

TCM ターボ等化受信方式におけるトレリス状態数削減に関する一検討

稲葉 之浩[†] 井上 啓介[†]
 岩波 保則^{†a)} (正員) 岡本 英二[†] (正員)

A Consideration on Reducing the Number of Trellis States of TCM Turbo Equalizer

Yukihiro INABA[†], Keisuke INOUE[†], *Nonmembers*,
 Yasunori IWANAMI^{†a)}, and Eiji OKAMOTO[†], *Members*

[†] 名古屋工業大学大学院工学研究科情報工学専攻, 名古屋市
 Department of Computer Science and Engineering, Graduate School of Engineering, Nagoya Institute of Technology,
 Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya-shi, 466-8555 Japan
 a) E-mail: iwanami@nitech.ac.jp

あらまし ターボ等化器は、周波数選択性マルチパス通信路での ISI に対し、強い等化能力をもつ。しかし、受信信号の最大遅延時間の増加に従い、等化器のトレリス状態数が指数関数的に増加する。本論文では TCM ターボ等化器においてトレリス状態数を削減する方法について検討した。

キーワード TCM, ターボ等化器, ISI, トレリス状態数削減法

1. ま え が き

近年、無線通信のますますの高速化と大容量化の要求から、より広帯域な無線通信方式が用いられる傾向にある。シングルキャリア伝送でこれらの要求を満たすためには、シンボル時間を短縮し、多値化して伝送レートを上げる方法が考えられる。マルチパス通信路においてシンボル時間を短縮すると、より多くの遅延シンボルによる符号間干渉 (ISI) を生ずることとなり、その補償はより難しくなる。ターボ復号の原理を応用したターボ等化器 [1] は、周波数選択性マルチパス通信路での遅延波による符号間干渉に対して、強い等化能力をもつ。また、トレリス符号化変調 (TCM) を用い MPSK などの多値シンボルへの割当を行う TCM ターボ等化器により、伝送レートを落とすことなくターボ等化器を構成することが可能である [2]。しかし、ターボ等化器では遅延波の最大遅延時間が大きくなるに従い、等化器におけるトレリス線図の状態数が指数関数的に増加する。また信号の多値化も状態数を増加させる。

このような状態数増加に対するコンプレキシティー削減法として、ピタビ ISI 等化器に関しては、遅延時間の大きなシンボルに対する状態数の割当を減らす RSSE 法 [3] や遅延時間の大きなシンボルに対する状

態数の割当を行わない DDFSE 法 [4] が提案されている。また、DDFSE と同様に遅延時間の大きなシンボルに対する状態数の割当を行わず、各状態に保存する生き残りバスマトリック数を 1 本以上とする一般化ピタビアルゴリズム (GVA) [5] により、トレリス状態数を削減する方法も提案されている。更に、ターボ等化器に対しては M-algorithm [6] の原理を MAP algorithm に応用し、コンプレキシティーの削減を行う SO-M-Algorithm [7] が提案されている。

本論文では、上記のいずれの方式とも異なる TCM ターボ等化器におけるトレリスの状態数を削減するための一方式として、バスマトリックの小さく、より最ゆう系列に近いと考えられる状態のみ保存して演算を行う方式を提案し、そのビット誤り率 (BER) 特性を GVA 法, RSSE 法との比較を通し、計算機シミュレーションを用いて検討した。

2. 送受信機構成

送受信機構成及びマルチパス通信路モデルを図 1 に示す。送信機では、情報ビットをトレリス符号化変調 (TCM) し、送信 QPSK シンボルへ割り当てる。これらのシンボルはインタリーバ (S-ランダムインタリーバ) により系列の並べ換えが行われ、送信される。通信路は雑音白色化シンボル長 T 離散時間トランスパーサルフィルタモデル [8] で表される静的マルチパス通信路とし、それぞれのタップ係数を $g_k = |g_k| \exp(j\phi_k) (k = 0, \dots, n)$ とする。ここで $|g_k|$ は振幅、 ϕ_k は位相を表す。このトランスパーサルフィルタ出力で白色ガウス雑音を加わる。

