

送電線用デジタル電力線搬送方式における適応等化器

正員 佐々木範雄* 非会員 花海 丞**
非会員 織田 健志** 非会員 安達 文幸***

Adaptive Equalizer for Digital Power Line Carrier Systems

Norio Sasaki*, Member, Tasuku Hanaumi**, Non-member, Takeshi Oda**, Non-member,
Fumiyuki Adachi***, Non-member

(2013年4月23日受付, 2013年8月19日再受付)

In this paper, we propose a transversal adaptive equalizer using the least mean squares (LMS) algorithm for digital power line carrier systems and discuss about the optimal number of taps, the step size parameters, and the achievable bit error rate (BER) performance. First, we present two power line models: Model 1 with a line trap on the power line branch and Model 2 without a line trap on the branch. Then, we present theoretical analysis and the computer simulation results. In the case of Model 1, the sufficient number of taps is around 12, while in the case of Model 2, it increases to 21. This is because a line trap in the case of Model 1 can suppress the electric energy of the delay path. It is desirable to change the step size parameter μ in the training and tracking modes in order to achieve fast mean square error (MSE) convergence rate and a good BER performance; i.e., a relatively large value of $\mu=0.01$ should be used in the training mode while a small value of $\mu=0.001$ should be used in the tracking mode.

キーワード: 送電線, 電力線搬送, デジタル伝送, 適応等化器

Keywords: Power line transmission, Power line carrier, Digital transmission, Adaptive equalizer

1. はじめに

近年, 電力保安通信網の IP 化進展に伴い, ルーラル系となる小規模な電気所へも IP 網の構築が要望されてきている。これら要望に応えるためには, ルーラル系の伝送装置として活用されている, 送電線路を用いた電力線搬送装置のデジタル化が必須となり, 現在のアナログ伝送方式からデジタル伝送方式へと移行させる新たな信号伝送技術の研究開発が必要となってくる。このなかで, 送電線用電力線搬送方式で用いられている周波数帯域幅 (100kHz~450kHz) で伝送帯域幅を数十 kHz 以上としてデジタル伝送を考慮した場合, 変調方式には周波数利用効率の高い, 多値 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) が合致した適用技術にな

るものとする。

しかしながら, QAM のように変調方式を多値化することにより, マルチパス伝搬路で発生する遅延波が符号間干渉への大きな要因となり, 伝送品質の劣化, すなわちビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性の劣化が顕著に表れてくる。このため, 符号間干渉による伝送品質の劣化を補償する技術として, 適応等化器が広く知られており, 固定マイクロ波通信, 有線通信, 移動通信等で多くの研究が行なわれている^{(1)~(4)}。

送電線路における電力遅延プロファイルについては, 通常のメタルケーブル等有線伝送路と比較して長距離な伝送路 (数 km~数十 km) であることや, 送電線路上には複数の電気所との系統連携を図るための短距離 (数百 m~数 km) な分岐送電線が接続されていること等から, その遅延波は数十 μ s の短い遅延のものから, 数百 μ s の長遅延なものまで複数のパスが存在することを筆者らが明らかにしている⁽⁵⁾。このことから, 送電線路でデジタル伝送を行うには適応等化器が必要不可欠な技術となり, なおかつ所要タップ数についてはシンボルレートを一定とした場合, これまで固定マイクロ波通信, 有線通信, 移動通信等で適用されてきた適応等化器以上のタップ数が要求されることが

* 東北電力 (株) 研究開発センター
〒981-0952 仙台市青葉区中山 7-2-1
Tohoku Electric Power Co., Inc.
7-2-1, Nakayama, Aoba-ku, Sendai 981-0952, Japan

** 通研電気工業 (株)
〒981-3206 仙台市泉区明通 3-9
Tsuken Electric Industrial Co., Ltd.
3-9, Akedouri, Izumi-ku, Sendai 981-3206, Japan

*** 東北大学
〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 05
Tohoku University
05, Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai 980-8579, Japan

想定される。しかし、電力線搬送装置に用いる適応等化器の検討については、宅内環境における電灯線搬送装置について報告⁽⁶⁾⁽⁷⁾がなされている程度であり、送電線路を用いたデジタル電力線搬送方式の適応等化器について、所要タップ数や収束特性、および BER 特性を解析した結果報告は見うけられない。

そこで、本論文では、LMS (Least Mean Squares) アルゴリズムを用いる適応線形等化器を採用する。また、変調方式には 64QAM を適用し、符号伝送速度は 32ksymbol/s とする。

まず、2 章では送電線路の伝搬環境を示すため、筆者らがチャンネルモデル化⁽⁵⁾で示した反射経路、付加損失、伝搬損について述べ、その伝搬環境における 64QAM 伝送時のコンスタレーション特性を示し、適応等化器の必要性について述べる。3 章では、LMS アルゴリズムによるトランスバースフィルタの基本原則と理論について述べる。4 章では電力遅延プロファイルモデル⁽⁵⁾を用い、Wiener フィルタの理論解析による最小平均二乗誤差 (MMSE : Minimum Mean Square Error) と、計算機シミュレーションによる LMS アルゴリズムの平均二乗誤差 (MSE : Mean Square Error) との比較検証を行なう。また、本論文で提案した適応線形等化器が示す動作特性から、今後装置設計に必要とされる所要タップ数やステップサイズパラメータ、および BER 特性について、計算機シミュレーションにより明らかにする。

2. 送電線路の伝搬環境

送電線路の伝搬環境は Fig.1 に示すように伝送路に分岐が存在する系統がおもである。この分岐個所にはインピーダンス整合を図るためのライントラップ (LT) が設置されるのが標準であるが、構造上の制約で設置できない個所も存在する。また、ライントラップのみで終端されている電気所も存在する。

このように送電線路の伝送路形態は多様なことから、筆者らは送電線路で発生する反射波の経路を Fig.1, 2 の a~f に示すモデルで設定した場合、その反射経路モデル化による付加損失要因は以下となり、Table 1 に示す付加損失値になることを明らかにしている⁽⁵⁾。

- a. 終端装置が設置されている電気所での反射損 RL_T
- b. ライントラップのみ設置の電気所での反射損 RL_{LT}
- c. ライントラップ設置の分岐箇所での反射損 RL_{JLT}
- d. ライントラップ未設置の分岐箇所での反射損 RL_J
- e. ライントラップ通過による動作減衰量 B_{LT} と、電気所インピーダンスでの反射損 RL_{SS}
- f. 遠端漏話 (FEXT) に起因する伝送線と残線 (伝送線の相とは異なる相) との結合による異相間結合減衰量 L_C と、残線伝搬による電気所インピーダンスでの反射損 RL_{SS}

