

高速スタートアップ等化のための Butler-Cantoni 法の適応化

島村 徹也[†] 鈴木 誠史[†]

Adaptalisation of Butler-Cantoni Method for Fast Start-Up Equalisation

Tetsuya SHIMAMURA[†] and Jouji SUZUKI[†]

あらまし 適応等化における高速スタートアップは、オンライン性を要求される通信システムにおいては必要不可欠である。本論文では、二つの FIR フィルタから構成される新しいタイプの適応線形 FIR 等化器、適応 Butler-Cantoni (ABC) 等化器を提案し、トレーニングモードにおける収束の高速化を図る。ABC 等化器は通信路推定器と等化フィルタから構成される。通信路推定器は LMS アルゴリズムによって係数更新を行う。また、それと同時に付加雑音の分散値を算出する。それらの結果に基づき、等化フィルタの係数が Levinson-Trench アルゴリズムによって逐次求められ、送信信号の推定値が算出される。ABC 等化器の計算量は等化フィルタのタップ長の 2 乗に比例するが、RLS 等化器の計算量より多くはない。計算機シミュレーションにより、ABC 等化器が LMS および RLS 等化器より優れた結果を与えることが例証される。

キーワード 通信路推定器、等化フィルタ、Levinson-Trench アルゴリズム、条件数、LMS アルゴリズム

1. ま え が き

ディジタル通信の通信路においてはしばしば符号間干渉が発生する。通信路の不均一性や帯域制限などを主原因とするこの符号間干渉は、高速通信を実現する上での直接的な妨げとなる。従って、適応等化器を用い、これを抑圧する必要がある [1]。

適応等化器のフィルタ構成としては、線形の有限インパルス応答 (FIR) フィルタが最も広く用いられている。その係数は、受信信号とトレーニング信号あるいは判定された送信信号を用いて更新される。これにより、等化器出力の平均 2 乗誤差 (MSE) が最小化される。そして、送信信号の復元、すなわち等化が達成されるのである。

等化器係数の更新のために最も広く用いられている適応アルゴリズムは最小平均 2 乗 (LMS) アルゴリズムである [2], [3]。これは、LMS アルゴリズムが簡潔であり、かつ有限語長演算および付加雑音に対するロバスト性を有するためである。しかし、LMS アルゴリズムの収束速度は、通信路が振幅および遅延のひずみをもち、それが入力自己相関行列の最大および最小固有値の開きをもたらず場合、大きく劣化してしまう。

航空券予約や銀行業務処理などのオンライン性を要求される通信システムにおいては、適応等化のスタートアップ時間を短縮することが速い応答を送るために極めて重要である [11]。この高速スタートアップは、一般的には、ポーリング通信システムに共通して求められる要求である。従って、高速スタートアップ等化を実現するために、多くの努力が今までに払われてきた [4]~[13]。

LMS アルゴリズムを適応アルゴリズムとする等化器、LMS 等化器は、フィルタ長を考慮しつつ、プレフィルタを導入することによってその収束速度が改善される [10], [12], [13]。また、受信信号を直交化することによって LMS 等化器の収束は高速化される [5], [6]。しかし、直交化には通信路特性にかかわる事前情報が必要とされ、実用上の問題を抱える。こう配ラチスはそのような問題をもたず、自己直交化アルゴリズムとみなせる [8]。しかし、その収束速度は逐次最小 2 乗 (RLS) アルゴリズム [4] を上回ることはいできない。RLS アルゴリズムは、理想的な自己直交化アルゴリズムであり、最も高速な収束を与え得る [6]。

RLS アルゴリズムに基づく等化器、RLS 等化器はいくつかのバリエーションを有する [7], [9]。しかし、その特性は基本的には Godard の RLS 等化器 [4] に帰着される。RLS 等化器は計算量の増大を犠牲にはする

[†] 埼玉大学工学部情報システム工学科、浦和市
Faculty of Engineering, Saitama University, Urawa-shi, 338-8570
Japan

が、LMS 等化器よりも高速収束を実現できることで注目される。特に、RLS 等化器は、LMS 等化器と異なり、入力自己相関行列の固有値の広がりにより敏感でないという利点を有する [17]。しかし、付加雑音によって収束速度が影響されるという欠点をもた抱える [15], [17]。

本論文では、適応線形 FIR 等化器の新しいバージョンとして、適応 Butler-Cantoni (ABC) 等化器を發展する。そして、ABC 等化器の収束速度が LMS ばかりでなく RLS 等化器よりも速いことを示す。また、ABC 等化器の計算量は RLS 等化器より多くはないことが主張される。

