

複数信号点配置と多重トレリス符号化変調を用いた不均一誤り保護符号システム - 第4報 適応誤差予測型判定帰還形適応等化器の基本特性 -

山崎 悟史[†] David K Asano[†]

[†]信州大学大学院 工学系研究科 〒380-8553 長野市若里 4-17-1

E-mail: [†]{t07a688, david}@cs.shinshu-u.ac.jp

あらまし 情報の重要度に応じて、2つの異なる信号点配置を持つ符号を切り替え、多重トレリス符号化変調を用いた不均一誤り保護システムを提案し、前報にて、その理論解析ならびに AWGN 環境下における有効性を示した。本報では、フェージング補償対策として、トラッキング時において高速な収束速度と演算量低減を実現する適応誤差予測型判定帰還形適応等化器 (APEF-DFE) を提案する。計算機シミュレーションによって、その基本特性を取得し有効性を示した。

キーワード 不均一誤り保護符号, 多重トレリス符号化変調, 適応誤差予測型判定帰還形適応等化器, 適応予測誤差フィルタ, 判定帰還形適応等化, 周波数選択性フェージング, RLS, LMS

Unequal Error Correcting Code System Using Some Signal Constellation and Multilevel Trellis Coded Modulation - The Fourth Report (Performance Evaluation of Decision Feedback Equalizer With Adaptive Prediction Error Filter) -

Satoshi YAMAZAKI[†] David K ASANO[†]

[†] Department of Information Engineering, Shinshu University Nagano-shi, 380-8553 Japan

E-mail: [†]{t07a688, david}@cs.shinshu-u.ac.jp

Abstract To achieve unequal error protection, the proposed scheme encodes the data by randomly switching between two codes which use different signal constellations. In previous paper, the effectiveness and theoretical analysis of the system in an AWGN channel was shown. In this paper, we propose a decision feedback equalizer with an adaptive prediction error filter. The effectiveness of the system was shown using computer simulations.

Keyword Unequal Error Protection (UEP), Multilevel-TCM, Adaptive Error Prediction Filter Decision Feedback Equalizer (APEF-DFE), Decision Feedback Equalize (DFE), Adaptive Prediction Error Filter (APEF) Frequency Selective Fading

1. まえがき

無線通信のような高雑音、低ビットレートの環境下において大容量データをやりとりする場合、誤り訂正符号を用いた誤り保護が有効である。しかし、誤り訂正度合いを強くすると有効情報ビットレートが下がり画質が低下し、また誤り訂正度合いを弱くすると、雑音の影響を受けてやはり画質が低下する。そのような状況に対して、画像中の注目する部分のみを強く誤り保護し、その他の部分は弱く誤り保護するなどの不均一誤り保護 (UEP) 特性を有するシステムの適用が有効である。また、パケット通信において、header 部は payload 部よりも重要度が高くなければいけない。なぜなら送信先のアドレスを失ったパケットは最悪送信先に届かず、パケット全てを失う可能性があるから

である。そこで我々は、複数信号点配置と多重トレリス符号化変調を用いた UEP システムを検討してきた [1-4]。Fig.1 にそのシステム構成を示す。まず、AWGN 環境下において、提案システムの有効性を確認し [1]、理論解析を行った [4]。さらに、周波数選択性フェージング環境下において、LMS アルゴリズムにもとづく FIR トランスバーサル型線形適応等化器 (LTE) を Fig.1 における 部に導入し、その有効性を示した [2,3]。しかし、線形等化は、特性が極端に落ち込む周波数成分をもつ伝送路に対しては、等化が困難になる上に回路規模が大きくなる問題点を有す。一方、判定帰還形適応等化 (DFE) は、判定後の信号は歪成分のない信号と考えることができるため、LTE より符号間干渉などによる送信信号の劣化の補償が期待できる [5]。しかし、適応アルゴリズムとして、RLS