以上のように送電線路では多様な反射経路による遅延波が発生する伝搬環境であることが示されている。なお、f 項に示した異相間結合減衰量 L_C [dB] については次式⁽⁵⁾で算出される。

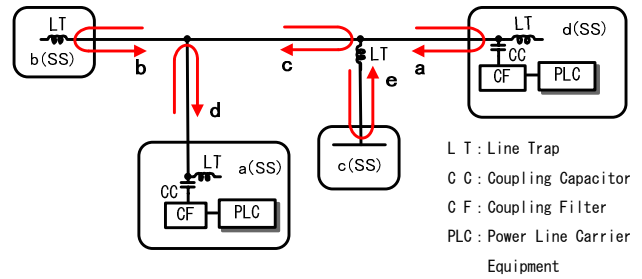


Fig. 1. Model for reflection path routes in power line.

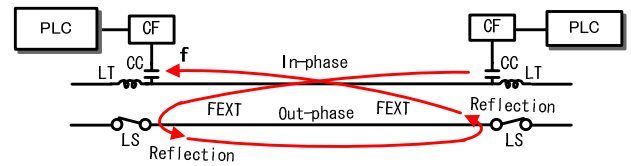


Fig. 2. Model for transmitting reflection path route in out-phase.

Table 1. additional loss of value.

Reflection loss in equipment terminal RL_T	10.0dB
Reflection loss in line trap terminal RL_{LT}	6.7dB
Reflection loss in line trap branch RL_{JLT}	13.5dB
Reflection loss in without line trap branch RL_J	2.7dB
Composite loss in line trap B_{LT}	10.6dB
Reflection loss in sub-station RL_{SS}	0dB

$$L_C(f, l) = L_{CA}(f_0, l_0) + 20 \log \left(\frac{f}{f_0} \right) + 10 \log \left(\frac{l}{l_0} \right) \dots \dots (1)$$

ここで、 $L_{CA}(f_0, l_0)$ は基準とする周波数 f_0 と、伝送路距離 l_0 における異相間結合減衰量 [dB] であり、Fig.2 に示す実伝送路で得られた値、 $L_{CA}(f_0, l_0) = 6.8$ dB、 $f_0 = 300$ kHz、 $l_0 = 9.1$ km を基準値としている。 f および l はモデル化の対象となる周波数と伝送路距離である。

次に周波数帯域 150 kHz ~ 450 kHz における送電線路の伝搬損は次式⁽⁵⁾により算出される。

$$L(D) = 5.97 + 0.174D + 1.69B_1 + 2.41B_2 \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 $L(D)$ は伝搬損 [dB]、定数項となる 5.97 dB は送電線との高周波結合による動作減衰量、 D は送電線こう長 [km]、 B_1 は送電線 1 分岐、 B_2 は送電線 2 分岐の有無に該当する変数で、有 = 1、無 = 0 となる。

(2) 式から得られる送電線路の伝搬損距離特性は 0.174 dB/km となり、メタルケーブル等の有線伝送路と比較して非常に損失の小さい伝搬環境であることが示されている。

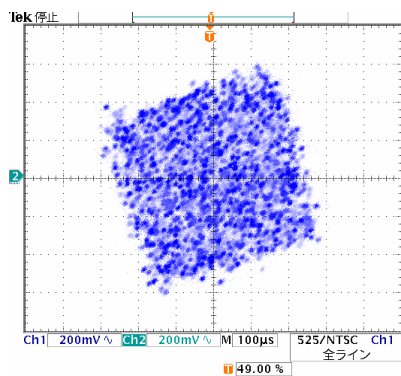


Fig. 3. Constellation of received 64QAM signal over a multi-path channel.

このような伝搬環境で、適応等化器を用いず 64QAM 変調方式により 32ksymbol/s で伝送した場合の、コンスタレーション特性を Fig.3 に示す。遅延波による符号間干渉によって、復調信号はランダムな信号配置点が再生され、64QAM の基準信号配置点は出力されていない。このことから、ビット誤りなど所要の伝送品質確保が困難なことが考えられるため、送電線路で 64QAM の変調方式を用いてデジタル伝送を行うには、遅延波により生ずる符号間干渉を補償する適応等化器を用いることが必須であるといえる。

3. LMS アルゴリズムを用いる適応線形等化器

本論文で提案するデジタル電力線搬送方式用適応等化器には、Fig.4 に示すような適応線形等化器を適用した。また、伝送路となる送電線路には、瞬時値変動の少ない一定量の電流が常時供給されていることと、電気所インピーダンスの影響を低減するライントラップが挿入され⁽⁵⁾、伝達関数はほぼ一定に保たれていることから、伝送路チャネルの時変特性は変動しないものと考えられ、適応制御のアルゴリズムについては、演算量が少なく実現が容易である LMS アルゴリズムを適用した。

〈3・1〉 基本原理と理論 LMS アルゴリズムは Fig.4 に示すトランスバーサルフィルタの出力信号 $y(n)$ と、希望応答信号 $d(n)$ との平均二乗誤差 (MSE) が最小化となるよう、フィルタのタップ係数を自動更新するアルゴリズムである。Fig.4 に示すトランスバーサルフィルタの遅延素子 z^{-1} に接続されたタップ数を M とすると、タップへの入力信号ベクトル $\mathbf{u}(n)$ は次式で表される。

$$\mathbf{u}(n)=[u(n), u(n-1), \dots, u(n-M+1)]^T \quad (3)$$

ここで T は転置を表す。また、タップ重みを決定するフィルタ係数ベクトル $\mathbf{w}(n)$ は次式で表される。

$$\mathbf{w}(n)=[w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T \quad (4)$$

そこで、LMS アルゴリズムは最急降下法に基づく適応アルゴリズムであるので、この考えを適用すれば時刻 n での勾配ベクトルを $\nabla J(n)$ 、フィルタ係数ベクトルを $\mathbf{w}(n)$ とする

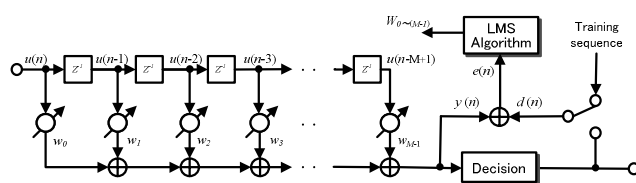


Fig. 4. Transversal filter equalizer.

