

同心円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

山崎 悟史 David K Asano (信州大学 工学部)

An Unequal Error Protection Code System Using Circular-Signal-Set Constellation and Multilevel Trellis Coded Modulation

Satoshi Yamazaki David K Asano (Faculty of Engineering, Shinshu University)

To achieve unequal error protection (UEP), the proposed scheme encodes the data by randomly switching between two codes which use different signal constellations. In this paper, a decision feedback equalizer with an Adaptive Error Prediction Filter is proposed to combat frequency selective fading. First, a decision feedback equalizer with an Adaptive Error Prediction Filter (AEPF-DFE) is described and the effectiveness of the AEPF-DFE alone is shown using computer simulations. Second, the validity of the theoretical analysis and the effectiveness of the AEPF-DFE in the proposed UEP system in frequency selective Rayleigh fading is shown.

キーワード：不均一誤り保護，多重トレリス符号化変調，同心円信号点配置，適応誤差予測型判定帰還形適応等化器 (Unequal Error Protection (UEP), Multilevel Trellis-Coded Modulation, Circular Signal Constellation Set, Decision Feedback Equalizer With Adaptive Error Prediction Filter(AEPF-DFE))

1. はじめに

様々な情報通信システムにおいて，送信する情報に対して，全て均一な誤り訂正を施すのではなく，重要な情報により高い誤り訂正を施す不均一誤り保護 (Unequal Error Protection ; UEP) 特性が要求される場合が多い。例えば，パケット通信において，ヘッダ一部はペイロード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。同様に，データをフレーム構造にして伝送するユニークワード，ATM 通信における情報転送単位である ATM セル (53byte) におけるヘッダ一部 (5byte) は，他の部位よりも強く保護されることが望ましく，UEP システムの適用が有効である。一方，例えば，画像を誤り訂正符号化して伝送する場合，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する。逆に，誤り訂正度合いを弱くすると，雑音の影響を受け，やはり画質が低下する。このような状況に対して，画像中の注目すべき部分のみを強く誤りから保護し，その他の部分は弱く誤り保護するなど，UEP システムの適用が有効である。これまで多くの UEP システムが提案され，有効性が示されてきた⁽¹⁻⁷⁾。そこで，筆者らは，複数の信号点配置と多重トレリス符号化変調を用いた時分割多重化方式の UEP システムを提案し，加法的白色雑音(Additive White Gaussian Noise; AWGN) 環境下における有効性を示した^(8,9)。

ところで近年，携帯電話などデジタル移動通信に対する要求が高まっている。しかし，無線通信環境下では，熱雑音による影響に加えて，建物などによる反射，回折，散乱や移動体の走行に伴って，受信信号の包絡線と位相を急激に変化させるフェージングの影響が顕著となる。AWGN 環境と同様，フェージング環境下における UEP システムの評価もなされてきた⁽¹⁰⁻¹³⁾。しかし，積極的にフェージング補償対策がなされている UEP システムの例は見受けられない。一般に，選択性フェージング補償対策として，適応等化技術，ダイバーシチ技術，アダプティブアレー技術などが挙げられる⁽¹⁴⁾。筆者らは，移動通信での利用を想定し，信号処理により装置規模の小型化が期待できることや受信側のみでの対策により周波数利用効率が低下しないことから，適応等化技術に着目した。まず，提案 UEP システムに線形トランスバーサル型適応等化器 (Linear Transversal Equalizer ; LTE) を導入し，その有効性を示した^(15,16)。しかし，LTE は，高速な移動通信環境など，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，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器があり，一般に，LTE より良好な特性を示すことが知られている。代表的な非線形等化器として，判定帰還形適応等化器 (Decision Feedback Equalizer ; DFE)，最尤系列推定等化器があり，原理的には，最尤系列推定等化器の方が 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⁽¹⁴⁾。そこで本論文では、実用性、ハードウェア実装の面を考慮し DFE に着目する。DFE における判定後の信号は、歪成分のない信号と考えることができるため、DFE は LTE より符号間干渉などによる送信信号の劣化に対する補償が期待できる。