を用いる場合、演算量が大きいため、特にトラッキング時に問題点を有す。この点を改善すべく、入力信号の周波数特性を平坦化する効果を与える予測誤差フィルタに着目した。既に、1 次の予測誤差フィルタを LMS-FIR 等化器に対して用いる構成[6]やブラインド適応等化器に対して用いる構成[8] に対して有効性が示されている。しかし、それらは主に収束特性に関して議論されており、BER 特性に対する効果は示されていない。また、DFE に対して適用された例は見受けられない。

以上より、本報では、トラッキング時において高速収束特性と演算量低減を目的として、適応型誤差予測フィルタと DFE を直列接続した適応誤差予測型判定帰還形適応等化器 (Adaptive Error Prediction Filter Decision Feedback Equalizer; AEPF-DFE) を提案する。提案 UEP システムに AEPF-DFE を導入するにあたり、計算機シミュレーションによって、AEPF-DFE の基本特性を取得し、各種パラメータ設定が収束特性や BER 特性にどのような影響を与えるかを把握する。

以下、2. において DFE の従来方式を述べ、3. において、提案 AEPF-DFE について述べる。4. において計算機シミュレーションにより基本特性を取得し、有効性を確認する。5. において結論と課題を述べる。

2. 従来方式

一般に、適応等化器には、入力信号系列を線形等化理論に基づいて合成する線形等化と信号処理過程において2値判定などの非線形演算を含む非線形等化があり、後者の方が良好な特性を示す。主に、非線形等化として、DFE、最尤系列推定等化器 (MLSE) が用いられている。原理的には、MLSE の方が DFE より良好な特性を示すが、多重遅延波数や変調多値数の増加に伴い、演算量が増加する[5]。本研究では、実用性を考慮し DFE に着目した。既に DFE について多くの研究がなされてきた[7]-[10]。

まず、従来方式の概要、について述べる。DFE の従来方式におけるトレーニングモードおよびトラッキングモードの構成、各信号の定義を Fig.2 に示す。大きく以下の4つの部位から構成される[5,6]。

1) 等化フィルタ部

FF (Feed Forward) フィルタと FB (Feed Back) フィルタで構成され、FF では通常の LTE と同様である。FB で判定器出力を入力し、過去に判定されたシンボルが現時点で判定されるシンボルに重なって引き起こす符号間干渉を除去する。FF と FB の出力は式(1)となる。

$$y'(n) = \sum_{i=0}^M c_i u(n-i) - \sum_{i=M+1}^{M+L} c_i y_d(n-i+M) \quad (1)$$

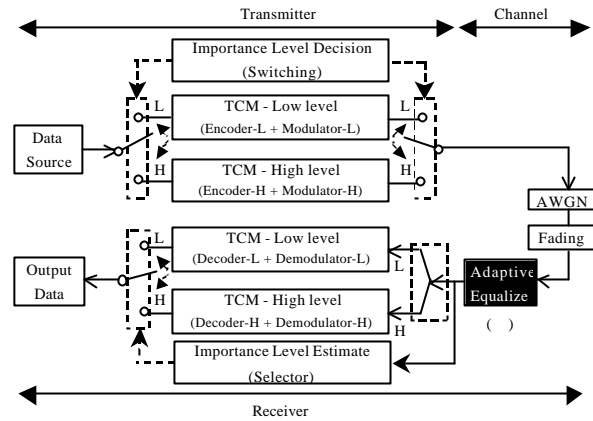


Fig.1 提案 UEP システム構成[1-4]

2) 判定部

送信シンボル $y'(nT_s)$ を判定する。提案システムでは、QPSK を用いるので、式(2)で判定される。

$$y_d(n) = \text{sgn}[\text{Re}(y'(nT_s))] + j \text{sgn}[\text{Im}(y'(nT_s))] \quad (2)$$

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1(x \geq 0) \\ -1(x < 0) \end{cases}$$