受信された信号は、ISI 等化器と TCM 復号器がインタリーバとデインタリーバを介して接続された TCM

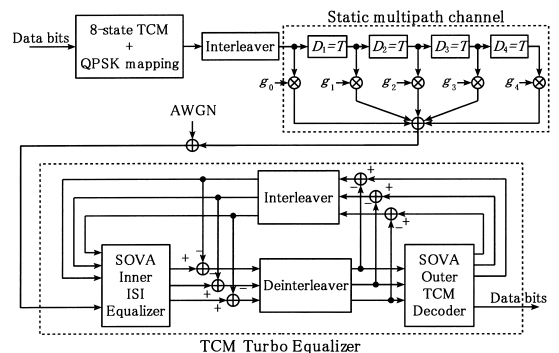


図 1 送受信機及びマルチパス通信路モデル
 Fig. 1 Transmitter, receiver and multipath channel model.

ターボ等化器への入力となる．ISI 等化器と TCM 復号器では、ともに QPSK のシンボルに対する 3 値の対数尤度比 (LLR) を計算するために、Bidirectional Soft Output Viterbi Algorithm (SOVA) [9] が用いられる．LLR は ISI 等化器と TCM 復号器の入力としてそれぞれ与えられ、繰返し SOVA による演算を行った後、送信ビットの判定に用いられる．なお、伝送レートは BPSK の無符号化時と等しく、1 [bit/s/Hz] となり、外側符号器による伝送レートの低下はない．

3. 状態数削減方式

ビタビ ISI 等化器におけるトレリス線図の状態数 N は、遅延波の最大遅延時間を $\tau_{\max} = nT$ とすると、 M 値 (PSK) 変調では $N = M^n$ となる．最大遅延時間の増加は SOVA の演算に必要なメモリ量と演算時間に大きな影響を及ぼす．ISI 等化器での SOVA の演算の複雑さを減らすために、従来の SOVA 方式と比べてトレリス線図の状態数を減らすことを考え、以下の提案方式と GVA 方式 (DDFSE を含む)、RSSE 方式につき検討を行った．

[方式 A (提案方式)]

SOVA の前方演算において

(1) 時刻 t において、それぞれの状態に遷移 (merge) する 4 本のパスメトリックを計算する．

(2) それぞれの状態において、4 本のパスメトリックから最小の値のもの一つを選ぶ．

(3) 時刻 t において、全 N 個の状態の中から最小のパスメトリックをもつ S 個の状態を選び、生き残り状態として保存する．残り $(N - S)$ 個の状態のパスメトリックを無限大とする．

(4) 時刻 t でのそれぞれの生き残り状態から、時刻 $t + 1$ の任意の 4 個の状態に遷移する 4 本のパスメトリックを計算する．ここで $(N - S)$ 個の状態から遷移するパスは、無限大のパスメトリックをもつものとし、計算を行わない．

(5) 上記の (1)~(4) を時刻 t に沿って、繰返し進めて行っていく．最後に、状態数が $S < N$ である終端されたトレリス線図を得ることができる．

(6) (5) のトレリス線図を用い Bidirectional SOVA の演算を行う．

この提案方式は M アルゴリズム [6] に似ているが、トレリス線図の考え方と生き残りパスの選択方法が異なる．M アルゴリズムでは、状態数を一つと考えパスメトリックの小さい M 本のパスを生き残りパスとするが、提案方式ではトレリス線図は従来のビタビアル

ゴリズムを元にしたものを用いる．このため、各状態には複数本のパスが遷移してくる状態、1 本のパスのみが遷移してくる状態、遷移してくるパスがない状態の 3 種類が存在する．提案方式では、複数本パスが遷移してくる状態に対しては、まずそれらの中からパスメトリックが最小となるパスを選択し、更にその状態と 1 本のみパスが遷移してくる状態の中からパスメトリックが小さい M 本のパスを残すという 2 段階のパス選択を行う．