一般に、適応等化器におけるタップ係数更新アルゴリズムとして、LMS (Least Mean Square) と RLS (Recursive Least Square) がある。LMS を用いた場合、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 を用いた場合、収束速度は速いが、 N^2 のオーダの演算量を要す⁽¹⁷⁾。つまり、演算量の少ない LMS を用いて収束速度を改善するか収束速度の良い RLS を用いて演算量を改善することが望まれる。そこで筆者らは、前者に着目し、適応誤差予測フィルタ (Adaptive Error Prediction Filter; AEPF) と DFE を連続接続した適応誤差予測型 DFE (AEPF-DFE) を提案する。誤差予測フィルタは、入力信号の周波数特性を平坦化する効果を与え、収束特性改善が期待できる。そのフィルタ係数が LMS で更新されることによって、適応型誤差予測フィルタとして機能させ、収束特性改善と低演算量の実現を目指す。このようなプレフィルタリングの考えは、既に、1 次の誤差予測フィルタを LMS-FIR 等化器に対して用いる構成⁽¹⁷⁾やブラインド適応等化器に対して用いる構成⁽¹⁸⁾など、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、情報伝送において重要な評価指標となる BER (Bit Error Rate) 特性に対する効果は示されていない。また、DFE に対する適用例は見受けられない。

以上を鑑み、本論文ではまず、AEPF-DFE の単体評価として収束特性、BER 特性に関する基本特性を取得し、演算量を含め、有効性を確認する。次に、提案 UEP システムに AEPF-DFE を導入し、周波数選択性フェージング環境下における有効性を確認する。尚、これまで、提案 UEP システムの特性を把握するために、いくつかの符号、信号点配置を考案し、評価を行ってきたが^(8,9)、本論文では、提案する適応等化手法の特性評価を主目的とするため、エネルギーの異なる 2 重の QPSK で構成される同心円信号点配置 (以降、2RING 型配置) に焦点を当て、議論を進める。同様に、紙面の都合上、各種パラメータと誤り率特性の相互関係に関する記述は最小限にとどめる。

以下、2.において UEP システムの従来方式について述べ、3.において提案 UEP システムならびに提案 AEPF-DFE について述べる。4.において、まず AEPF-DFE 単独で特性評価を行い、有効性を示す。5.において提案 UEP システムに AEPF-DFE を導入し、システム全体としての有効性を確認する。6.において得られた結論と今後の課題を述べる。

2. 従来方式

従来、不均一誤り特性を作り出す主な手法として、マルチレベル符号化、非均一な信号点配置や符号化変調の時分割多重化などが提案され、それらを併用した有効性が示されている^(1~7)。符号化変調の時分割多重化を用いる方法に

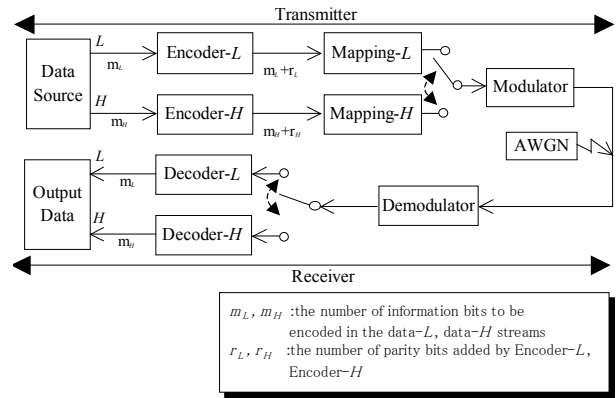


Fig. 1. The previous UEP scheme⁽⁷⁾.

関して、重要度 2 レベルの場合の例を図 1 に示す⁽⁷⁾。以降、“L” は重要度が低いグループ (以下、重要度低) を、“H” は重要度が高いグループ (以下、重要度高) を意味するものとする。情報源から出力された重要度高の情報と重要度低の情報に対して、それぞれ異なった符号化を施す。つまり、重要度高の情報に対しては、より強力な符号 (符号器 H) を、重要度低の情報に対しては、やや劣った符号 (符号器 L) を用いる。この例では、情報源にて重要度が決定され、パラレルな情報処理を行っている。また、図 1 の構成では、符号器 L と符号器 H からの出力を用いて信号点配置へマッピングされるので、次式を満たさなければならない。

$$m_L + r_L = m_H + r_H \dots\dots\dots(1)$$

ただし、 m_L, m_H, r_L, r_H はそれぞれ符号器 L, H の有効情報、付加された冗長情報を表す。受信側では、復調後、各符号器に対応した復号器を用意し、各々復号化される。