ABC 等化器は、Butler と Cantoni [14] による非反復法の原理を適応等化に發展することにより導かれる。等化器のフィルタ構成としては、二つの FIR フィルタが用いられる。一つは通信路推定器であり、未知の通信路特性を同定するために用いられる。もう一つは等化フィルタであり、復元される送信信号を出力するために用いられる。等化フィルタの係数は、従来のように所望信号と等化器出力の誤差をフィードバックすることにより直接更新されるのではなく、通信路推定器から得られる結果をもとに、間接的に更新されるという特徴を有する。計算機シミュレーションにより、ABC 等化器の実行性能が調べられる。その結果は、ABC 等化器の有する高速収束性を明示する。

本論文は、まず 2. で問題設定をし、適応等化について概説した後、LMS 等化器と RLS 等化器について述べ、それらの収束特性をまとめる。続く 3. で、ABC 等化器のフィルタ構成、適応方法を記述し、その特徴を明らかにし、収束特性を論じる。また、計算量を比較することにより、ABC 等化器の複雑さの位置付けを行う。そして、4. で、計算機シミュレーション結果をもとに ABC 等化器の実行性能を示す。最後に、5. で、本論文をむすぶことにする。

2. 適応等化

2.1 通信路モデル

今、初期トレーニング時にデータシンボル u_k が通信路を通過し、等化器の入力となる x_k が得られると仮定しよう。但し、ここで、 u_k は ± 1 の値をとる無相関な擬似ランダム信号とする。また、通信路は因果的な離散時間の線形位相 FIR フィルタでモデル化されるとする。従って、当モデルにより、受信信号には振幅ひずみが生じることが仮定されることになる。通信

路の出力には正規性の白色雑音 n_k が付加されるとすると、 x_k は

$$x_k = \sum_{i=0}^{L-1} h_i u_{k-i} + n_k \quad (1)$$

と与えられる。ここで、 h_0, h_1, \dots, h_{L-1} は通信路のインパルス応答を表している。

等化器はまた因果的な FIR フィルタからなるとする。すると、等化器出力は定常状態で

$$y_k = \sum_{i=0}^{M-1} c_i x_{k-i} \quad (2)$$

と表される。ここで c_0, c_1, \dots, c_{M-1} は等化器のタップ係数を表す。等化器は、 u_k から y_k までの全体的なシステムのインパルス応答ができる限り単位インパルスに近づくように設計される必要がある。この処理は、結局、正規方程式

$$\mathbf{A} \mathbf{c} = \mathbf{b} \quad (3)$$

を解くことにより、等化器のタップ係数ベクトル

$$\mathbf{c} = [c_0, c_1, \dots, c_{M-1}]^T \quad (4)$$

を求めることに帰着される。ここで、式 (4) における T は転置を意味する。式 (3) における \mathbf{A} は x_k の $M \times M$ の自己相関行列で、その各要素は

$$a_{ij} = E[x_{k-i} x_{k-j}] \\ i, j = 0, 1, \dots, M-1 \quad (5)$$

によって与えられる。ここで $E[\cdot]$ は期待値を表す。また、 \mathbf{b} は x_k と u_{k-d} の $M \times 1$ の相互相関ベクトルで、その要素は

$$b_i = E[x_{k-i} u_{k-d}] \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (6)$$

によって与えられる。上式における d は、トレーニングパスにおける遅延量に対応し、非最小位相通信路を等化するために必要とされる。

2.2 LMS 等化器

式 (3) は、未知通信路への切換えや、比較的低速な通信路の時変性への追従をも考慮し、適応的に解かれる必要がある。図 1 は、適応線形 FIR 等化器を用いた通信システムのブロック図を示している。本論文では、適応等化における初期トレーニングモードのみを

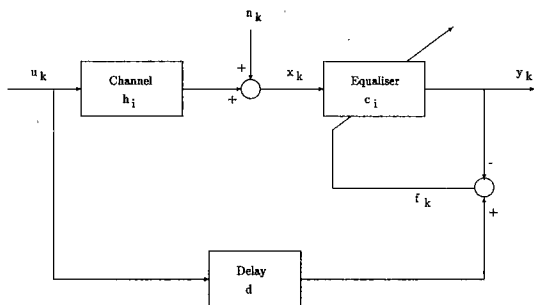


図1 線形 FIR 等化器の模式図
Fig. 1 Configuration of the linear FIR equalisers.

取り上げる。従って、図1では遅延された送信信号が受信側で取得可能であることを仮定している。

式(3)を解くための等化器としての適応アルゴリズムには、次のLMSアルゴリズムがしばしば用いられる。

$$y_k = \mathbf{x}(k)^T \mathbf{c}(k) \quad (7)$$

$$f_k = u_{k-d} - y_k \quad (8)$$

$$\mathbf{c}(k+1) = \mathbf{c}(k) + \mu \mathbf{x}(k) f_k \quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{c}(k)$ は反復 k における等化器のタップ係数ベクトルで

$$\mathbf{c}(k) = [c_0(k), c_1(k), \dots, c_{M-1}(k)]^T \quad (10)$$

によって与えられる。また、 $\mathbf{x}(k)$ は k サンプル時刻における入力信号ベクトルで

$$\mathbf{x}(k) = [x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-M+1}]^T \quad (11)$$