次に、提案方式で用いたメトリック計算につき述べる．内側 ISI 等化器でのメトリックは、遅延プロフィールから雑音のない場合の理想受信信号点を計算し、この信号点と雑音の存在する場合の受信信号点の間のユークリッド距離の 2 乗をブランチメトリックとしている．SOVA により、各シンボルの事後確率 $\Lambda_{e(n)}^E(x')$ と、TCM デコーダからフィードバックされる事前情報 $\Lambda_{e(n)}^D(x')$ を用いて、インタリーバで並べ換えられた送信信号系列 x' の外部情報 $\Lambda_{e(n)}^E(x')$ を次式から求める．

$$\Lambda_{e(n)}^E(x') = \Lambda_{e(n)}^E(x') - \Lambda_{e(n)}^D(x') \quad (1)$$

外部情報 $\Lambda_{e(n)}^E(x')$ をデインタリーバで元の系列に戻して $\Lambda_{e(n)}^E(x)$ とし、TCM デコーダに入力する．TCM デコーダでも SOVA を用いて各シンボルの事後確率 $\Lambda_{e(n)}^D(x)$ を計算し、更に外部情報 $\Lambda_{e(n)}^D(x)$ を計算する．ここでブランチメトリックは次式のようになる．

$$BM = \Lambda_{e(n)}^E(x) - \Lambda(S_{(n)}) \quad (2)$$

ここで $\Lambda(S_{(n)})$ は符号器で生成されるシンボルの事前情報を表す．更に外部情報は

$$\Lambda_{e(n)}^D(x) = \Lambda_{e(n)}^E(x) - \Lambda_{e(n)}^D(x) \quad (3)$$

により計算する．この外部情報をインタリーバによって並べ換えを行い、 $\Lambda_{e(n)}^D(x')$ として再び ISI 等化器に入力する．

[方式 B (GVA 方式)]

一般化ビタビアルゴリズム (GVA) [5] を用いて、トレリス線図の状態数の削減を行う．遅延時間の大きなシンボルに対して状態を割り当てないことで状態数を減らし、その結果増える同一の状態へと遷移するパスの中から 1 本以上の生き残りパスメトリックを保存するトレリス線図を用いる．ビタビアルゴリズムと M アルゴリズム [6] は GVA の両極の形態と考えることができる．DDFSE [4] は状態数の削減を行いながら、

1 個の状態に 1 本の生き残りパスメトリックのみを保存する GVA の 1 形態と考えることができる。

[方式 C (RSSE 方式)]

RSSE [3] を用いて、トレリス線図の状態数の削減を行う。Set partitioning の考え方を利用し、遅延時間の大きなシンボルに対して割り当てる状態数を減らしたトレリス線図を用いる。

4. 計算機シミュレーション条件

方式 A, B, C によりトレリス線図の状態数を削減した場合と従来方式の削減を行わない場合について、静的マルチパス通信路での BER 特性を比較する。遅延プロファイルは受信側で既知とした。通信路の最大遅延時間は $\tau_{\max} = nT$ ($n = 3, 4$) の 4 パスまたは 5 パスの通信路とし、遅延プロファイルは $|g_k| = 1.0$, $\phi_k = 0$ ($k = 0, \dots, n$) の等電力の場合と, $|g_0| = 1.0$, $|g_k| = |g_{k-1}|/\sqrt{2}$, $\phi_k = 0$ ($k = 0, \dots, n$) の 3dB 指数電力減衰の場合について、信号対雑音電力比 (E_b/N_0) と BER の関係につきシミュレーションを行った。また 4 パス通信路において、遅延波の位相 ϕ_k の変化と BER との関係、等電力と指数電力減衰の場合につき調べた。ただし、位相は $\phi_k = 0$ ($k = 0, 2, 3$) とし、 ϕ_1 のみを $0 \leq \phi_1 \leq 2\pi$ の間で変化させた。更に、通信路値の推定誤差が状態数削減時の BER 特性に及ぼす影響を確認するため、通信路の遅延プロファイルを既知ではなく Recursive Least Square (RLS) 法により同定し、5 パス通信路において E_b/N_0 と BER の関係を調べた。

情報ビットに関しては 4 パスでは 2000 bit, 5 パスでは 1000 bit を 1 トレリス終端パケットに含め、SOVA の演算を行った。TCM 復号器のトレリス線図の状態数は、遅延波の最大遅延時間の影響を受けないため、8 状態 TCM で復号を行った。