3. 提案方式

既に、提案する不均一誤り保護符号システムの処理詳細について述べている^(8,9)ため、ここでは、従来方式との相違、本論文における変更点 (適応等化手法) を中心に述べる。

3.1> システム構成と処理

重要度を 2 レベルと想定した、提案する UEP システム構成を図 2 に示す。以下、図 2 と対応して、提案方式の主な処理をステップ順に示す。また、文中における#番号は、図 2 におけるそれに対応する。

Step1. 情報源から 0 と 1 のランダムなビット列が入力データとして送信される。また、入力データは重要度判定器 (importance level decision) にも入力される(#1)。

Step2. 重要度判定器にて N ビット毎にランダムに入力データの重要度を判定し(#2)、その出力にもとづきスイッチを切り替える。図 2 において、重要度低と判定されれば、L の方に切り替わり、重要度高と判定されれば、H の方に切り替わる(#3)。

Step3. 重要度に応じて異なる信号点配置をもつ符号を用意する。この信号点配置については、3.2>にて述べる。4 状態のトレリス符号化変調⁽¹⁹⁾を用いて、符号化と信号点へのマッピングを同時に行う。信号点に対する

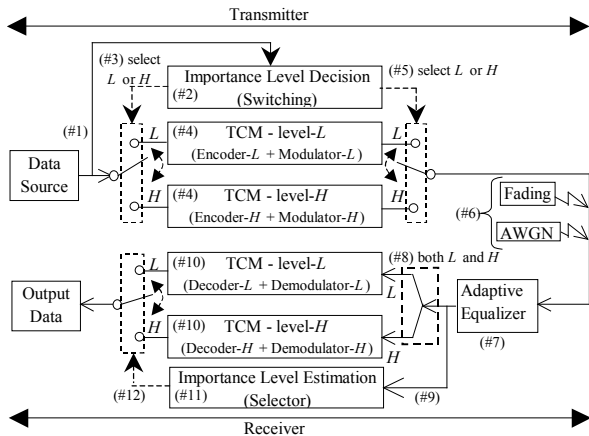


Fig. 2. The proposed UEP scheme.

情報の割当ては、グレイ符号化とする。

- Step4. トレリス符号化変調されたデータは、Step2 同様、重要度判定器にて N ビット毎に決定された重要度に従い、スイッチを切り替え、通信路へ出力される(#5).
- Step5. 通信路(#6)を経て、受信側では、まずマルチパスフェーディング補償対策として適応等化器を用いる(#7). 提案する適応等化器に関しては、<3.3>にて詳述する.
- Step6. 等化されたデータは、重要度に関わらず全ての復号器に送信される(#8). また、重要度推定器 (Importance Level Estimation) にも送信される(#9).
- Step7. 各々の重要度における復号器にて、トレリス線図にもとづいてビタビ復号化される(#10). また、復号化と並行して、重要度推定器にて、最尤検出法にもとづいた符号推定アルゴリズム⁽⁹⁾を用いて、送信側でどちらの符号器で処理されたかを N ビット毎に推定する(#11). この場合、決定すべき符号器は重要度高か重要度低のどちらかである. その推定結果をもとに、復号化された情報に対して、出力情報を決定する(#12). このようにして、受信側は情報の重要度を把握できる.

上記で述べた内容をもとに、提案方式の特徴を述べる. 提案方式では、従来方式^(6,7)同様、符号化変調の時分割多重化方式を用いる. しかし、有効情報に対して冗長情報を付けず、異なる信号点配置をもつ符号を切り替えることで重要度を区別する. 冗長情報を付けないため、有効情報に対する伝送速度を落とさず、冗長情報の誤りに対する考慮が不要である. 従来方式では、情報源にて重要度を決定している. しかし、提案方式では情報源で重要度を決定せず、Step2 で述べたように、重要度判定にて N ビット毎にランダムに重要度を決定する. また、スイッチを用いることによって、シリアルな情報処理を実現する. シリアルな情報処理の実現により、1. で述べた様々な情報通信システムや知的ヒューマンコミュニケーションシステムなどへの応用⁽²⁰⁾が期待できる. また、図 1 で示した従来方式のように重要度高と重要度低において同一の変調器を共有しないため、式(1) が必ずしも満たさなくてもよい.