3) 誤差制御部

等化出力 $r(t)$ と実際の等化出力 $y'(n)$ との誤差を求める

$$e(t) = r(t) - y'(t) \quad (3)$$

4) タップ利得制御部

LMS や RLS などの適応アルゴリズムにもとづき、各タップ利得の更新を行なう。演算量と収束速度に着目し、両者の特徴を Table1 に示す[6]。

3. 提案方式

3.1 従来方式における問題点

Table1 より、LMS の収束速度は遅いが、フィルタ長 N のオーダの演算量で済む。一方、RLS は収束速度が速いが、 N^2 のオーダの演算量を要す。よって、Fig.2 の従来方式のように、トレーニングおよびトラッキング時の両方に RLS を用いた場合、トレーニング(初期の引き込み)時には、収束特性に優れているため有効であるが、トラッキング時には演算量大の問題点を有す。収束速度は、トレーニング信号数(時間)を決定するため、効率的な伝送を実現するためには、高速であることが望ましい。一方、演算量は、ハードウェア資源を考慮すると、小さいことが望ましい。

3.2 提案手法

提案方式では、トレーニング時は従来方式と同様の構成とする (Fig.2-(A)) が、トラッキング時には、演算量増加を伴わず、収束特性に優れたシステムの実現を目指す。まず、演算量の観点から FF、FB フィルタに LMS を用いる。次に、収束速度を改善するた

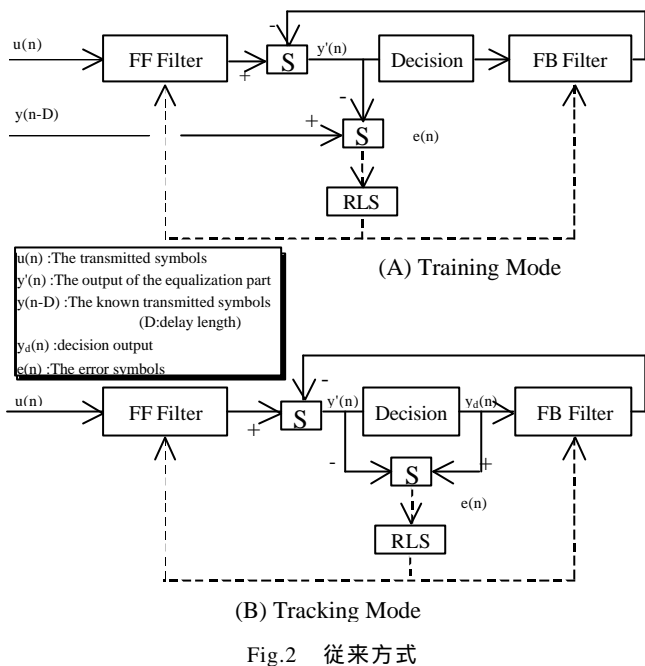


Fig.2 従来方式

め, FF, FB フィルタの前に適応予測誤差フィルタ (Adaptive Prediction Error Filter ;APEF) を直列接続する. 等化器同様, LMS を用いる. Fig.3 にその構成を示す. 一般に, 予測誤差フィルタは, 入力信号の周波数特性を平坦化する効果を与える[6]ため, 通信路による歪の振幅特性を補正する能力を有す. そのフィルタ出力が, FF 適応等化器へ入力されることにより, 収束特性の改善が期待できる.

3.3 定式化

3.2 で述べた提案手法について, 理論検討および定式化を行なう. APEF として, p 次線形 FIR フィルタ構成を考える. 時刻を n とし, タップ入力を $u(n-k)$ とすると, 過去の p 個のデータによる入力 $u(n)$ の予測値 $\hat{u}(n|n-1, n-2, \dots, n-p)$ は, 式(4)で定義される ($k=1 \sim p$).

$$\hat{u}(n|n-1, n-2, \dots, n-p) = \sum_{i=1}^p a_i(n)u(n-i) \quad (4)$$

よって, APEF の出力 (予測誤差) を $x(n)$ とすると, 入力から予測値を引いて式(5)となる

$$x(n) = u(n) - \sum_{i=1}^M a_i(n)u(n-i) \quad (5)$$

つまり, APEF を用いることによって, 式(4)で表される量に相当するスペクトル特性の平坦化が期待できる.