5. シミュレーション結果

4 パス等電力通信路 $\tau_{\max} = 3T$, $|g_k| = 1.0$, $\phi_k = 0$ ($k = 0, \dots, 3$) における E_b/N_0 に対する BER 特性を図 2 に示す。従来方式の ISI 等化器におけるトレリス線図の状態数は $4^3 = 64$ となる。方式 A, B, C により状態数を 1/4 の $S = 16$ に削減した。ここで、方式 B の状態数削減率 1/4 では 1 状態に対する生き残りパス数は 1 本としており、DDFSE における状態数削減法に等しい。また、状態数は遅延時間 $\tau_3 = 3T$ の受信シンボルに対して状態の割当を行わないことで削減を行った。方式 C では $\tau_2 = 2T$, $\tau_3 = 3T$ に対する状態の割当数を減らし、それぞれ 2 種類とすること

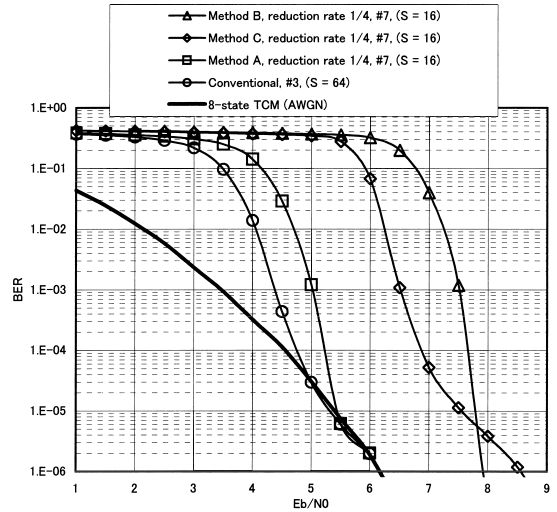


図 2 4 パス静的等電力通信路における BER 特性 (通信路値: 既知)

Fig. 2 BER characteristics with equal power static multipath channel (Perfect CSI). ($\tau_{\max} = 3T$).

により削減を行った。

$BER \leq 10^{-5}$ では、方式 A の反復回数 7 回 (#7) は、従来方式の反復回数 3 回 (#3) とほぼ等しい BER となった。また、ISI のない単なる AWGN 通信路での 8 状態 TCM の BER とともほぼ一致した。しかし $BER = 10^{-5}$ で、方式 B (#7) では 2.6 [dB] ほど、方式 C (#7) では 2.1 [dB] ほど E_b/N_0 が劣化する。

ここで従来方式、方式 A, B, C に対し、反復回数 1 回当たりの演算量は状態数の削減率 (総生き残りパス数) によってほぼ決まり、受信機における総演算量であるコンプレキシティーは、ほぼ (状態数) \times (反復回数) で決まるといえる。したがって図 2 の 4 パス静的通信路における比較では、方式 A, B, C で削減率がいずれも 1/4 の 16 状態で反復回数は 7 回であるから、方式 A, B, C で総演算量は $16 \times 7 = 112$ となる。一方、従来方式は 64 状態で 3 回の反復であるので $64 \times 3 = 192$ となる。したがって方式 A, B, C の従来方式に比べての全体のコンプレキシティーの削減率は、 $112/192 = 0.58$ となる。しかし状態数の削減率が 1/4 なのでハードウェア規模 (メモリ量) の削減率は 1/4 と考えられ、その代わり反復回数を 2 倍強に増やして、コンプレキシティーの削減率 = 0.58 で特性改善を図っていることになる。