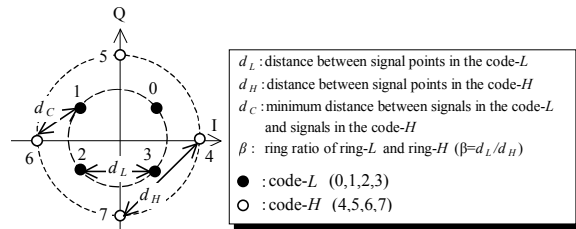


Fig. 3. Two ring signal constellation.

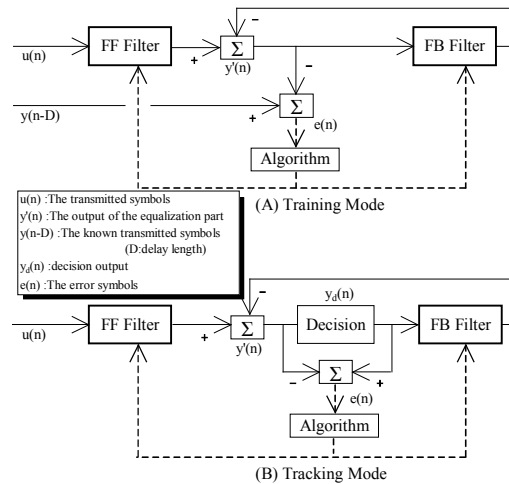


Fig. 4. The previous DFE scheme⁽²¹⁾.

<3.2> 2RING型信号点配置

2RING型信号点配置を図4に示す⁽⁸⁾. 図4において、0~3が重要度低の符号であり、4~7が重要度高の符号である. また、 d_L は重要度低における信号点の最小距離、 d_H は重要度高における信号点の最小距離、 d_C は異なる符号における信号点の最小距離である. また、 d_L/d_H をリング比 β ($0 < \beta \leq 1$)として定義する.

<3.3> 適応誤差予測型判定帰還形適応等化器

これまでDFEに関して、様々な研究がなされ、特性評価が行われてきた^(21~23). フィードフォワードフィルタ (FF) とフィードバックフィルタ (FB) を有する一般的なDFEの構成を図4に示す⁽²¹⁾. まず、DFEの基本動作を述べる. 既知の送信信号と情報信号からなるフレーム化し、図4-(A)におけるトレーニングモードでは、既知の送信信号を参照信号として用いて、初期のタップ利得を収束させる. このとき、フィルタ出力 $y'(n)$ と既知のトレーニング信号 $y(n-D)$ との差が推定誤差 $e(n)$ となる. ここで、通信路特性が非最小位相の場合を考慮し、トレーニング信号に遅延量 D を導入している. その後、図4-(B)トラッキングモードでは、符号判定値を参照信号として用いて、情報シンボル部のタップ利得の更新を行う. このとき、フィルタ出力 $y'(n)$ と符号判定値との差が誤差信号 $e(n)$ となる. 適応アルゴリズムを用いて、誤差信号の平均二乗誤差 (Mean Square Error; MSE) を最小化するようにタップ利得を更新する. 代表的な適応アルゴリズムとして、LMSアルゴリズムとRLSアルゴリズムがある. 主な特徴として、LMSアルゴリズムは演算量が少ないが、

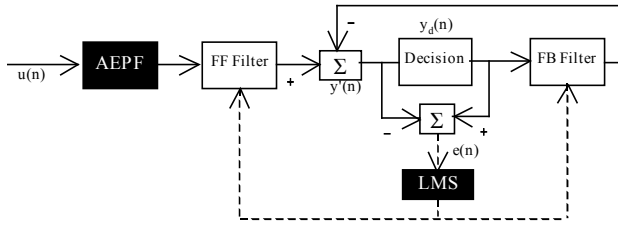


Fig. 5. Decision feedback equalizer with an Adaptive Error Prediction Filter.