Table.1 適応アルゴリズムの比較[6]

アルゴリズム	演算量	長所	短所
LMS	$2N+1$	演算量小 処理が平易	・収束速度が遅い ・追従特性が悪い
RLS	$2.5N^2+4.5N$	収束速度が速い 追従特性が良い	・演算量大 ・処理が複雑

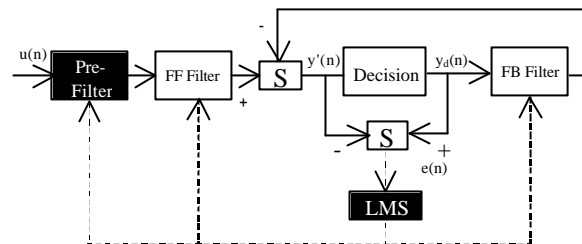


Fig.3 提案方式 (Tracking Mode)

この予測誤差 $x(n)$ が DFE への入力, すなわち Fig.2 における $u(n)$ に相当する.

APEF におけるタップ利得 (フィルタ係数) $a_i(n)$ は, LMS を用いて, 予測誤差 $x(n)$ の自乗平均を最小にするように, 適応的に逐次更新される. それ故, "適応" 予測誤差フィルタとして作用する. APEF のタップ利得ベクトルを $\mathbf{a}(n)$, タップ入力ベクトルを $\mathbf{u}(n)$ とすると, $\mathbf{a}(n)$ は, LMS により, 式(6)のように係数更新される.

$$\mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) + \mathbf{m}(n)\mathbf{u}(n) \quad (6)$$

ここで, \mathbf{m} はステップサイズである.

一般に, \mathbf{m} が大きいと収束速度は速くなるが最小誤差からの誤差 (残留誤差) が大きくなる. 逆に小さいと収束速度は遅くなるが, 残留誤差は小さく, 安定して収束する. 現実的には, 様々な条件を考慮してカットアンドトライで決定する. しかし, \mathbf{m} を固定値とすると時間変動する場合, その設定が困難なため, 入力信号 $u(n)$ の分散で正規化した正規化 LMS アルゴリズムを用いる.

$$\mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) + \frac{\mathbf{m}}{\mathbf{a} + u^2(n)} x(n)\mathbf{u}(n) \quad (7)$$

ここで, \mathbf{a} はゼロ割を防ぐオフセット値であり, それを用いて正規化 LMS アルゴリズムを用いた場合の収束条件は, 以下であることが知られている[6].

$$0 < \mathbf{a} < 2 \quad (8)$$

APEF 出力 $x(n)$ は, DFE への入力となり, LMS を用いて, 2. で示した手順で処理される.

4. 特性評価

4.1 シミュレーション方法

提案方式の有効性を検証するために, 計算機シミュレーションを行なう. シミュレーション系を Fig.4

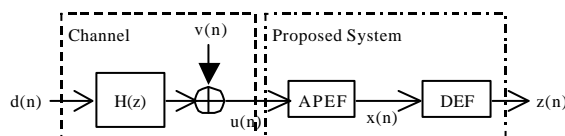


Fig.4 シミュレーションモデル

Table.2 シミュレーション緒元

通信路	MP, NMP, AWGN
信号対雑音 (S/N) 比	30[dB]
独立試行回数	1000
遅延	8
APEFフィルタ次数	2
FFフィルタ次数	8
FBフィルタ次数	8
フレーム構成	20シンボル
トレーニング部位	200シンボル
情報データ部位	
提案方式	
ステップサイズ μ (APEF, FB, FF)	0.01
従来方式 忘却係数	0.8

に示す。まず、 $d(n)$ は ± 1 の擬似ランダム信号であり、情報源からの入力信号に対応する。APEF への入力信号 $u(n)$ は、式(9)で与えられる。

$$u(n) = \sum_{i=0}^L h(i)d(n-i) + v(n) \quad (9)$$

$v(n)$ は加法的白色ガウス雑音であり、 $h(n)$ は通信路のインパルス応答である。ここで、通信路の周波数特性として、以下の代表的な2種類の通信路モデルを用いる[6]。