と、時刻 $(n+1)$ におけるフィルタ係数ベクトルの更新値は、

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla J(n)] \quad (5)$$

となる⁽⁸⁾。ここで、 μ はステップサイズパラメータであり、値を適当に選ぶことによりアルゴリズムの安定性や収束速度を変えることが出来る。そこで付録(A・9)式の \mathbf{w} を $\mathbf{w}(n)$ とし(5)式に代入すると次式⁽⁸⁾が得られる。

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu [\mathbf{P} - \mathbf{R}\mathbf{w}(n)] \quad (6)$$

しかし、(6)式に示す相互相関 \mathbf{P} や自己相関行列 \mathbf{R} は期待値として十分長い時間で観測しなければならないため、リアルタイムで \mathbf{w} を決定することは出来ない。そこで、LMS アルゴリズムでは \mathbf{P} と \mathbf{R} をサンプリングデータに基づく瞬時推定値、 $\hat{\mathbf{P}}$ と $\hat{\mathbf{R}}$ として定義し、瞬時推定勾配ベクトル $\hat{\nabla} J(n)$ を次式⁽⁸⁾で求めている。

$$\hat{\nabla} J(n) = -2\mathbf{u}(n)d^*(n) + 2\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n) \quad (7)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{w}}(n)$ は推定フィルタ係数ベクトルである。以上より(7)式を(5)式に代入すると、

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \mathbf{u}(n)[d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n)] \quad (8)$$

が得られ、フィルタ出力 $y(n)$ は

$$y(n) = \hat{\mathbf{w}}^H(n)\mathbf{u}(n) \quad (9)$$

となる。ここで、 H は複素共役転置を表し、 $y(n)$ は希望応答信号 $d(n)$ の推定値となることを意味する。

この希望信号 $d(n)$ は Fig.4 に示すよう、トレーニングシーケンスにおいては、あらかじめ定められた既知シンボル信号が用いられ、トラッキングモードでは $y(n)$ に最も近いシンボル信号列候補を判定器で判定されたものが用いられる。よって、この希望応答信号とトランスバーサルフィルタ出力との差が推定誤差 $e(n)$ となり次式で表される。

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n) \quad (10)$$

以上よりフィルタ係数ベクトルの更新を決定する複素 LMS アルゴリズムは次式⁽⁸⁾により与えられる。

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \mathbf{u}(n)e^*(n) \quad (11)$$

ここで、 $*$ は複素共役を表す。

ところで、(11)式の複素 LMS アルゴリズムが平均二乗収束するのは、ステップサイズパラメータ μ が次式の条件を満足するときだけであることが示されている⁽⁸⁾。

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad \dots\dots\dots (12)$$

ここで、 λ_{\max} は自己相関行列 \mathbf{R} の最大固有値である。

しかし、現実の応用では λ_{\max} の取得は困難であるので、自己相関行列 \mathbf{R} のトレース $\text{tr}[\mathbf{R}]$ を λ_{\max} の推定値として用いると収束条件値は、

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{tr}[\mathbf{R}]} = \sum_{k=1}^M \frac{2}{\lambda_k} \quad \dots\dots\dots (13)$$

として書き直される。ここで、 λ_k は k 番目の固有値である。

また、LMS アルゴリズムの収束特性を評価する時定数 τ_k は次式で表される⁽⁸⁾。

$$\tau_k \approx \frac{1}{\mu \lambda_k} \quad \mu \ll 1 \quad \dots\dots\dots (14)$$

上式からステップサイズパラメータ μ を一定とした場合、固有値 λ_{\min} 時が時定数 τ_k は最大となり、固有値 λ_{\max} 時が最小となることを示している。したがってアルゴリズムの収束特性は固有値の広がりである固有値比⁽⁸⁾、

$$x(\mathbf{R}) = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \quad \dots\dots\dots (15)$$

の自己相関行列 \mathbf{R} の条件数に左右されるといえ、この固有値の広がりが多いほど悪条件となり、収束速度が劣化することになる。さらに(14)式はステップサイズパラメータ μ を大きくすることにより収束速度が向上されることも示している。

次に、LMS アルゴリズムは(7)式に示したように瞬時推定勾配ベクトルを用いてフィルタ係数ベクトルの更新を決定しているため、勾配ベクトル ∇J と瞬時推定値 $\hat{\mathbf{v}}J(n)$ には誤差となる勾配雑音が生じる。このため、収束時の MSE は付録(A・12)式に示した J_{\min} より大きくなる。この J_{\min} より多い量は過剰平均二乗誤差 (excess MSE) と呼ばれ、確率過程が定常であり、 $\hat{\mathbf{w}}(n)$ が \mathbf{w}_0 の近傍で十分収束しているとすると、次式の近似値で表せることが知られている⁽⁹⁾。

$$\text{excess MSE} \approx \mu \text{tr}[\mathbf{R}] J_{\min} \quad \dots\dots\dots (16)$$

また、LMS アルゴリズムが最適フィルタ値に対して実現値の尺度として用いられている誤調整 ξ は、excess MSE を J_{\min} で正規化して次式で与えられる。

$$\xi = \frac{\text{excess MSE}}{J_{\min}} = \mu \text{tr}[\mathbf{R}] \quad \dots\dots\dots (17)$$

以上から、ステップサイズパラメータ μ を大きくすると収束速度は向上するものの excess MSE は大きくなってしまい、逆に excess MSE を小さくするためにステップサイズパラメータ μ を小さくすると収束速度が低下してしまう、いわゆるトレードオフが生じる。したがって、 μ の値は十分に注意を払い、適切な値に設定する必要があるといえる。また、excess MSE の大きさはタップ数に比例して大きくなることも分かる。

4. モデル化による数値解析とシミュレーション

本章では、本論文で提案した適応線形等化器が、送電線

路で有用性を示す最適タップ数やステップサイズパラメータ等を明らかにすべく検証を行う。まず、引用文献(5)で用いた送電線路分岐にライントラップが設置されている送電系統と、分岐にライントラップが設置されていない送電系統の 2 系統での電力遅延プロファイルモデルの作成と、そのパステータの作成を行なう。また、モデル化した伝送路における Wiener フィルタでの数値解析、LMS アルゴリズムでの MSE 収束特性、ならびに BER 特性を計算機シミュレーションにより検証を行なう。