である。 μ は、収束特性を制御するステップサイズパラメータである。

式(3)の最適解である最適等化器係数ベクトル

$$\mathbf{c}_{opt} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b} \quad (12)$$

を用いて、係数誤差ベクトル

$$\tilde{\mathbf{c}}(k+1) = \mathbf{c}(k) - \mathbf{c}_{opt} \quad (13)$$

を導入するとしよう。このとき、 $E[\tilde{\mathbf{c}}(k)]$ の要素すべてが零に収束するための μ の必要十分条件と、 $E[\tilde{\mathbf{c}}(k)]$ の収束の時定数の最大値の表現より

$$\tau_{max} > \frac{\rho_{max}}{2\rho_{min}} \quad (14)$$

という関係式が導けることが知られている[16]。ここで、 ρ_{max} 、 ρ_{min} はそれぞれ \mathbf{A} の最大および最小固有

値である。式(14)は、 \mathbf{A} の最大固有値と最小固有値の比、すなわち条件数が大きくなるにつれて、LMS は収束に多くの時間を要することを示している。

$E[\tilde{\mathbf{c}}(k)]$ と同様 $E[f_k^2]$ の収束も、 \mathbf{A} の条件数の影響を受ける ($E[\tilde{\mathbf{c}}(k)]$ よりその受ける影響は少ないが) [3]。しかし、 $E[f_k^2]$ の収束特性は、等化器のタップ長 M を重要な因子として有する点が $E[\tilde{\mathbf{c}}(k)]$ とは基本的に異なる。

2.3 RLS 等化器

LMS アルゴリズムは計算量が少なく、実行が容易であるが、入力信号からなる自己相関行列の条件数によって収束特性が大きく左右される。この入力信号依存性を克服する有力なアルゴリズムとして次のRLSアルゴリズムがある。

$$y_k = \mathbf{x}(k)^T \mathbf{c}(k-1) \quad (15)$$

$$f_k = u_{k-d} - y_k \quad (16)$$

$$\mathbf{K}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1)\mathbf{x}(k)^T}{\lambda + \mathbf{x}(k)^T \mathbf{P}(k-1)\mathbf{x}(k)} \quad (17)$$

$$\mathbf{P}(k) = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{P}(k-1) - \mathbf{K}(k)\mathbf{x}(k)^T \mathbf{P}(k-1)] \quad (18)$$

$$\mathbf{c}(k) = \mathbf{c}(k-1) + \mathbf{K}(k)f_k \quad (19)$$

ここで、 $\mathbf{K}(k)$ はカルマンゲイン、 λ は忘却係数に対応する。上記アルゴリズムは

$$\mathbf{P}(0) = \frac{1}{\alpha} \mathbf{I} \quad (20)$$

を初期値として反復が開始される。ここで、 \mathbf{I} は単位行列を表す。

定常確率過程において期待値は時間平均で置き換えられるので

$$E[f_n^2] = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{1}{k} \sum_{n=0}^k f_n^2 \quad (21)$$

が成立する。但し、式(21)は、上記RLSアルゴリズムにおいては、忘却係数に $\lambda = 1$ が設定される場合にのみ成り立つ。式(21)においては、右辺の最小2乗(LS)評価関数と左辺のMSE評価関数とで、スケーリング $1/k$ のみが異なる。従って、式(21)は、LS問題における $\mathbf{c}(k)$ は正規方程式の解 $\mathbf{c}_{opt}(k)$ に収束することを意味している。この意味において、RLSによる等化器係数ベクトルの推定量は、 $M \ll k < \infty$ において

$$E[\mathbf{c}(k)] = \mathbf{c}_{opt} - \frac{\alpha}{k} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{c}_{opt} \quad (22)$$

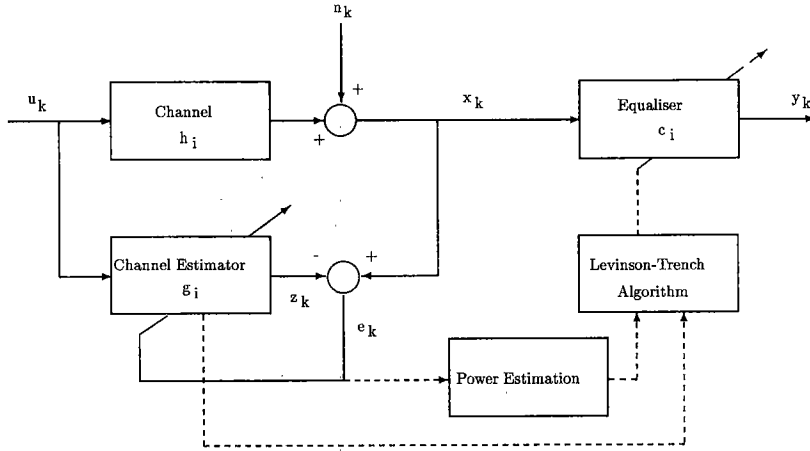


図2 ABC等化器の模式図。Levinson-Trench Algorithmは自己相関行列と相互相関ベクトルの要素の計算(式(33)と(34))を含む。そこで、遅延 d が用いられる

Fig.2 Configuration of the ABC equaliser. The Levinson-Trench Algorithm includes the calculation for the elements of the auto-correlation matrix and cross-correlation vector (Equations (33) and (34)), where the delay d is used.