次に図 2 で方式 A, B, C の反復回数をすべて計 7

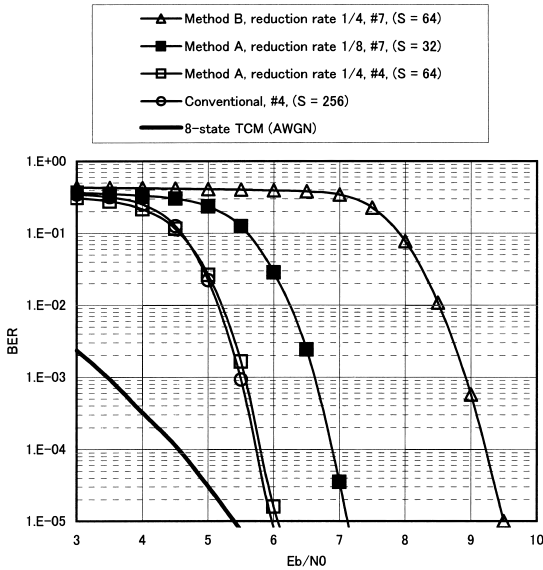


図 3 5パス静的等電力通信路における BER 特性 (通信路値: 既知)
 Fig. 3 BER characteristics with equal power static multipath channel (Perfect CSI). ($\tau_{\max} = 4T$).

回と同じにした理由であるが、シミュレーションにおいて改善が得られる最大回数を反復回数としている。反復回数=収束速度であるので、方式 A, B, C で収束速度の差はないといえる。一方、図 2 で 64 状態の従来方式は 3 回の反復回数でビット誤り率が収束するので、収束速度は方式 A, B, C に比べ 3/7 倍で速いといえる。

同様に 5 パス等電力通信路 $\tau_{\max} = 4T$, $|g_k| = 1.0$, $\phi_k = 0 (k = 0, \dots, 4)$ における BER 特性を図 3 に示す。従来の ISI 等化器のトレリス線図の状態数は $4^4 = 256$ となる。方式 A においては状態数を 1/4 の $S = 64$ と 1/8 の $S = 32$ に、方式 B においては 1/4 の $S = 64$ に削減した。

ここでも、方式 B の状態数削減率 1/4 では 1 状態に対する生き残りパス数は 1 本としており、DDFSE における状態数削減法に等しい。また、状態数は遅延時間 $\tau_4 = 4T$ の受信シンボルに対して状態の割当を行わないことで削減を行った。BER = 10^{-5} において、方式 A ($S = 64$, #7) は従来方式 (#4) とほぼ等しい BER となった。また、ISI のない AWGN 通信路での 8 状態 TCM の BER と比べると 0.7 [dB] ほど悪くなった。しかし、方式 B ($S = 64$, #7) は上記の結果と比べて 3.4 [dB] ほど BER が劣化した。方式 A

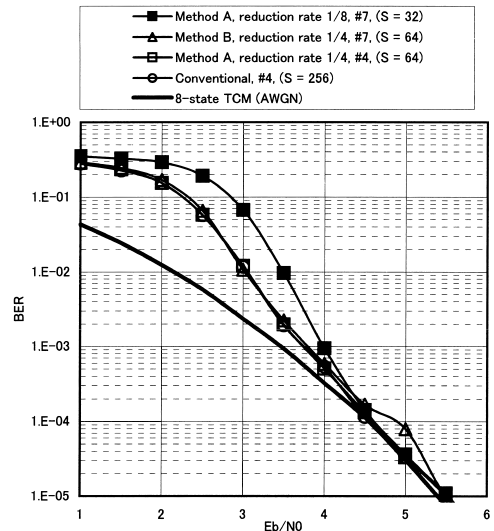


図 4 5パス静的指数電力減衰通信路における BER 特性 (通信路値: 既知)
 Fig. 4 BER characteristics with exponentially decayed static multipath channel (Perfect CSI). ($\tau_{\max} = 4T$).

($S = 32$, #7) は $S = 64$ に比べて、1.2 [dB] ほど悪くなった。

図 3 においてもコンプレキシティの削減率は (状態数) × (反復回数) で決まり、従来方式では $256 \times 4 = 1024$ 、提案方式 A では $64 \times 7 = 448$ または $32 \times 7 = 224$ 、方式 B では $64 \times 7 = 448$ となる。したがって提案方式 A では $448/1024 = 0.44$ の削減率で従来方式とほぼ同じビット誤り率を得ている。

