ相関が低いことが確認できる。すなわち、逆フィルタは通信路で生じた相関を低減させる効果を有する。

送信信号  $d(n)$  が一般的な相関のある信号の場合においても、上記の逆フィルタの性質はまた成立することになる。なぜなら、相関のある送信信号は、擬似ランダム信号を入力とする、ある線形フィルタ(形成フィルタ)の出力と見なすことができるからである。この場合、その相関のある送信信号を生成する形成フィルタと通信路の伝達関数との積を Channel Estimator が推定することになる。従って、Channel Estimator の次数  $N'$  を調整することによって、相関のある信号の伝送系においても、本手法は対処できる。

### 5. 計算機シミュレーション

本章では、2種類の計算機シミュレーション実験を通して提案する等化器の有効性を検証する。従来法として LMS アルゴリズムに基づく FIR 型適応等化器を考え、これとの比較を行う。

まず 5.1 では、4. で得られた結果を明確に示すために、通信路出力と逆フィルタ出力の比較を行う。具体的には、通信路出力と逆フィルタ出力の自己相関行列の固有値の分散をそれぞれ計算する。続く 5.2 では、提案する等化器の動作を確認するために、等化器出力の 2 乗平均誤差の収束特性を従来法と比較検討する。

シミュレーション実験は、次に示す条件で行った。特に通信路は、2種類の通信路を用意した。

[通信路モデル]

・通信路特性

通信路 1 (最小位相型通信路)

$$H(z) = [1 - (0.2 + j0.8)z^{-1}][1 - (0.2 - j0.8)z^{-1}] \\ [1 - (0.8 + j0.5)z^{-1}][1 - (0.8 - j0.5)z^{-1}]$$

通信路 2 (非最小位相型通信路)

$$H(z) = [1 - (0.2 + j0.8)z^{-1}][1 - (0.2 - j0.8)z^{-1}] \\ [1 - (0.8 + j0.7)z^{-1}][1 - (0.8 - j0.7)z^{-1}]$$

・信号対雑音比 SNR=40 dB

[提案法システム]

・Channel Estimator

次数  $N'=4$

ステップサイズ 0.01

スレッシュホールド値 MSE=0.05

スレッシュホールド値繰り返し数  $k=30$

・等化器

逆フィルタ次数  $N'=4$

FIR 型適応フィルタ次数  $M=26$

ステップサイズ  $\mu=0.0005$

[従来法システム]

・等化器

次数  $M=30$

ステップサイズ  $\mu=0.0005$

#### 5.1 FIR 適応フィルタの入力信号

表 1 に、通信路および逆フィルタの出力の自己相関行列における、最大および最小固有値と固有値の分散を示す。但しこの実験は、通信路 1 のみについて行った。

表 1 において、逆フィルタ出力の固有値分散は 1 に近い値、通信路出力の固有値分散は 1 より非常に大きな値となっている。このことより、逆フィルタは、通信路で生じた相関を低減させる効果があることが確認できる。

#### 5.2 等化器の収束特性

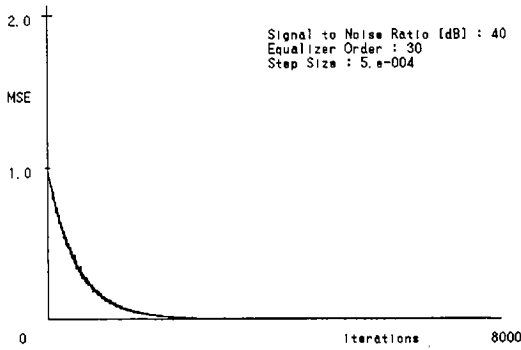
図 2, 3 に提案法および従来法の適応等化器出力における 2 乗平均誤差の収束特性を示す。図 2 は通信路 1, 図 3 は通信路 2 の場合の結果である。グラフの横軸は、データ数、縦軸は、等化器出力の 2 乗平均誤差 MSE を表している。また、グラフには、独立した 50 の試行の平均値が示されている。