となる[17]。上式は、RLSは不偏推定量であり、また、その最適解までの収束における誤差は時間と共に線形に減少することを示している。

$E[c(k)]$ と類似して、また $E[f_k^2]$ においてもその収束は $1/k$ に比例し、近似的に

$$E[f_k^2] = \sigma^2 + \frac{M}{k} \sigma^2 \quad (23)$$

で与えられることが知られている[4]。ここで σ^2 は出力誤差分散を表している。

3. ABC等化器

3.1 フィルタ構成と適応方法

図2は、本論文で提案するABC等化器を用いた通信システムのプロック図を示している。ここで、等化フィルタは M 個のタップ係数を有する。その出力は、LMS等化器と同様、式(7)によって与えられる。一方、通信路推定器は、 k サンプル時刻において N タップ係数 $g_0(k), g_1(k), \dots, g_{N-1}(k)$ を有し、その出力 z_k は

$$z_k = \sum_{i=0}^{N-1} g_i(k) u_{k-i} \quad (24)$$

によって与えられる。

トレーニングモードにおいては、受信信号 x_k ばかりでなく送信信号 u_k をも得ることが可能である。従っ

て、図2に示されるように、ある通信路推定器を用いて未知通信路を同定することが可能である。その推定器は、ある適応アルゴリズムによって係数更新されればよいであろう。存在するいくつかの適応アルゴリズムの中から、ここではLMSアルゴリズムを選択することにする。LMSアルゴリズムによる通信路推定器の係数ベクトル

$$\mathbf{g}(k) = [g_0(k), g_1(k), \dots, g_{N-1}(k)]^T \quad (25)$$

の更新式は、

$$\mathbf{g}(k+1) = \mathbf{g}(k) + \mu \mathbf{u}(k) e_k \quad (26)$$

によって記述される。ここで、 e_k は誤差信号であり、

$$e_k = x_k - z_k \quad (27)$$

である。また $\mathbf{u}(k)$ は

$$\mathbf{u}(k) = [u_k, u_{k-1}, \dots, u_{k-N+1}]^T \quad (28)$$

によって与えられる入力信号ベクトルである。このLMS推定器は、反復ごとに通信路のインパルス応答の推定値を与える。そして、同時に、誤差信号の分散の推定値をも算出し得る。 $L \leq N$ の場合、LMS推定器の出力誤差信号の分散値は、付加雑音の分散値となる[18],[19]。実際に付加雑音の分散を求めるためには、 e_k^2 の平均操作が必要である。ここでは、当目的において、次の処理を行うことにする。

$$\hat{\sigma}^2(k) = \frac{1}{P} \sum_{i=0}^{P-1} (e_{k-i})^2 \quad (29)$$

ここで P は、平均するために必要とされるデータサンプルの数を表している。

上記の LMS 推定器から得られる結果をもとに、等化フィルタの係数は間接的に決定され得る。具体的には、

$$\mathbf{c}(k) = \mathbf{A}(k)^{-1} \mathbf{b}(k) \quad (30)$$

により、各サンプル時刻ごとに等化フィルタの係数は得られる。ここで、 $\mathbf{A}(k)$ 、 $\mathbf{b}(k)$ は k サンプル時刻における自己相関行列と相互相関ベクトルを意味する。式 (30) は、Levinson-Trench アルゴリズム [14] を用いて効率的に解くことができる。

ここで、式 (3) における \mathbf{A} 、 \mathbf{b} それぞれの要素は、理想的には通信路のインパルス応答と通信路出力の誤差分散によって、次のようにそれぞれ記述されることに注目されたい。

$$a_{ij} = \sum_{m=0}^{L-1} h_m h_{m+|i-j|} + \sigma^2 \delta(i-j) \quad i, j = 0, 1, \dots, M-1 \quad (31)$$

$$b_i = h_{d-i} \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (32)$$

ここで、 $\delta(\cdot)$ は Kronecker のデルタ関数である。式 (31)、(32) を利用すれば、 \mathbf{A} 、 \mathbf{b} の要素にそれぞれ通信路推定器からの結果を代入し、

$$a_{ij}(k) = \sum_{m=0}^{N-1} g_m(k) g_{m+|i-j|}(k) + \hat{\sigma}^2 \delta(i-j) \quad i, j = 0, 1, \dots, M-1 \quad (33)$$

$$b_i(k) = g_{d-i}(k) \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (34)$$