収束速度が遅く、RLS アルゴリズムは演算量が多いが、収束速度が速い特徴を有す。

以降、提案方式の動作について説明する。トレーニング時では、伝送効率を重視し、収束速度の速い RLS アルゴリズムを用いる。これは、図 4-(A) における Algorithm において RLS とすることに相当する。一方、トラッキング時では、伝送時の負荷軽減を重視し、演算量の少ない LMS アルゴリズムを用いる。しかし、LMS アルゴリズムは収束速度が遅いという問題を有するので、収束特性改善のために線形予測フィルタを DFE と縦続接続する。線形予測フィルタは、 p 次の FIR で構成され、一定区間の過去の標本系列から次の標本値を予測することができる。AEPF は、 p 次線形 FIR フィルタであるから、時刻を n とすると、過去の p 個のデータ入力から予測される値 $\hat{u}(n|n-1, n-2, \dots, n-p)$ は、次式となる。

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

予測した標本値と現在の標本値との差を予測誤差という。よって、AEPF の出力 (予測誤差) を $x(n)$ とすると、入力 $u(n)$ から式(12) の予測値を引いて次式となる。

$$x(n) = u(n) - \sum_{i=1}^p a_i(n)u(n-i) \quad \dots\dots\dots(3)$$

LMS アルゴリズムを用いて適応的に予測誤差の平均二乗値を最小化することにより、線形予測フィルタは、入力信号の周波数特性を平坦化する効果をうみ、収束速度の改善が期待できる。以上より、適応誤差予測型 DFE (AEPF-DFE) を提案する。そのシステム構成を図 5 に示す。提案方式では、トラッキング時に適応誤差予測型 DFE (AEPF-DFE)を用いることにより、低演算量と収束特性の改善が見込める。よって、システムをハードウェア実装、動作させる際に、制御の観点から有利と思われる。

4. AEPF-DFE の単体評価

提案する AEPF-DFE 単独での特性評価を目的に、計算機シミュレーションを行う。収束特性と BER 特性の観点から、従来方式との比較を行う。評価した条件下において、提案方式が従来方式より優位になる条件を明らかにする。

<4.1> シミュレーション条件

シミュレーションモデルを図 6 に、シミュレーション緒元を表 1 に示す。 $d(n)$ 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

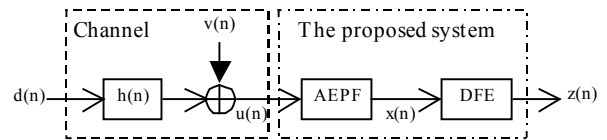


Fig. 6. Simulation model for the AEPF-DFE system.

する。AEPF への入力信号 $u(n)$ は、次式で与えられる。

$$u(n) = \sum_{i=0}^L h(i)d(n-i) + v(n) \quad \dots\dots\dots(4)$$

AEPF への入力信号 $u(n)$ は、次式で与えられる。

$$u(n) = \sum_{i=0}^L h(i)d(n-i) + v(n) \quad \dots\dots\dots(5)$$

ここで、 $h(n)$ は通信路のインパルス応答であり、 $v(n)$ は AWGN である。また、通信路の伝達関数 $H(z)$ は、 $h(n)$ の Z 変換で与えられる。通信方式は、ベースバンド伝送とする。実際の無線通信路では、最小位相通信路と非最小位相通信路が交互に繰り返されるが、通信路モデルとして、Raised Cosine 通信路⁽¹⁷⁾と呼ばれる非最小位相通信路で評価する。

$$h(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \{1 + \cos(2\pi(n-2)/W)\}, n=1,2,3 \\ 0, otherwise \end{cases} \quad \dots\dots\dots(6)$$

式(3)より、AEPF 入力 $u(n)$ は 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。また、以下の 3 つの場合を評価する。

- (A) 従来方式の DFE において、トレーニングおよびトラッキング時に LMS を使用した場合
- (B) 従来方式の DFE において、トレーニングおよびトラッキング時に RLS を使用した場合
- (C) 提案方式 (AEPF-DFE) を用いた場合 (トレーニング時は RLS, トラッキング時は LMS を使用)