次に、5 パス指数電力減衰通信路 $\tau_{\max} = 4T$, $|g_0| = 1.0$, $|g_k| = |g_{k-1}|/\sqrt{2}$, $\phi_k = 0 (k = 0, \dots, 4)$ における BER 特性を図 4 に示す。コンプレキシティの削減率は各方式とも図 3 と同じであり、提案方式 A 及び方式 B は、 $448/1024 = 0.44$ の削減率で従来方式とほぼ同じビット誤り率を得ている。また $E_b/N_0 > 4.5\text{dB}$ では、従来方式、提案方式 A 及び方式 B は、ともに ISI をほぼ完全に補償でき、AWGN 通信路における 8 状態 TCM のビット誤り率に一致している。

更に、4 パス等電力通信路において位相 ϕ_1 の変化による BER への影響を $0 \leq \phi_1 \leq 2\pi$ で変化させ確認した。このとき、 $\phi_1 = 0$ または 2π とすべての位相が同相となるときの BER は最も悪くなり、 $0.3\pi \leq \phi_1 \leq 1.7\pi$ では方式 A ($S = 16$, #7) と従来方式ではほぼ結果が一致した (図 5)。また 4 パス指数電力減衰通信路で

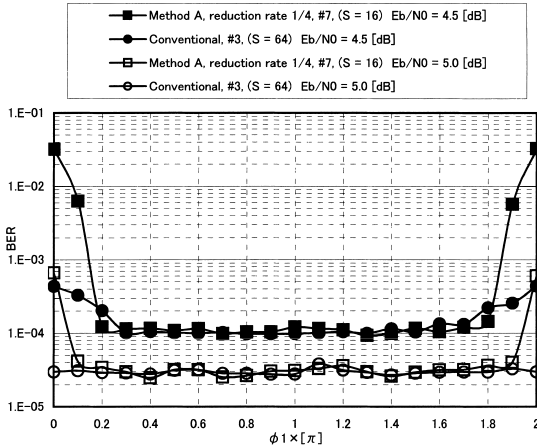


図 5 4パス等電力通信路における通信路位相変化に対する BER 特性 (通信路値: 既知)
 Fig. 5 BER vs. channel phase characteristics of equal power static multipath channel (perfect CSI). ($0 \leq \phi_1 \leq 2\pi$, $\phi_k = 0$ ($k = 0, 2, 3$))

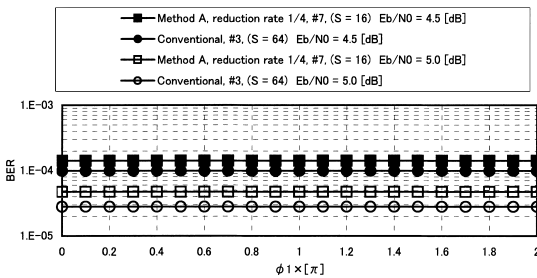


図 6 4パス指数電力減衰通信路における通信路位相変化に対する BER 特性 (通信路値: 既知)
 Fig. 6 BER vs. channel phase characteristics of exponentially decayed static multipath channel (Perfect CSI). ($0 \leq \phi_1 \leq 2\pi$, $\phi_k = 0$ ($k = 0, 2, 3$))

は位相の変化によらず BER は一定となった (図 6)。

ここで図 5 の $0 \leq \phi_1 < 0.2\pi$ 及び $1.8\pi < \phi_1 \leq 2.0\pi$ において、提案方式 A のビット誤り率が従来方式に比べて劣化するのは、状態数を 1/4 に削減した提案方式 A では、4パス等電力通信路で位相 ϕ_1 がこのような値のときは、たとえ通信路遅延プロファイルが受信側で既知でも、状態数削減のない従来方式の BER 特性まで ISI を補償しきれないからと考えられる。この現象は図 6 に示すように、3dB 指数減衰の通信路遅延プロファイルでは起こらず、通信路遅延プロファイルに依存する現象と考えられる。

次に、5パス等電力通信路において遅延プロファイルを RLS アルゴリズムにより推定し、その同定結果を

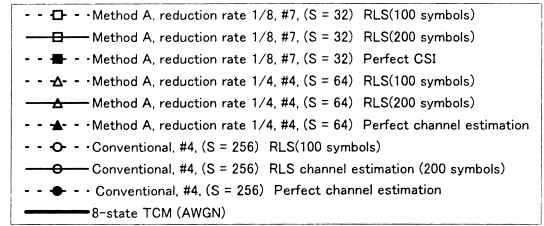


図 7 5パス静的等電力通信路における BER 特性 (通信路値を RLS アルゴリズムにより同定した場合)
 Fig. 7 BER characteristics on equal power static multipath channel when using RLS algorithm for channel identification. ($\tau_{\max} = 4T$).