とすることができる。式 (33)、(34) を LMS 推定器の適応と同時に求めることにより、式 (30) より等化フィルタの係数が逐次求められ、式 (7) に基づき等化フィルタ出力 y_k を得ることができる。結局、 y_k は u_{k-d} の推定値を与えることになる。

上記のように、ABC 等化器は、LMS 推定器からの通信路のインパルス応答推定値と出力誤差分散推定値を求めつつ、間接的に等化フィルタ出力を Levinson-Trench アルゴリズムを用いて算出する適応等化器である。この ABC 等化器は、Butler-Cantoni の非反復等化器の適応等化器への発展とみなすことができる。十

分なデータサンプル取得後、時間平均から自己相関行列および相互相関ベクトルの要素を推定し、一括処理で式 (3) を直接解くことにより等化フィルタの係数を求める Butler-Cantoni 等化器に対し、ABC 等化器は、データサンプルが与えられるごと、逐次、等化フィルタの係数を求める。

3.2 収束特性

ABC 等化器の収束性は、基本的に通信路推定器の LMS アルゴリズムの収束特性によって決定される。それは、等化フィルタの係数は、通信路推定器の結果をもとに間接的に更新されるのみであり、等化器自身が等化器からの出力信号のフィードバックを直接もたないためである。

通信路推定器への入力信号は ± 1 の値をとる無相関な擬似ランダム信号である。従って、その入力信号から作られる自己相関行列の固有値はすべて 1 であり、固有値の広がりをもたない。このとき、式 (14) より、最大時定数が最小となる。すなわち、LMS は最も速い収束を実現する。更に、常に送信信号は一定の統計量を保持し、通信路の特性には無関係である。これは、従来の FIR 等化器のような、等化器への入力信号の変化に伴い、自己相関行列の固有値の広がり変動することによって、収束特性が劣化することはないことを意味している。

一般に、LMS 等化器における $E[f_k^2]$ の収束特性は複雑な表現を与える [3]。しかし、ABC 等化器の通信路推定のようなシステム同定問題においては、同じ LMS アルゴリズムを用いるとしてもその表現が大幅に簡素化され、 $E[x_k^2]$ 、 σ^2 、 N 、 μ のみによって与えられる。更に、もし最も速く収束するように μ を選択したとすると、 $E[f_k^2]$ の収束特性は

$$E[f_{k+1}^2] = \left(1 - \frac{1}{N}\right) E[f_k^2] \quad (35)$$

によって表される。上式は、明らかに N を低減することにより速い収束が得られることを意味している。これに加えて、通常、通信路推定器の長さ N は等化フィルタの長さ M より短く

$$N < M \quad (36)$$

である。従って、ABC 等化器においての、等化器の適応を通信路推定器の適応に置き換える技法は、式 (35) と式 (36) からの直接的な恩恵を受けることになる。これはまた明らかに、ABC 等化器の収束の高速化を促

す一因となるであろう。しかし、ここで、通信路推定において、 $L \leq N$ の設定が前提となることには注意が必要である。なぜなら、もし $L > N$ が設定されるならば、通信路推定の誤差が自己相関行列と相互相関ベクトルの要素の推定誤差を導き、結局、等化フィルタ出力の MSE を悪化させてしまうためである。通信路の長さは本来未知ではあるが、経験的におよそ知られることが多い。従って、自然と、 $L \leq N$ を満足するために N の設定に多少の選択の幅をもたせることが考えられる。しかし、このような状況を考慮したとしても、式 (36) は多くの場合に成り立ち、ABC 等化器の高速な収束は期待できる。

一方、通信路出力に付加される雑音に対して ABC 等化器はロバスト性を有する。RLS 等化器は、入力自己相関行列の固有値の広がりによって左右されない高速収束を実現可能であるが、その一方で付加雑音の影響を受ける。ここで、適応の初期に

$$E[f_k^2] \gg \sigma^2 \quad (37)$$

が成り立つ場合を考えよう。式 (22) より、RLS は最適等化器係数ベクトルへ収束するものの、その収束は $1/k$ の因子で減少する。この性質はまた、式 (23) のように MSE に直接反映される。RLS のこの $1/k$ に比例する収束性は、式 (37) が成立しない、 $E[f_k^2]$ と σ^2 が比較的近い場合であれば問題はない。しかし、式 (37) が成立する場合には、 $E[f_k^2]$ に比べ σ^2 が小さければ小さいほど、MSE において、最適な MSE である σ^2 に到達するまでに要する時間は多くなってしまうことを意味する。式 (37) は、通信路出力が高 SNR であるときに生じる。すなわち、RLS は、高 SNR になるにつれて収束速度が低下することになるわけである。しかし、ABC 等化器は LMS 等化器と同様指数関数的に収束し、そのような問題は生じない。ABC 等化器は、ほとんど付加雑音に影響されない収束速度を保持できる。

上記の ABC 等化器の性質は、4. のシミュレーション結果で裏づけられよう。

3.3 計算量

ABC 等化器は、各サンプル時刻ごとに M 次の線形方程式を解き、また付加雑音の分散を求める。通信路推定器においては、 $4N+1$ 回の乗算、Levinson-Trench アルゴリズムにおいては、 $2M^2-3M$ の乗算、 $2M-3$ 回の除算をサンプル時刻ごとに必要とする。また、付加雑音の分散の推定においては、式 (29) が

表 1 適応等化アルゴリズムの計算量
Table 1 Computational complexity of adaptive equalisation algorithms.