〈4・1〉 電力遅延プロファイルモデルとデータの作成

電力遅延プロファイルモデルの作成にあたり、2 章に示す各パラメータ値と、(1)式の伝送周波数 f は 375kHz に規定した値を用い、Fig.5(a)と Fig.5(b)に示す 2 系統のモデル化を行った。なお、32ksymbol/s 間隔 (31.25 μ s) で表示した正規化電力遅延プロファイルを用いて、雑音電力値 (3.16 $\times 10^{-4}$ mW) より大きい値を示すパス (主波と遅延波)のみ抽出して、電力遅延プロファイルを作成した。なお、この雑音電力値は実伝送路の平均信号対雑音電力比 (SNR : Signal Noise Ratio) が 35dB であったことより求めた。

Table 2 に作成されたモデル 1 と 2 の電力遅延プロファイルの電力配分値を示す。モデル 1 は、送電線分岐にライントラップが設置されている系統であるので、遅延波の電力量はライントラップにより適度に抑制され、各パスの電力量は小さくなるモデルとして作成されている。

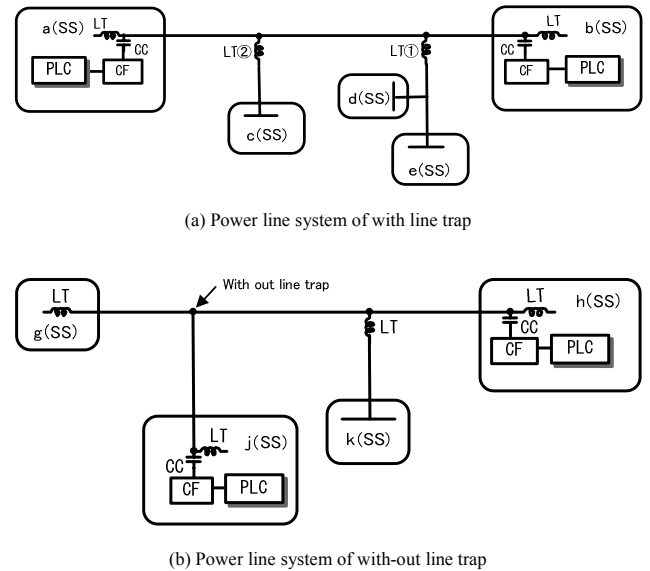


Fig. 5. Power line system for delay path profile modeling.

Table 2. Power distribution of power delay profile.

Model 1		Model 2	
$M_0=0.99222$	$M_4=0.00117$	$M_0=0.8291$	$M_4=0.00207$
$M_1=0.00131$	$M_5=0.00066$	$M_1=0.13447$	$M_5=0.00066$
$M_2=0.00207$	$M_6=0.00048$	$M_2=0.02504$	$M_6=0.00044$
$M_3=0.00176$	$M_7=0.00033$	$M_3=0.00644$	$M_7=0.00035$

一方、モデル 2 においては、送電線分岐にライントラップが設置されていない系統であるので、遅延波の電力量はライントラップでの抑制量が生じないため、各パスの電力量は大きくなるモデルとして作成されている。

ここで、作成されたモデルの電力遅延プロファイルは、電力値のみ得られるため位相情報は取得されていない。しかし、伝送される変調信号は複素信号であるため、主波と各遅延波にはそれぞれ位相情報を生成させる必要がある。このため、Table 2 に示しているモデル 1 と 2 から作成された電力遅延プロファイルの電力配分値に、 $0 \sim 2\pi$ のランダムな位相をそれぞれ発生させ、複素遅延プロファイルデータとした。また、同一手順を 100 回繰返し、100 パターンの複素遅延プロファイルデータテーブルを作成した。

〈4・2〉 LMS アルゴリズムによるシミュレーション解析

計算機シミュレーションで用いる基本パラメータを Table 3 に示す。また、シミュレーションにおける LMS アルゴリズムの希望応答信号の動作点は、送電線路では電力遅延プロファイルのメインピーク（主波）は常に先頭パスとなる最小位相系となるので、Fig.4 に示すトランスバーサルフィルタの先頭タップである w_0 としている。

(1) LMS アルゴリズムの平均二乗誤差特性

ここでは、モデル 1 と 2 における LMS アルゴリズムの MSE と、付録で示した Wiener-Hopf 方程式による MMSE が、適用タップ数を $M=5 \sim 24$ タップまで変化させた場合の特性について評価を行なう。なお、LMS アルゴリズムのステップサイズは、試行する最大タップ時 ($M=24$) において、(13) 式の条件値を満たすよう $\mu=0.01$ に設定した。

a. タップ数対 MSE 特性および MMSE 特性

Fig.6 にモデル 1 と 2 の LMS における MSE 特性と Wiener 解における MMSE 特性を示す。横軸がタップ数 M で、縦軸が信号電力を 1 に正規化した MSE および MMSE であり、〈4・1〉節で得られた 100 パターンすべての複素遅延プロファイルデータによる算出値で平均化したものをプロットしている。ここで、MSE 値については、単一の複素遅延プロファイルデータにより 100 回独立試行して得られた集合平均の MSE 学習曲線を、同一手順で 100 パターンの複素遅延プロファイルデータにより平均化し、得られた MSE 学習曲線の収束領域 500 サンプルで平均化した値を用いている。Fig.6 に示すモデル 1 において、タップ数に対応する MSE および MMSE の特性は 12 タップ以上で、ほぼ収束領域となることが示され SNR^{-1} (3.16×10^{-4}) に漸近していることが分かる。

Table 3. LMS Simulation parameters.