通信路 1, すなわち最小位相型通信路の場合、従来法におけるデータ数 8,000 の MSE の値は約 0.25 である。この値は、提案法では、データ数約 750 で達成されている。通信路特性推定の時間(データ数:約 200)を考慮してもデータ数 950 で達成されている。従って提案法では、トレーニング時間が、従来法の約 1/10~1/8 に短縮されている。また提案法では、データ数 2,750(通信路特性推定の時間を考慮した場合は 2,950)で MSE=0.0005 の収束値を得ている。

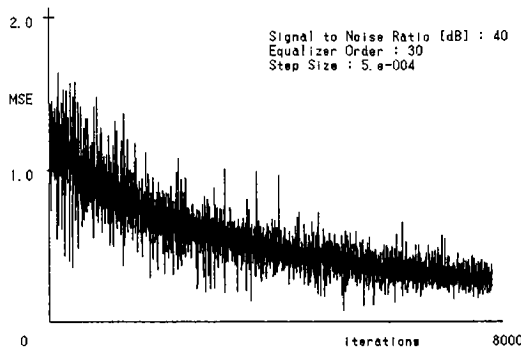
通信路 2, すなわち非最小位相型通信路の場合、従来法におけるデータ数 8,000 の MSE の値は約 0.5 である。一方提案法は、データ数約 1,800(通信路特性推

表 1 固有値の分散

Signal	Maximum Eigenvalue	Minimum Eigenvalue	Eigenvalue Dispersions
	$\lambda_{max}$	$\lambda_{min}$	$\frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}}$
Channel Output	4.184	$6.160 \times 10^{-4}$	$6.791 \times 10^3$
Inverse Filter Output	1.315	$5.817 \times 10^{-1}$	$2.260 \times 10^0$



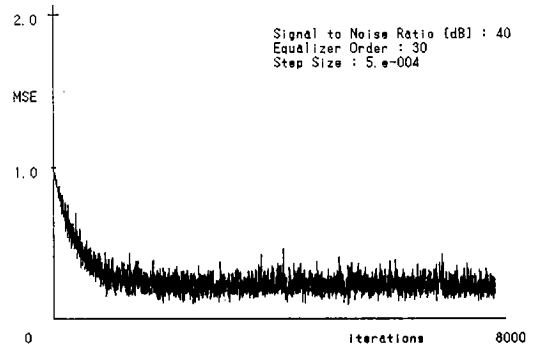
(a) IIR adaptive equalizer using all-pole prefilter



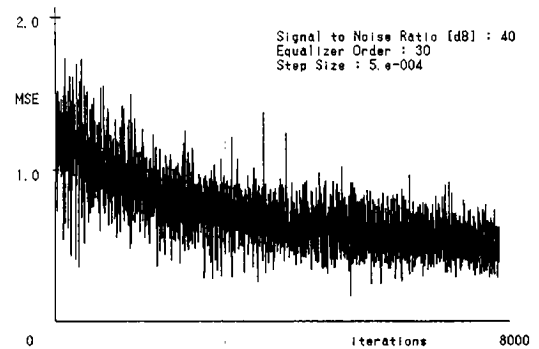
(b) FIR adaptive equalizer

図 2 収束特性(通信路 1)

Fig.2 Convergence property(Channel 1).



(a) IIR adaptive equalizer using all-pole prefilter



(b) FIR adaptive equalizer

図 3 収束特性(通信路 2)

Fig.3 Convergence property(Channel 2).

定の時間を考慮すれば 2,000)で収束しており、収束値約 0.2 を得ている。従って、非最小位相型通信路の場合、従来法では十分な精度で等化が行われていないが、提案法では良好な等化が可能である。

更に、通信路 1, 2 両方の場合において、ステップサイズ  $\mu$  をそれぞれ  $\mu=0.002, 0.001$  まで増加させた。その結果、提案法ではより高速な収束特性が得られるが、従来法ではトレーニング開始直後 LMS アルゴリズムが不安定になった。このことから、提案法では LMS アルゴリズムのステップサイズを増加させることにより、トレーニング時間を更に短縮させることが期待できる。