Algorithm	Multiplications	Divisions
LMS	$2M+1$	0
RLS	$2.5M^2+4.5M$	2
ABC	$2M^2-3M+4N+3$	$2M-2$

$$\hat{\sigma}^2(k) = \hat{\sigma}^2(k-1) + \frac{e_k^2 - e_{k-P}^2}{P} \quad (38)$$

の形に変形されることを考慮すれば、2 回の乗算と 1 回の除算がサンプル時刻ごとに必要とされることになる。表 1 は、ABC 等化器において必要とされる計算量をまとめている。また、比較のために、表 1 には LMS および RLS 等化器の計算量をも記している。

例として、次章 4. で用いられる $M=11$, $N=5$ の場合を取り上げるとすると、ABC 等化器には 232 回の乗算、20 回の除算が必要とされる。LMS では、23 回の乗算が必要とされ、除算はなしである。RLS では、352 回の乗算、2 回の乗算が必要とされる。従って、ABC 等化器の計算量は、LMS よりはるかに多いが、RLS より少ないことがわかる。

4. シミュレーション

ABC 等化器の実行性能を調べるために計算機シミュレーションを行った。通信路としては、raised cosine channel [17]

$$h_i = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{2\pi}{W} (i-1) \right) \right] \quad i=1, 2, 3 \quad (39)$$

を用いた。ここで、 W は入力自己相関行列の固有値の広がりを制御するパラメータである。式 (39) は、式 (1) の通信路のインパルス応答に対応させると、 $L=4$ の場合に相当する。但し、 $h_0=0$ である。

LMS, RLS, ABC それぞれの等化器の比較が同一条件下で行われた。すべての等化器は $M=11$ である等しいタップ長を有し、 $d=7$ と遅延量が設定された。また、各等化器係数ベクトルの初期値は零に設定された。LMS 等化器においては、ステップサイズパラメータが $\mu=0.04$ と設定された。RLS 等化器においては、忘却係数、初期定数がそれぞれ $\lambda=1.0$, $\alpha=0.001$ と設定された。また、ABC 等化器においては、 $\mu=0.04$, $N=5$, $P=20$ と設定された。

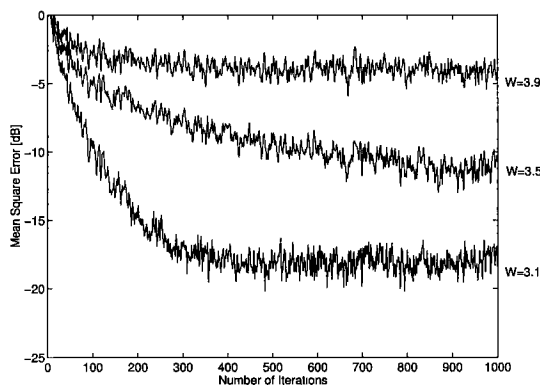


図3 SNR = 20 (dB) の場合における LMS 等化器の固有値広がり依存性

Fig.3 Dependency on the eigenvalue spread for the LMS equaliser in the case where SNR = 20 (dB).

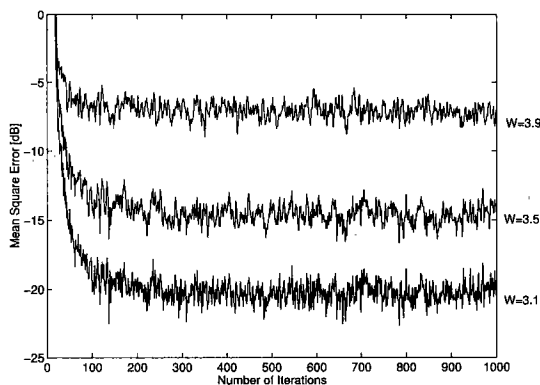


図4 RLS 等化器の固有値広がり依存性

Fig.4 Dependency on the eigenvalue spread for the RLS equaliser.