<4.2> シミュレーション結果

まず、収束特性に関して、結果を図 7 に示す。図の横軸は等化処理の反復回数、縦軸は等化器出力の平均自乗誤差である。従来方式(A)と提案方式(C)を比較し、MP, NMP とともに、提案方式の有効性を確認できた。一般に、LMS の収束特性はステップサイズ μ , RLS のそれは忘却係数 λ が大きく影響し、様々な条件を考慮して決定される。(B)と(C)を比較すると、従来方式(B)の方が高速に収束しているが、反復回数 200 程度で、提案方式(C)が従来方式(B)より低い MSE を達成している点で、本通信路環境下では、 $\mu=0.05, \lambda=0.7$ 程度にとれば、提案方式(C)が従来方式(B)より優位であるといえる。

次に、BER 特性に関して結果を図 8 に示す。図 8 より、BER 特性についても収束特性と同様のことがいえる。これは、収束特性が改善され、MSE が最小化されることにより、マルチパス等の影響により生じる干渉成分が低減されたことに起因すると思われる。最後に、従来方式(B)と提案方式(C)に関して、トラッキング時における演算量を評価する。ここでの演算量とは、システム全体として適応アルゴリズムを一巡させるのに必要な計算量である。一般に、フィルタ

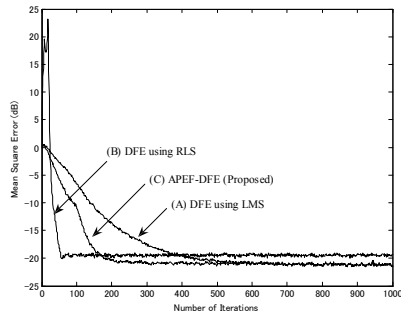


Fig. 7. Convergence properties in non minimum phase channels.

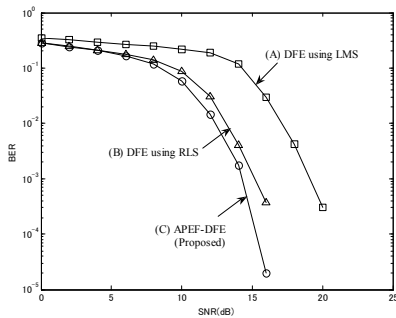


Fig.8. Bit error rate properties in Non Minimum Phase channels.

長を N とすると、LMS アルゴリズムの演算量は $2N+1$ であり、RLS のそれは、 $2.5N^2+4.5N$ であることが知られている⁽¹⁷⁾。よって、従来方式(B)の場合、FF, FB ともに RLS を用いるので、 $5N^2+9N$ と見積もれる。一方、提案方式(C)の場合、AEPF, 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(C)は、従来方式(B)より低い演算量で済む。以上より、収束特性 (MSE の最小化)、BER 特性、演算量に関して、提案 AEPF-DFE の有効性ならびに優位性を確認した。

5. 提案 UEP システムと AEPF-DFE の総合評価

4. にて、AEPF-DFE 単独での有効性を確認した。本章では、周波数選択性レイリーフェージング環境下において、AEPF-DFE を提案 UEP システムに導入し、提案 UEP システムのフェージング補償対策としての AEPF-DFE を評価する。

Table 1. Simulation parameters for the AEPF-DFE system.

Channel	MP, NMP, AWGN
Raised cosine parameter W	3.5
SNR (Convergence properties)	30[dB]
Number of iterations	1000
Delay of training sequence D	8
Order of APEF filter	5
Order of FF filter	8
Order of FB filter	3
Frame structure	
Training part	20 symbols
Information part	200 symbols
Step size μ on LMS	0.05
Forgetting factor λ on RLS	0.7

<5.1> シミュレーション条件 シミュレーション緒元を表 2 に示す。シミュレーションモデルでは、図 2 のシステム構成のもとに、符号化変調の符号化利得効果を高めるために、マトリクス構造のインターリーブ、デインターリーブを用いる。フレーム構成として、トレーニング系列 20[symbols]と情報シンボル系列 200[symbols]から構成されるプリアンブタイプ⁽²²⁾を想定する。また、送信側に対して受信側の同期は理想的にとれているものとする。