## 6. むすび

本論文では、現実問題としてしばしば発生する悪条件下での適応等化のための、IIR 型適応等化器を提案した。本等化器は、従来の FIR 型適応等化器を構成する FIR 型適応フィルタの前部に通信路の逆フィルタを置く、縦続 2 段構成である。逆フィルタは、通信路

で生じた相関を低減させる効果を有する。また、提案する等化器は、従来法に比べ次のような優位性が得られる。

(1) FIR 型適応フィルタの前部に、通信路で生じた相関を低減させる効果を有するフィルタを置くことにより、LMS アルゴリズムの収束特性が改善される。

(2) 全体が IIR システムであるため、従来法と同程度の次数で、より精度の高い等化が可能になる。

(3) システムの不安定を引き起こす極に対して、簡単な操作を施すことにより、システムの安定性が保証される。

(4) 提案法は、通信路のひずみが激しい場合、すなわち悪条件により等化が困難な場合に、特に有効である。

## 文 献

- (1) Chang R.W.: "A new equalizer structure for fast start-up digital communication", The Bell System Technical Journal, 50, 6, pp.1969-2014(July 1971).
- (2) Butler P. and Cantoni A.: "Noniterative automatic

equalization”, IEEE Trans. Commun., COM-23, 6, pp. 621-633(June 1975).

- (3) Ungerboeck G.: “Theory on the speed of convergence in adaptive equalizers for digital communications”, IBM J. Res., & Dev., 16, 6, pp. 546-555(Nov. 1972).
- (4) Cochran B. A. and Cadzow J. A.: “Linear recursive adaptive equalization utilizing a modified Gauss-Newton algorithm”, IEEE Trans. Circuits and Systems, CAS-34, 7, pp. 834-841(July 1987).
- (5) Mulgrew B. and Cowan C.F.N.: “An adaptive Kalman equalizer: structure and performance”, IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Process., ASSP-35, 12, pp. 1727-1735(Dec. 1987).
- (6) Lawrence R. E. and Laufman H.: “The Kalman filter for the equalization of a digital communications channel”, IEEE Trans. Commun. Technol., CT-19, pp.1137-1141(Dec. 1971).
- (7) Widrow B., McCool J. M., Larimore M. G. and Johnson C. R. Jr.: “Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive filter”, Proc. IEEE, 64, 8, pp. 1151-1162(Aug. 1976).
- (8) Widrow B. and Stearns S.D.: “Adaptive Signal Processing”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey(1985).
- (9) Haykin S.(武部 幹訳): “適応フィルタ入門”, 現代工学社(1987).
- (10) 辻井重男: “デジタル信号処理の基礎”, 電子情報通信学会, 第6章(1988).
- (11) Ybarra G. and Alexander S.: “Effects of ill-conditioned data on least squares adaptive filters”, Proc. IEEE International Conference Acoust. Speech and Signal Process., pp. 1387-1390(1988).

(平成4年12月9日受付, 5年4月19日再受付)



八嶋 弘幸

昭56慶大・工・電気卒, 平2同大大学院博士課程了。同年埼玉大・工・情報助手。平3同助教授, 現在に至る。変復調・符号理論・光通信方式に関する研究に従事。工博, 平1 SSPI, SCHOLARSHIP AWARD 受賞, IEEE 会員。



鈴木 誠史

昭30東工大・工・電気卒, 同年郵政省電波研究所(現, 通信総合研究所)入所。昭42同通信機器部音声研究室長, 昭57同情報処理部長, 昭60同総合通信部長, 昭63通信総合研究所長。平1埼玉大・工・教授, 現在に至る。昭41~42, MIT 客員研究員。この間, 音声合成, 音声認識, 通話品質の改善, 音声伝送方式などの音声情報処理, 通信システムの研究に従事。工博, アメリカ音響学会, 日本音響学会, テレビジョン学会, 情報通信学会, 情報処理学会各会員



伊藤 克子

平4埼玉大・工・情報卒。同年同大学院修士課程入学。現在, 修士課程在学中。デジタル信号処理に関する研究に従事。



島村 徹也

昭61慶大・理工・電気卒, 平3同大大学院博士課程了。同年埼玉大・工・情報助手。スペクトル解析および適応信号処理に関する研究に従事。計測自動制御学会会員。工博。