Modulation	64QAM
Symbol rate	32ksymbol/s
SNR	35dB
LMS Step size	0.01
Number of iterations	5000
Number of impulse table data	100

一方、モデル 2 の収束特性はモデル 1 と比較し、MMSE は dB 換算値で表すと約 2dB、MSE は約 2.4dB ほど劣化しており、タップ数も 21 タップ以上を必要として収束領域となることが示されている。この収束特性の差は、Table 2 で示したようにモデル 1 と 2 ではパス電力量の差異に起因する、(15)式による固有値比に差異が生じるため、100 パターン全データによる平均固有値比は、モデル 1 で $x(\mathbf{R})=1.57$ ($M=12$)、モデル 2 で $x(\mathbf{R})=10.54$ ($M=21$) と、ライントラップが設置されていない系統では固有値の広がりが大きくなり、適応等化器の収束特性の劣化と、平均二乗誤差の定常値を増加させることが分かる。

b. タップ数対過剰平均二乗誤差特性

Fig.6 に示しているモデル 1 と 2 の MSE は MMSE より大きい値の二乗誤差が生じていることが分かる。これは、〈3・1〉節で示したように勾配雑音に起因する誤差量であり、ステップサイズパラメータ $\mu=0.01$ とした時の excess MSE 特性になる。この過剰誤差量は(16)式に示す近似式をもとに推定することが可能であるため、比較検討のため Fig.7 にモデル 1 と 2 の MSE 特性と、(16)式から得られた推定 MSE の特性を示した。モデル 1 と 2 の推定 MSE 特性は MSE 特性と良く近似しており、ほぼ同一の値を示している。このことは、(16)式は送電線路で用いる適応等化器へも十分適用でき

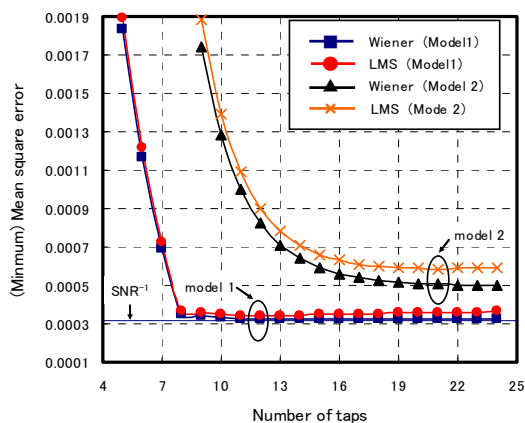


Fig. 6. Convergence performance of MSE and MMSE.

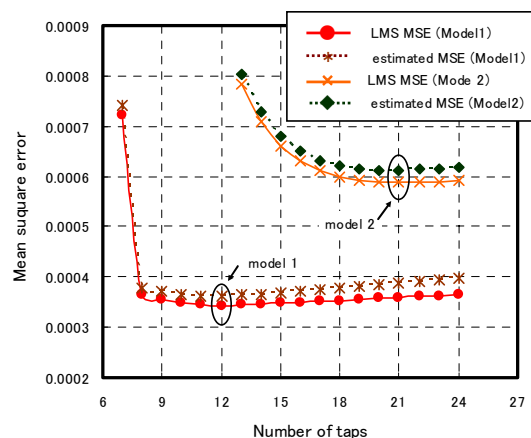


Fig. 7. Convergence performance of MSE and estimated MSE.

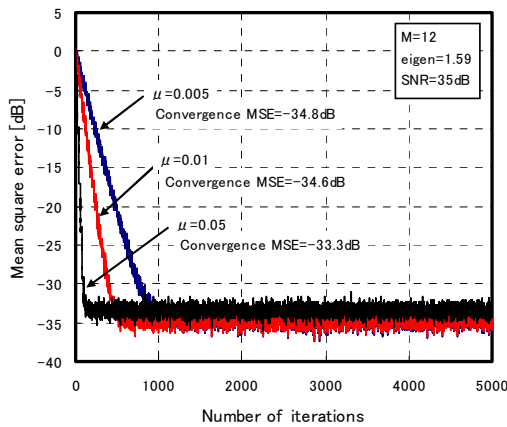
MMSEからMSEを簡便に推定可能であることを意味している。

また, Fig.7 ではタップ数の増加による MSE のブレイクポイントが確認される。モデル1においては12タップが最小点で, モデル2においては21タップが最小点となること示されている。これは, (16), (17)式に示すように J_{\min} が収束領域で一定となった場合, タップ数に比例して誤調整が増加して行くために生じるものである。

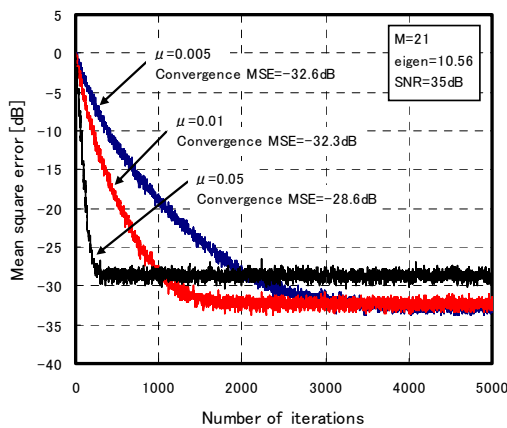
したがって, LMS アルゴリズムにおいてステップサイズパラメータを $\mu=0.01$ とした場合, 最適タップ値は送電線路にライントラップが設置されているシステムでは12タップ程度を, ライントラップが設置されていないシステムでは21タップ程度を用いることで, MSE は最小化となり適応等化器は最適なフィルタとして動作することが可能であると考える。

(2) ステップサイズ変化時のLMSアルゴリズム収束特性

LMS アルゴリズムのトレーニング時ステップサイズパラメータを $\mu=0.01$ とした場合, その有用性を検証するため, μ を 0.05, 0.01, 0.005 と3通りに変化させ, それぞれの特性を比較した。なお, シミュレーションに用いた複素遅延プロファイルデータは, 各モデルにおいて平均固有値比と, ほぼ同一の値となるパターンを100パターンの複素遅延プロファイルデータテーブルの中から抽出した。



(a) model 1



(b) model 2

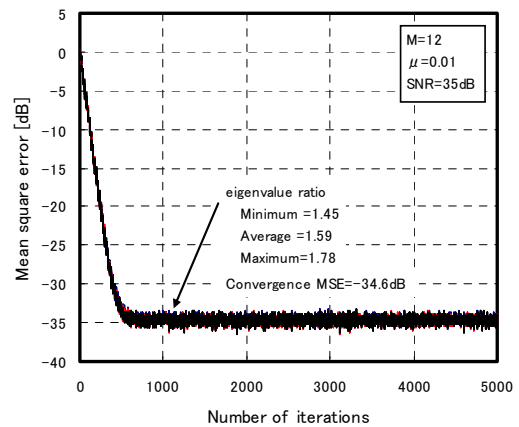
Fig. 8. Convergence performance of MSE vs. step size parameters.