・最小位相系通信路 (MP) :

$$H(z) = 0.6082 + 0.7603z^{-1} + 0.2280z^{-2} \quad (10)$$

・非最小位相系通信路 (NMP) :

$$H(z) = 0.3482 + 0.8704z^{-1} + 0.3482z^{-2} \quad (11)$$

APEF 入力 $u(n)$ は、式(5)を用いて、DFE 入力 $x(n)$ となる。DFE 出力 $z(n)$ が最終的な出力信号となる。尚、ここでは、提案手法自体の評価を目的とするため、特定の変復調や符号化等を行わない。シミュレーション緒元を Table.2 に示す。ただし、ここに示したのは基本設定であり、評価内容によって変化する値もある。その点については、各項にて注記する。

4.2 演算量

トラッキング時における従来方式と提案方式のシステム全体としての演算量を比較する。従来方式の場合、FF, FB とともに RLS を用いるので、Table.1 より、 $5N^2 + 9N$ と見積もれる。提案方式の場合、APEF, FF, FB 全て LMS を用いるので、同じく $6N + 3$ と見積もれる。よって、提案方式の優位性が示せた。

4.3 収束特性

横軸に独立試行回数、縦軸に誤差 $x(n)$ の自乗平均 (MSE) を示し、適応等化処理の収束特性を評価する。

4.3.1 APEF あり 対 APEF なし

まず、APEF の効果を確認する。(A)MP における APEF なし、(B)NMP における APEF なし、(C)MP における APEF あり、(D)NMP における APEF あり の場合を検証する。結果を Fig.5 に示す。(A)と(C)を比

較すると、MP において APEF の有効性を確認できた。また、同様に(B)と(D)を比較して、NMP においても同様である。特に、NMP における効果度合いが大きいいといえる。

4.3.2 提案方式における μ による収束特性

4.で述べたように、LMS のステップサイズ μ の値によって、収束特性は異なる。MP における $\mu = 0.002, 0.01, 0.05$ の場合を検証した。結果を Fig.6 に示す。提案方式においても、 μ の値が大きくなるにつれ、収束速度が速くなるが過剰誤差も大きくなることが確認できた。

4.3.3 提案方式における APEF 次数による収束特性

APEF のフィルタ次数値による収束特性を検証する。次数が 2, 6, 10, 20 の場合を検証した。結果を Fig.7 に示す。2 と 6 の場合は同じ収束特性を示した。さらに、フィルタ次数を 10, 20 と上げるにつれ、MSE のレベルが上がることがわかった。逆に、MSE のレベルを小さく収束させるためには、APEF 次数を低くすればよいことがわかった。一定間隔のフィルタ次数の増加に伴い、MSE のレベルが上がり、提案システムの場合、その一定値は 10 と推定できる。以上より、APEF フィルタ次数は、一桁程度が妥当であることが確認できた。

4.3.4 提案方式 対 従来方式

2.で述べた従来方式 (RLS-DFE $\alpha = 0.8$) と提案方式 (LMS-DFE with APEF $\mu = 0.01$) を比較する。MP における結果を Fig.8 に示す。MP においては、従来方式で RLS において $\alpha = 0.08$ 、提案方式で LMS において $\mu = 0.01$ を用いれば、ほぼ同様の収束特性を示すことがわかった。さらに、同様の設定で NMP における結果を Fig.9 に示す。従来方式と提案方式で MSE のレベルが 20[dB]程の差異が見られた。高速な周波数選択性フェージング環境下では、この2つの位相系が交互に繰り返されるため、様々な条件を考慮し、最適な μ を決定する必要がある。