<5.2> シミュレーション結果 E_b/N_0 対各符号におけるビット誤り率の結果を図 9 に、 E_b/N_0 対符号推定誤り率の結果を図 10 に示す。図 9, 図 10 ともに、適応等化器を用いない場合(D)、従来方式(E)、提案方式(F)を示している。ここで、従来方式(E)は、<4.1>で述べた(A)の場合である。また、各々、重要度高の特性、重要度低の特性、均一に誤り保護した場合の特性を示した。さらに比較のため、図 9 では準静的レイリーフェージングの場合(G)を、図 10 では AWGN における近似値(G)を示した。各符号におけるビット誤り率、符号推定誤り率ともに、(D)と(E)または(D)と(F)を比較してフェージング環境下における適応等化の効果を確認できた。(F)より、提案 UEP システムによる不均一誤り保護特性の実現が確認できた。つまり、AWGN 環境下での結果⁽⁸⁾同様、重要度高の情報は、重要度を均一に扱うより強い保護を受けている。逆に、重要度低の情報は、重要度を均一に扱うより弱い保護を受けている。さらに、従来方式(B)と提案方式(C)を比較して、各符号におけるビット誤り率、符号推定誤り率に関して、提案方式(C)の有効性が確認できた。また、評価した緒元に関して、各符号におけるビット誤り率に関して E_b/N_0 が 25[dB]、符号誤り率に関して、 E_b/N_0 が 15[dB] 程度以上で、音声通信に必要とされる BER である $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 程度の品質確保が確認できた。

6. おわりに

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におけるフェージング補償対策として、適応誤差予測フィルタと判定帰還形適応等化器を継続接続した適応誤差予測型判定帰還形適応等化器を提案した。得られた主な結論は、以下のとおりである。

- 提案方式は、従来方式に比べ演算量削減が実現できることを示し、計算機シミュレーションによって、収束特性 (MSE 最小化)、BER 特性に関して手法の有効性を確認した。特に、特定の非最小通信路 (レイズドコサイン通信路) 環境下において、ステップサイズ μ を 0.05、忘却係数 λ を 0.7 程度にとれば、MSE の最小化、BER 特性、演算量の観点で提案方式が従来方式より優位になることがわかった。
- 提案不均一誤り保護システムに適応誤差予測型判定帰還形適応等化器を導入し、周波数選択性レイリーフェージング環境下において、適応等化、各符号におけるビット誤り率、符号推定誤り率の改善を確認した。

文 献

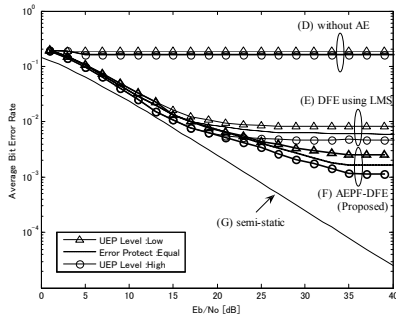


Fig.9. Average bit error rate in fading channels.

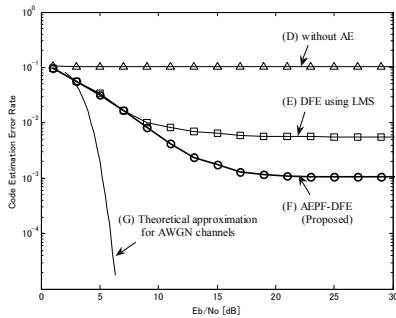


Fig.10. Code estimation error rate in fading channels.

今後の課題は、各種パラメータ値を変化させた場合の特性解析、周波数領域における適応等化手法、フェージング環境下における理論特性の検討等である。

Table 2. Simulation parameters for the proposed system.