Fig.8 に, それぞれのパラメータ値 μ で100回独立試行して得られた集合平均の収束特性を示す。(a)がモデル1でタップ数 $M=12$, (b)がモデル2でタップ数 $M=21$ とした特性であり, SNR は同節の(1)項と同様, 35dBである。

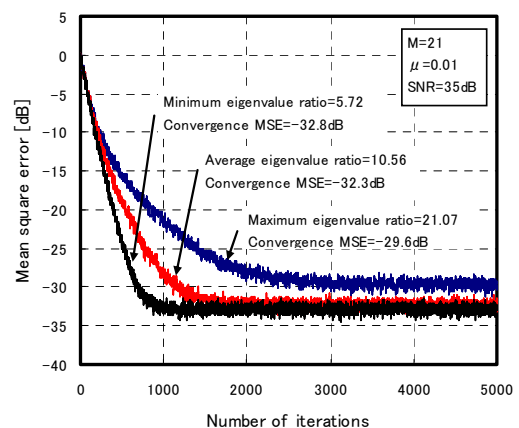
モデル1と2の特性を比較した場合, (14), (15)式が示すよう固有値の広がり小さいモデル1では収束速度は速く, 広がり大きいモデル2では遅くなる結果が確認できる。また, ステップサイズを大きくすると収束速度は向上する反面, MSE は excess MSE による増加が確認される。しかし, $\mu=0.01$ と 0.005 では収束時の MSE は, モデル1で -34.6 dB と -34.8 dB, モデル2で -32.3 dB と -32.6 dB であり, ほぼ差が生じない結果となっている。したがって, LMS アルゴリズムのトレーニング時ステップサイズパラメータは, 適切な収束速度と MSE を考慮すると $\mu=0.01$ 程度を用いることで適応等化器は良好な動作特性が得られるものとする。

(3) 固有値広がり変化時のLMSアルゴリズム収束特性

LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータを最適値とした $\mu=0.01$ に固定し, 固有値比に100パターンの複素遅延プロファイルデータテーブルの中から最小値, 平均値, 最大値のものを抽出し, その3通りに変化させ計算機シミュレーションで求めた収束特性を Fig.9 に示す。(a)がモデル1で, (b)がモデル2であり, タップ数と SNR など, その他計



(a) model 1



(b) model 2

Fig. 9. Convergence performance of MSE vs. eigenvalue ratio.

算機シミュレーションの諸元は、同節(2)項と同一である。

モデル1においては、データテーブル内の固有値比が最小値=1.45, 平均値=1.59, 最大値=1.78, その分散は 0.005 と小さな値となっているため, 3通りの収束速度と収束時の MSE (-34.6dB) は同一の特性を示す結果となっている。このことは, 送電線分岐にライントラップが設置されている系統においては, 伝送路の複素遅延プロファイルの位相特性に変化が生じたとしても, 固有値の広がりには大きな影響を与えないため, 適応等化器は常に安定した動作特性が得られることを意味している。

一方, モデル2においては, 固有値比が最小値=5.72, 平均値=10.56, 最大値=21.07 と大きくなり, その分散も 12.2 とばらつく結果となっている。また, 収束特性は固有値比の大きさに応じて劣化することも示されている。このことは, 送電線分岐にライントラップが設置されていない伝送路では, MSE の収束要件は得られているものの, 複素遅延プロファイルの位相特性によっては固有値比が大きく変動し, 適応等化器の収束速度と MSE は劣化する可能性があることを意味している。

このことから, 送電線路で安定したデジタル伝送を行うには, 送電線分岐にライントラップを設置することは有効な手段であるといえる。しかし, 送電線分岐には構造等の制約からライントラップの設置が困難な箇所も存在している。したがって, このような伝送路の環境下においても適応等化器の所要タップ数を増加させず, 収束速度と MSE の特性を維持させる補償方式が必要になるものと考えられ, 今後はこの補償方式について検討を進める予定である。

ところで, 適応等化器の装置実装や保守性を考慮した場合, タップ数はモデル2のような固有値比が大きく, タップ数を必要とする伝送路を基準として実装させることが望ましいと考えられる。この場合, 最適タップ数である 21 tap が適用されるが, タップ数の要求が少ないモデル1 (12 tap) に適用した際, タップ数増加に伴う excess MSE 上昇の特性劣化が憂慮される。しかし, その MSE の上昇値は Fig.6 および(16)式から得られるように, dB 値で 0.2dB 程度と小さく, 収束特性も Fig.9(a)に示す特性と, ほぼ同一となる結果が得られている。このことから, 適応等化器の装置実装時のタップ数を, 固有値比が大きくタップ数を多く必要とする伝送路を対象に決定しても, タップ数の要求が少ない伝送路での特性劣化は微小であり, 問題なく適用可能であるものとする。そこで, 次項で示す BER 特性については, タップ数 $M=21$ tap に固定して検証を行なうこととする。

〈4・3〉 固有値比およびステップサイズパラメータ対 BER 特性 ここでは固有値比とステップサイズパラメータ μ が異なる場合の BER 特性に与える影響について, 計算機シミュレーションによる検証を行う。計算機シミュレーションの諸元として, 変調方式は 32ksymbol/s の 64QAM, 復調方式は同期検波であり, ビットレートは 192kbps で誤り訂正を用いない無符号化方式とした。また, 送・受信で用いるナイキストフィルタは半二乗余弦ローloffフィル

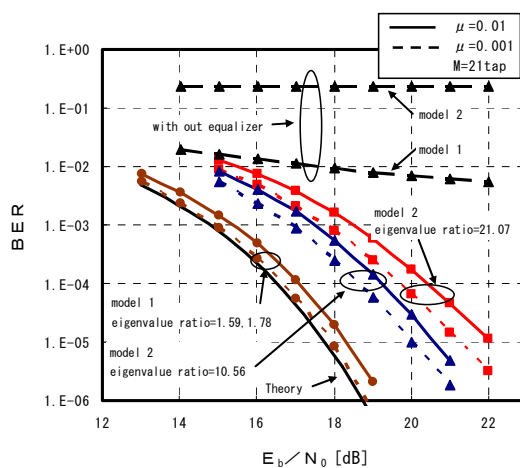


Fig. 10. E_b/N_0 vs. BER performance in each models.