4.4 BER 特性

4.3.4 同様、2.で述べた従来方式と提案方式を比較する。MP における結果を Fig.10、NMP における結果を Fig.11 に示す。MP, NMP とともに、提案方式の方が良好な特性を示した。特に、ビット誤り率 10^{-3} を達成するために、MP では約 14.6[dB]、NMP では約 12.3[dB]の改善がみられた。さらに、従来方式で提案方式と同等の特性を得るためには、 $\alpha = 0.95$ 以上に設定する必要があることもわかった。

5. むすび

トラッキング時に、演算量、収束特性に関して、従来の DFE より優れたシステムを構築すべく、適応誤差予測型判定帰還形適応等化器 (AEPF-DFE)を提案した。計算機シミュレーションによって、基本特性を取得し、各種パラメータ設定が収束特性や BER 特性に与える影響を把握した。特性評価の結果、収束特性、BER 特性、演算量に関して、提案 APEF-DFE の有効性ならびに優位性を明らかにした。

今後の課題は、APEF-DFE の理論特性の検討や他のパラメータを含めた最適値の探求、AEPF-DFE の提案 UEP システムへの導入、評価である。

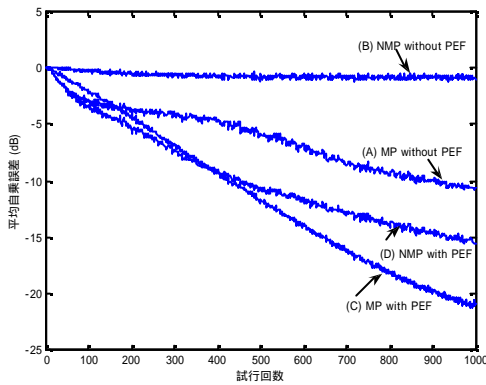


Fig.5 収束特性 (APEF あり VS APEF なし)

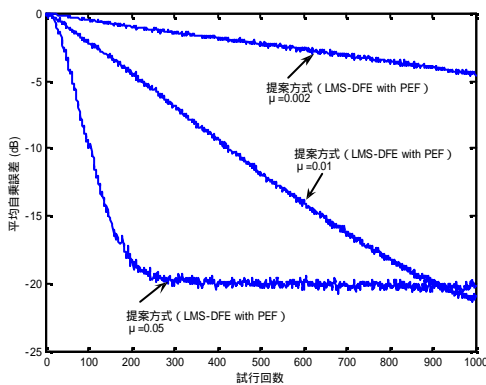


Fig.6 収束特性におけるステップサイズ μ 依存性

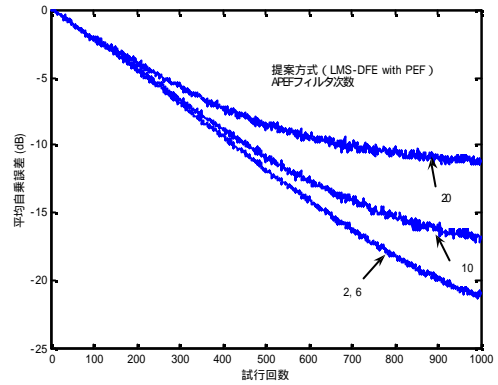


Fig.7 収束特性における APEF 次数依存性

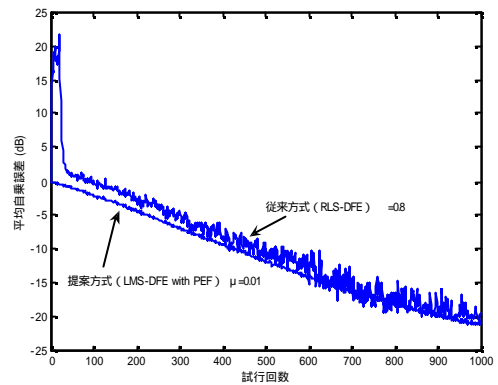


Fig.8 収束特性 (提案方式 VS 従来方式 under MP)