Bit rate	10 [kbps]
Normalized maximum doppler frequency $f_D T_s$	7.4×10^{-4} [Hz]
Channel	Frequency selective fading
DU	2 waves model
Delay Time	0 [dB]
Ring ratio β	1 symbol time
Importance switching rate N	0.5
Matrix interleaver size	30 [bits]
Delay of training sequence D	1024 (32*32)
Order of APEF filter	8
Order of FF filter	5
Order of FB filter	8
Frame structure	3
Training part	20 symbols
Information part	200 symbols
Step size μ on LMS	0.01

- (1) B. Masnick and J. K. Wolf, "On linear unequal error protection codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 3, pp. 600.607, Oct. 1967
- (2) I. M. Boyarinov and G. L. Katsman, "Linear unequal error protection codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 27, pp. 168.175, Mar. 1981
- (3) W. J. van Gils, "Two topics on linear unequal error protection codes: bounds on their length and cyclic code classes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 29, pp. 866.876, Nov. 1983.
- (4) W. J. van Gils, "Linear unequal error protection codes from shorter codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 30, pp. 544.546, May. 1984.
- (5) M. C. Lin, C. C. Lin, and S. Lin, "Computer search for binary cyclic UEP codes of odd length up to 65," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 36, pp. 924.935, July 1990.
- (6) A. R. Calderbank and N. Seshadri, "Multilevel codes for un-equal error protection", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 39, pp. 1234.1248, July. 1993.
- (7) L.-F. Wei, "Coded modulation with unequal error protection," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, pp. 1439.1449, Oct. 1993.
- (8) D.K.Asano and Ryuji Kohno, "Serial Unequal Error-Protection Codes based on Trellis-Coded Modulation", *IEEE Trans. on Commun.* vol.45, pp.633-636, June. 1997.
- (9) D.K.Asano and Ryuji Kohno, "A TCM-based Unequal Error Protection Scheme for Intelligent Communication", *Proc. of the 1996 International Symposium on Information Theory and its Applications (ISITA '96)*, Victoria, B.C., Canada, pp.203-206, Sept.17-20, 1996.
- (10) R.H.Morelos-Zaragoza, T.Kasami and S.Lin, "Multilevel Block Coded 8-PSK Modulation Using Unequal Error Protection Codes for Rayleigh Fading Channels", *Proc. of the 1995 IEEE International Symposium Information Theory (ISIT '95)*, pp.154, Whistler,B.C., Canada, Sep.17-22, 1995.
- (11) N.Seshadri and C.-E.W.Sundberg, "Coded Modulation with Time Diversity, Unequal Error Protection, and Low Delay for the Rayleigh Fading Channels", *1st. Conference on Universal Personal Communications (ICUPC '92)*, Conf.Rec.,pp.283-287, Dallas, Texas, Sep. 1992.
- (12) N. Seshadri and C. -E. W. Sundberg, "Multilevel Trellis Coded Modulations for the Rayleigh fading channel", *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-41, no.9, pp.1300-1310, Sept. 1993.
- (13) J.Wu and S.Lin, "Multilevel Trellis MPSK Modulation Codes for the Rayleigh fading channel", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-41, no.9, pp.1311-1318, Sep. 1993.
- (14) S.Sasaoka, *Mobile Communication*, Ohmsha, 1998.
- (15) S. Yamazaki and D. K. Asano, "An Unequal Error Protection System Using Trellis Coded Modulation and an Adaptive Equalizer," *IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, vol. 129, No. 1, pp. 147-148, 2009.
- (16) 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.
- (17) S.Haykin, "Adaptive Filter Theory", Prentice Hall, 3rd Edition, 1996
- (18) K.Itoh, T.Shimamura and J.Suzuki, "Prefiltering for Blind Equalization", *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. J78-A No.3 pp. 323-331, Mar 1995.
- (19) G. Ungerboeck: "Channel coding with multilevel / phase signals", *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. IT-28, pp.55-67, 1982
- (20) T. Sasaki, R. Kohno, and H. Imai, "Variable error controlling schemes for intelligent error controlling systems," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E77-A, pp. 1281-1288, Aug. 1994.
- (21) S.Sampegi, *Digital Wireless Transfer Technology*, Pearson Education, 2002.
- (22) M.Nakajima and S.Sampegi, "Performance of a Decision Feedback equalizer under Frequency Selective Fading in Land Mobile Communications", *IEICE Trans. Comm*, vol. J72-B- II No.10, pp. 515-523, Oct. 1989.
- (23) H.Suzuki and K.Fukawa, "Dynamic Performance Analysis on RLS Adaptive Equalizers for Mobile Radio Transmission", *IEICE Trans. Comm*, vol. J76-B-II No.10, pp. 189-201, Oct. 1993.