図3~5は、式(39)の W の値を変え、入力自己相関行列の条件数を変化させたときの、LMS、RLS、ABC等化器の収束特性の変化を示している。ここでは、すべてSNRは20 dBと設定された。LMSは、図3より、条件数によって収束速度が急激に劣化してしまうことがわかる。一方、RLSとABCは、図4、5より、それぞれほぼ一定の収束速度を保持していることが見てとれる。また、図3~5を比較すれば、ABC等化器の収束速度はLMSよりかなり速く、RLSとほぼ等しいことがわかる。また更に、定常状態でのMSEは、ABCとRLSとではほぼ等しいことに気づく。

図6~8は、 $W = 3.1$ の設定下での、異なるSNRでの収束特性の比較を与えている。三つの等化器とも、

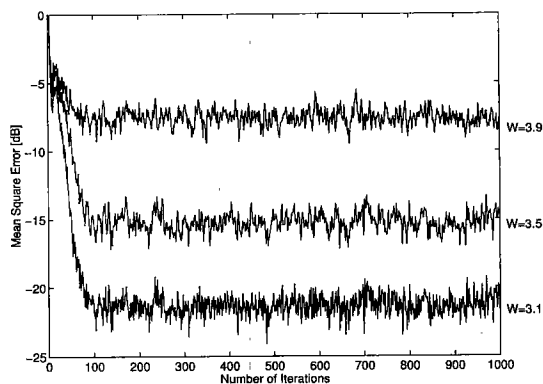


図5 ABC等化器の固有値広がり依存性

Fig.5 Dependency on the eigenvalue spread for the ABC equaliser.

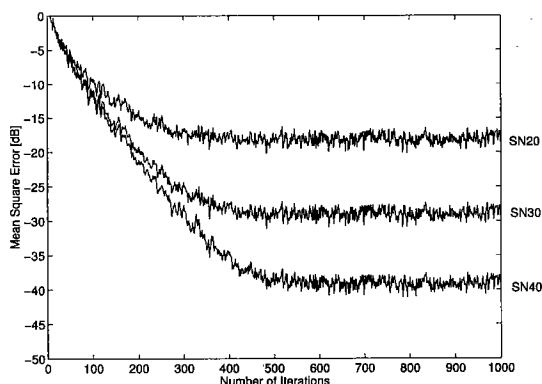


図6 $W = 3.1$ の場合における LMS 等化器の SNR 依存性。SN20, SN30, SN40 はそれぞれ SNR = 20 (dB), 30 (dB), 40 (dB) を意味する

Fig.6 Dependency on the SNR for the LMS equaliser in the case where $W = 3.1$. SN20, SN30 and SN40 mean SNR = 20 (dB), 30 (dB), 40 (dB), respectively.

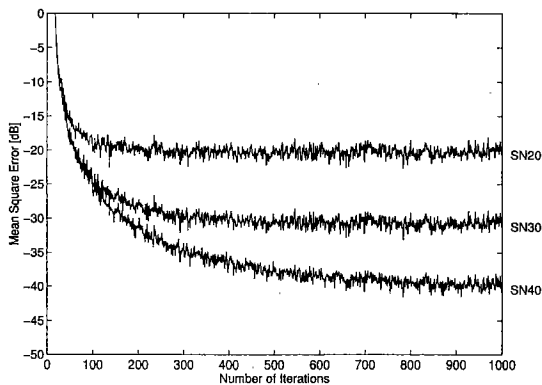


図7 RLS 等化器の SNR 依存性

Fig.7 Dependency on the SNR for the RLS equaliser.

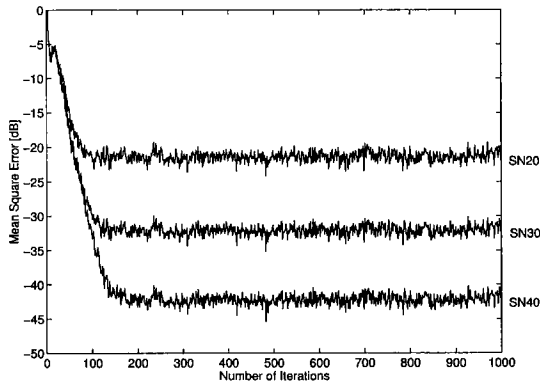


図8 ABC等化器のSNR依存性

Fig.8 Dependency on the SNR for the ABC equaliser.

SNRが向上するにつれて収束に要する時間が増大していることが見てとれる。LMSとABCは、SNRの10dBの向上ごとに一定の間隔で収束時間が増加しているが、RLSは指数関数的に増加している。これは、LMSとABCの収束が指数関数的であり、MSEのlogスケールで直線的となるのに対し、RLSの収束が線形的で、MSEのlogスケールで $-\log_{10} k$ に比例するためである。また、三つの等化器の中で最も速い収束を与えているのがABCであることは明らかである。更には、図7, 8を注意深く比較することにより、MSEにおいてさえも、ABCがRLSより良好な結果を与えていることが見てとれる。