タでありロールオフ係数は 0.5 とした。

Fig.10 にはモデル1と2における自己相関行列 \mathbf{R} の固有値比が平均と最大において, トレーニング時のステップサイズパラメータ値 $\mu=0.01$ とトラッキング時として規定した値 $\mu=0.001$ (トレーニング値より一桁小さい値とした) を用いた時の E_b/N_0 対 BER 特性を示している。なお, Fig.10 には比較のため適応等化器を用いない場合の両モデルの BER 特性も示しているが, 適応等化器を用いることで符号間干渉が補償され, 特性は大きく改善することが確認できる。また, モデル1の固有値比の平均値と最大値は, 〈4・2〉節の(3)項で示したように, ほぼ同一な値であることから両者の BER 特性も同一となり, 64QAM 理論 BER 特性からの劣化は $\mu=0.01$, $BER=1 \times 10^{-5}$ において 0.6dB 程度となることが示されている。

一方, 固有値比が大きいモデル2の BER 特性は, 理論特性からの劣化率が大きくなっており, $\mu=0.01$, $BER=1 \times 10^{-5}$ において, 平均固有値比は約 3dB, 最大固有値比は約 4.5dB の劣化となることが分かる。これは Fig.9 に示しているように, 固有値比が大きいほど MSE は上昇し, SNR が劣化して行くためであり, この劣化量はモデル1で 0.6dB (タップ増による excess MSE=0.2dB 含む), モデル2の平均固有値比においては 2.7dB, 最大固有値比では 5.4dB である。この値は前述した理論 BER 特性からの劣化量とほぼ等しい値であるといえ, MSE の上昇分が BER 特性に影響を与えていることが分かる。このことから, BER 特性は, 固有値比を小さくすることで特性を改善することが可能になると考える。また, $\mu=0.01$ と 0.001 では BER 特性に違いが見受けられるが, これは(16)式に示すように μ の変化により excess MSE が増減するためである。これにより, μ を 0.001 とした場合の BER 特性は向上され, モデル1の BER 特性においては, ほぼ理論 BER 特性と漸近していることが分かる。

このことから, トラッキング時には $\mu=0.001$ 程度のステップサイズパラメータを用いることで, 固有値比の値によらず excess MSE の上昇を抑制でき, 良好な BER 特性を得ることができる。

5. まとめ

本論文では、送電線用デジタル電力搬送方式に用いる適応等化器について、LMS アルゴリズムの理論解析と計算機シミュレーションを行った。その結果から最適タップ数やステップサイズパラメータ、および BER 特性を明らかにし、本論文で提案した適応線形等化器が、送電線路においても適用可能であることを示した。主な結果をまとめると以下ようになる。

(1) モデル1の系統では、送電線分岐のライントラップにより遅延波の電力量が抑制されるため、自己相関行列 \mathbf{R} の固有値比と、その分散は小さくなることを示し、MSE を最小化する最適タップ数は12タップであることを示した。

(2) モデル2の系統では、送電線分岐のライントラップによる遅延波の電力量が抑制されないため、自己相関行列 \mathbf{R} の固有値比と、その分散は大きくなることを示し、MSE を最小化する最適タップ数は、モデル1より多い21タップとなることを示した。

(3) 適応等化器トレーニング時の LMS アルゴリズムステップサイズパラメータ μ を 0.01 程度とすることで良好な収束速度と MSE が得られることを示した。

(4) これまで示されている excess MSE の推定式が、送電線用適応等化器としても十分適用でき、MSE を簡便に推定可能であることを確認した。

(5) 適応等化器をタップ数の要求が少ないモデル1の伝送路で、モデル2で必要とされるタップ数で動作させた場合、excess MSE は 0.2dB 程度の上昇値であり収束特性も劣化しないことから、適応等化器の装置実装時のタップ数は、固有値比が大きくとタップ数を多く必要とする伝送路を対象に決定しても問題が生じないことを示した。

(6) 送電線分岐のライントラップが設置されていないモデル2の伝送路では、複素遅延プロファイルの位相特性によっては固有値比が大きく変動し、適応等化器の収束速度と MSE は劣化する可能性があることを示した。このような伝送路でも、適応等化器の所要タップ数を増加させず特性を維持させる補償方式について、今後検討を進める必要があることを課題として示した。

(7) 固有値比が大きいほど MSE 上昇により SNR が劣化し、その上昇分に応じて BER 特性は劣化することを示した。また、トラッキング時には $\mu=0.001$ 程度の LMS アルゴリズムステップサイズパラメータを用いることで、固有値比によらず excess MSE の上昇を抑制でき、良好な BER 特性を得ることができる。

文 献

- (1) T. Shirato, H. Matsue, and T. Murase: "Fully Digitalized Transversal Equalizer for Digital Radio System", *Trans. IEICE Japan*, Vol.J73-B-II, No.5, pp.241-249 (1990) (in Japanese)
白土 正・松江英明・村瀬武弘:「デジタル無線通信全デジタルトランスバーサル形自動等化器」, 信学論, Vol.J73-B-II, No.5,

- pp.214-249 (1990)
(2) N. Tamaki: "Studies Subscriber Line Equalizer Using Decision Feedback Equalizing Circuit", *Trans. IEICE Japan*, Vol.J71-B, No.5, pp.616-625 (1988) (in Japanese)
玉木規夫:「判定帰還等化回路を用いた線路等化器の検討」, 信学論, Vol.J71-B, No.5, pp.616-625 (1988)
(3) M. Nakajima and S. Sanpei: "Performance of Decision Feedback Equalizer under Frequency Selective Fading in Land Mobile Communications", *Trans. IEICE Japan*, Vol.J72-B-II, No.10, pp.515-523 (1989) (in Japanese)
中嶋牧人・三瓶政一:「判定帰還型適応等化器による陸上移動通信の周波数選択フェージング補償特性」, 信学論, Vol.J72-B-II, No.10, pp.515-523 (1989)
(4) H. Suzuki and K. Fukawa: "Dynamic Performance Analysis RLS Adaptive Equalizers for Mobile Radio Transmission", *Trans. IEICE Japan*, Vol.J76-B-II, No.4, pp.189-201 (1993) (in Japanese)
鈴木 博・府川和彦:「移動無線伝送用 RLS 形自動等化器」, 信学論, Vol.J76-B-II, No.4, pp.189-201 (1993)
(5) N. Sasaki, K. Seino, T. Hanaumi, T. Oda, and F. Adachi: "Channel Modeling for Digital Transmission using Power Line", *IEEJ Trans. EIS*, Vol.132, No.8, pp.1317-1327 (2012) (in Japanese)
佐々木範雄・清野賢一・花海 丞・織田健志・安達文幸:「送電線路を用いるデジタル伝送のチャンネルモデル化」, 電学論(C), Vol.132, No.8, pp.1317-1327 (2012)
(6) H. Koga and N. Kodama: "Power Line Communication Experiment using Wavelet OFDM in U.S.", *IEEJ Trans. EIS*, Vol.125, No.8, pp.1254-1259 (2005) (in Japanese)
古賀久雄・児玉宜貴:「米国での Wavelet OFDM を用いた高速電灯線通信実験」, 電学論(C), Vol.125, No.8, pp.1254-1259 (2005)
(7) H. Kunishima, H. Koga, O. Muta, and Y. Akaiwa: "Join use of adaptive equalization and cyclic noise cancellation for band-limited OQAM based multi-carrier transmission in high-speed power-line communication systems", *IEICE, CS-2007-60*, pp.31-36 (2008) (in Japanese)
國島大充・古賀久雄・幸田 修・赤岩芳彦:「高速電灯線通信における帯域制限 OQAM マルチキャリア伝送に適した適応等化および周期性雑音除去方式」, 信学技報, CS-2007-60, pp.31-36 (2008)
(8) Simon Haykin (著), 鈴木 博 (訳) 他:「適応フィルタ理論」, 科学技術出版, p.191, pp.231-235, pp.388-389, pp.419-420, p.452 (2001)
(9) B. Widrow, J. M. McCool, M. G. Larimore, and C. R. Johnson: "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter", *Proc. IEEE*, 64, pp.1151-1162 (1976)