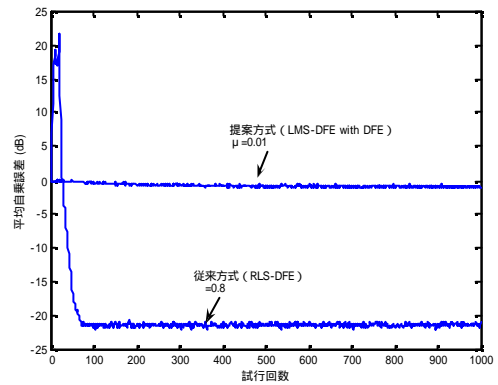


Fig.9 収束特性 (提案方式 VS 従来方式 under NMP)

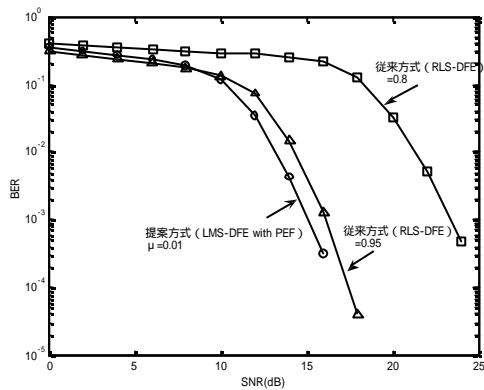


Fig.10 BER特性 (提案方式 VS 従来方式 under MP)

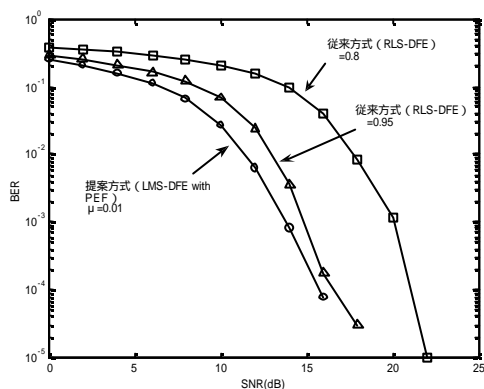


Fig.11 BER特性 (提案方式 VS 従来方式 under NMP)

文 献

- [1] D.K.Asano and Ryuji Kohno, "Serial Unequal Error-Protection Codes based on Trellis-Coded Modulation", *IEEE Trans. on Commun.* vol.45, pp633-636, June 1997.
- [2] 山崎 悟史, David K Asano, "トレリス符号化変調と適応等化を用いた不均一誤り保護システム", *電学論C* vol.129, No.1, pp.147-148, 2009.
- [3] S.Yamazaki and D.K.Asano, "A Serial Unequal Error Protection Code System using Trellis Coded Modulation and an Adaptive Equalizer for Fading Channels", *Proc. of the 14th Asia-Pacific Conference on Communications*, Tokyo, Japan, Oct. 14-16, 2008.
- [4] 山崎 悟史, David K Asano, "多重トレリス符号化変調を用いた不均一誤り保護符号システム? 第3報 2RING型配置の理論解析-", *信学技報*, RCS2007-85, pp.31-36, 2007.10.19.
- [5] 三瓶 政一, "デジタルワイヤレス伝送技術", Pearson Education, 2002.
- [6] S.Haykin, "Adaptive Filter Theory", Prentice Hall, 3rd Edition, 1996.
- [7] 中嶋 牧人, 三瓶 政一, "判定帰還形適応等化器による陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償対策", *信学論 (B-)*, vol.J72-B-, No10, pp515-523, Oct. 1989.
- [8] 鈴木 博, 府川 和彦, "移動無線伝送用 RLS 形適応等化器に関する動特性解析", *信学論 (B-)*, vol.J76-B-, No4, pp189-201, Mar. 1993.
- [9] 岡田 実, 三瓶 政一, "内挿型伝搬路推定を用いた DDFSE 等化器の周波数選択性フェージング補償特性", *信学論 (B-)*, vol.J73-B-, No11, pp727-735, Nov. 1990.
- [10] 東 明洋, 鈴木 博, "デジタル移動通信用 2重等化方式の提案と特性", *信学論 (B-)*, vol.J74-B-, No3, pp91-100, Mar. 1991.