図3~8全体を通して見れば、明らかにABC等化器はLMSばかりでなくRLS等化器をも上回る実行性能を与えることを示していると言えよう。

5. むすび

本論文では、等化器の適応を通信路推定器の適応に置き換えることに着目し、新しいタイプの適応等化器、ABC等化器を提案した。ABC等化器は二つのFIRフィルタ、通信路推定器等化フィルタから構成される。そして、その収束特性は、通信路推定器の収束特性によって決定される。従って、ABC等化器は、入力自己相関行列の条件数に左右されず、付加雑音にロバストに、高速スタートアップを実現することができる。計算機シミュレーション結果は、ABC等化器がLMSおよびRLS等化器よりも良好な結果を与えることを例証している。

従来一つのFIRフィルタを用いるところを二つのFIRフィルタを用いることによって収束特性を改善す

るABC等化器は、通信路推定にLMSアルゴリズムを用いる場合、従来のLMS等化器よりは多くの計算量を要するが、RLS等化器より複雑ではない。これは、ABC等化器の実用化に向けての主張されるべき点である。しかし、ABC等化器の原理からして、LMS推定器を用いることに制約される必要は必ずしもないために、計算量が問題なければ、RLS推定器を用いることも可能であろう。ABC等化器には、また、他の高精度な通信路推定器を適用することをも考慮され得る。

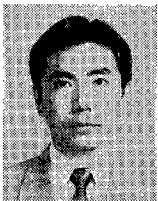
文 献

- [1] S.U.H. Qureshi, "Adaptive equalization," Proc. IEEE, vol.73, no.9, pp.1349-1387, Sept. 1985.
- [2] J. Proakis and J.H. Miller, "An adaptive receiver for digital signaling through channels with intersymbol interference," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.IT-15, no.4, pp.484-497, July 1969.
- [3] C. Ungerböck, "Theory on the speed of convergence in adaptive equalizers for digital communication," IBM J. Res. Develop., pp.546-555, Nov. 1972.
- [4] D. Godard, "Channel equalization using a Kalman filter for data transmission," IBM J. Res. Develop., pp.267-273, May 1974.
- [5] R.W. Chang, "A new equalizer structure for fast start-up digital communication," Bell System Technical Journal, vol.50, no.6, pp.1969-2014, July-Aug. 1971.
- [6] R. Gitlin and F.R. Magee, Jr., "Self-orthogonalizing adaptive equalization algorithms," IEEE Trans. Commun., vol.COM-25, no.7, pp.666-672, July 1977.
- [7] D.D. Falconer and L. Ljung, "Application of fast Kalman estimation to adaptive equalization," IEEE Trans. Commun., vol.COM-26, no.10, pp.1439-1446, Oct. 1978.
- [8] E.H. Satorius and S.T. Alexander, "Channel equalization using adaptive lattice algorithms," IEEE Trans. Commun., vol.COM-27, no.6, pp.899-905, June 1979.
- [9] E.H. Satorius and J.D. Pack, "Application of least squares lattice algorithms to adaptive equalization," IEEE Trans. Commun., vol.COM-29, no.2, pp.136-142, Feb. 1981.
- [10] W.Y. Chen, "Adaptive pilot filtering for LMS algorithm," Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics Speech and Signal Process., pp.1509-1512, 1991.
- [11] K.A. Hamied, M. Rahman, and M.S. El-Hennawy, "A new channel estimator for fast start-up equalization," IEEE Trans. Commun., vol.COM-39, no.2, pp.177-181, Feb. 1991.
- [12] K. Wesolowski, C.M. Zhao, and W. Rupprecht, "Adaptive LMS transversal filters with controlled length," IEE Proc. Pt. F, vol.139, no.3, pp.233-238, June 1992.
- [13] S.H. Leung and B.L. Chan, "Fast converging LMS equaliser," Electronics Letters, vol.29, no.10, pp.829-830, May 1993.
- [14] P. Butler and A. Cantoni, "Noniterative automatic

equalization," IEEE Trans. Commun., vol.COM-23, no.6, pp.621-633, June 1975.

- [15] G.K. Boray and M.D. Srinath, "Conjugate gradient techniques for adaptive filtering," IEEE Trans. Circuits & Syst., Pt. I, vol.CAS-39, no.1, pp.1-10, Jan. 1992.
- [16] C.F.N. Cowan and P.M. Grant, "Adaptive Filters," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1985.
- [17] S. Haykin, "Adaptive Filter Theory," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1991.
- [18] J.G. Proakis, "Digital Communications," McGraw-Hill, 1989.
- [19] B. Widrow and S. Stearns, "Adaptive Signal Processing," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1985.

(平成9年7月15日受付, 10月6日再受付)



島村 徹也 (正員)

昭61慶大・理工・電気卒。平3同大学院博士課程了。工博。同年埼玉大・工・助手, 現在に至る。この間, 平7ラフバラ大学, 平8ベルファーストクイーンズ大学(ともに連合王国)客員研究員。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, システム制御情報学会, 日本音響学会, IEEE, EURASIP 各会員。



鈴木 誠史 (正員)

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60同総合通信部長, 昭和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, 通信品質の改善, 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, 情報処理学会, IEEE 各会員。