付 録

1. Wiener-Hopf 方程式による最適フィルタの導出

Fig.4 に示したトランスバーサルフィルタを最適化で動作させるには、(10)式に示した推定誤差 $e(n)$ の平均二乗誤差 J を最小化することであり、次式の評価関数で定義される。

$$J = E[e(n)e^*(n)] \quad \text{..... (A・1)}$$

ここで $E[\cdot]$ は期待値を表わす。このとき確率過程が定常であるとみなせるとき J は次式⁽⁸⁾で表される。

$$J = \sigma_d^2 - \mathbf{w}^H \mathbf{P} - \mathbf{P}^H \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad \text{..... (A・2)}$$

ただし、上式は次式によって定義される。

$$\sigma_d^2 = E[d(n)d^*(n)] \quad \text{..... (A・3)}$$

$$\mathbf{P} = E[\mathbf{u}(n)d(n)^*] \quad \text{..... (A・4)}$$

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)] \quad \text{..... (A・5)}$$

ここで、上式の σ_d^2 は希望応答信号 $d(n)$ の分散、 \mathbf{P} はタップへの入力信号と希望応答信号との $M \times 1$ 相互相関ベクトル

であり, 要素を $p(-k)$ で表わすと次式で示される。

$$\mathbf{P}=[p(0), p(-1), \dots, p(1-M)]^T \quad (\text{A}\cdot 6)$$

ここで, $p(-k)$ は時間遅れを表す。

また, (12)式は $M \times M$ の自己相関行列 \mathbf{R} で, 要素 $r(k)$ で表すと次式のように対称行列の *Toeplitz* 行列で示される。

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & r(2) & \dots & r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & r(1) & \dots & r(M-2) \\ r^*(2) & r^*(1) & r(0) & \dots & r(M-3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(M-1) & r^*(M-2) & r^*(M-3) & \dots & r(0) \end{bmatrix} \quad (\text{A}\cdot 7)$$

ここで, 伝搬路には雑音が存在するので, 入力信号 $\mathbf{u}(n)$ には伝搬路の雑音電力が付加される。したがって, 雑音は白色ガウス雑音と仮定できるので, 雑音付加時の自己相関行列 \mathbf{R} の要素 $r(k)$ は次式で与えられる。

$$r(k) = \begin{cases} r(0) + \sigma_n^2 & \text{if } k=0 \\ r(k) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A}\cdot 8)$$

ここで, σ_n^2 は付加白色ガウス雑音電力である。以上より (A・2)式の評価関数 J の最小値 J_{\min} は, フィルタ係数ベクトル \mathbf{w} に関する複素勾配ベクトル ∇J が零になる点であり, ∇J は次式⁽⁸⁾として与えられる。

$$\nabla J = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} = \left[\frac{\partial J}{\partial w_0} \quad \frac{\partial J}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial J}{\partial w_{M-1}} \right]^T = -2\mathbf{P} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} \quad (\text{A}\cdot 9)$$

ここで, 上式の ∇J を零とおき, これを満足する最適フィルタ係数ベクトルを \mathbf{w}_0 すると, 次式に示す Wiener-Hopf 方程式が導かれる。

$$\mathbf{R}\mathbf{w}_0 = \mathbf{P} \quad (\text{A}\cdot 10)$$

(A・10)式の自己相関行列 \mathbf{R} が正定値であるとする逆行列 \mathbf{R}^{-1} が存在するので, 次式に示す最適時のフィルタ係数ベクトル \mathbf{w}_0 が導出できる。

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P} \quad (\text{A}\cdot 11)$$

よって, 最適フィルタ係数時の最小二乗誤差 J_{\min} は(A・11)

式を(A・2)式に代入すると,

$$J_{\min} = \sigma_d^2 - \mathbf{P}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \quad (\text{A}\cdot 12)$$

として得られる。

佐々木 範 雄



(正員) 1958年3月18日生。1976年3月青森工業高校電子科卒業。同年4月東北電力(株)入社。以来, 主として導水路トンネル内無線通信の研究, 電力保安通信用デジタル伝送方式に関する研究開発に従事。2007年度電気科学技術奨励賞(オーム技術賞)受賞, 2010年度東北地方発明表彰日本弁理士会会長奨励賞受賞。電子情報通信学会会員。

花 海 丞



(非会員) 1974年1月19日生。1998年3月岩手大学卒業。同年4月通研電気工業(株)入社。以来, 主として電力保安通信用デジタル伝送方式に関する研究開発に従事。2010年度東北地方発明表彰日本弁理士会会長奨励賞受賞。電子情報通信学会会員。

織 田 健 志



(非会員) 1970年8月20日生。1993年3月東北工業大学電子工学科卒業。同年4月通研電気工業(株)入社。以来, 主に電力保安通信用デジタル伝送方式に関する研究開発に従事。

安 達 文 幸



(非会員) 1950年4月24日生。1973年3月東北大学工学部電気工学科卒業。同年電電公社横須賀電気通信研究所入所。1992年NTT移動通信網(株)(現NTTドコモ)に転籍。一貫して, 移動通信方式およびデジタル移動無線通信技術の研究開発に従事。2000年1月より東北大学大学院工学研究科勤務。2011年より卓越教授。2004年トムソン・リサーチフロントアワード, 2008年エリクソン・テレコミュニケーション・アワードなど受賞。電子情報通信学会フェロー。