用いた BER 特性を図 7 に示す。推定に用いるトレーニングシーケンス長は 100 または 200 シンボルとし、各パケットの先頭に付けた。トレーニングシーケンス長が 100 シンボルのとき $BER = 10^{-5}$ で、既知 (キャッシング) 方式と比べると 0.5 [dB] ほど、200 シンボルのとき 0.2 [dB] ほど BER 特性が悪くなった。削減方式における相対的な関係は、推定を用いた場合でも、通信路値が受信側で既知とした場合でも変わらなかった。ここで、 E_b/N_0 の算定においてトレーニングシーケンス分は考慮していない。

6. む す び

本論文では TCM ターボ等化器におけるトレリス状態数を削減するための一提案を行った。提案方式と GVA 方式 (DDFSE 方式を含む)、RSSE 方式の 3 種類の方法を比較検討し、計算機シミュレーションにより BER 特性の比較を行った。

等電力マルチパス通信路においては、提案する方式 A では状態数を 1/4 に削減しても、状態数の削減を行わない従来方式とほぼ等しい BER を得られること

が確認できた。しかし、方式 B (GVA 方式), 方式 C (RSSE 方式) では大きく BER 特性が劣化した。遅延波の位相を変化させたとき, 指数電力減衰マルチパス通信路では位相の変化の影響を受けず BER は一定となった。等電力マルチパス通信路では位相が同相になるとき, 方式 A (削減率 1/4) と従来方式との BER の差が最も広がるが, E_b/N_0 が大きくなるとこの差は縮まる。トレーニング系列による通信路値の推定を行ったときは, 同定の精度により BER は劣化するが, 従来方式と方式 A の相対的な関係は通信路が既知の場合と変わらず, 状態数の削減に対する影響はあまり見られなかった。以上より提案方式 A は, 方式 B 及び方式 C との比較検討において優れた状態数削減方式であり, 等電力及び指数電力減衰マルチパス通信路において, 状態数削減なしの従来方式に極めて近い BER 特性を得ることが確認できた。提案方式は TCM ターボ等化器のコンプレキシティー削減に有効な方式といえる。

謝辞 本研究は平成 16 年度科学研究費補助金, 基盤研究 (C)(2) 14550355 及び SCAT 研究費助成の援助を受けて行われた。

文 献

- [1] C. Douillard, M. Jézéquel, C. Berrou, A. Picart, P. Didier, and A. Glavieux, "Iterative correction of intersymbol interference: Turbo-equalization," *European Trans. Telecomm.*, vol.6, no.5, pp.507-511, Sept.-Oct. 1995.
- [2] 李 原, 村田英一, 吉田 進, "Turbo equalization with non-binary log-map algorithm," 1999 信学ソ大(通信), B-5-77, Sept. 1999.
- [3] M.V. Eyuboğru and S.U.H. Qureshi, "Reduced-state sequence estimation with set partitioning and decision feedback," *IEEE Trans. Commun.*, vol.36, no.1, pp.13-20, Jan. 1988.
- [4] A. Duel-Hallen and C. Heegard, "Delayed decision-feedback sequence estimation," *IEEE Trans. Commun.*, vol.37, no.5, pp.428-436, May 1989.
- [5] T. Hashimoto, "A list-type reduced-constraint generalization of the Viterbi algorithm," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.IT-33, no.6, pp.866-876, Nov. 1987.
- [6] F. Jelinek and J.B. Anderson, "Instrumentable tree encoding of information sources," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.IT-22, pp.82-83, Jan. 1971.
- [7] D. Huaiyu, F. Xiangning, and B. Guangguo, "A reduced complexity adaptive soft-output M-algorithm for turbo-equalization," *Vehicular Technology Conference*, 2001 Fall, pp.1039-1042, Oct. 2001.
- [8] J.G. Proakis, *Digital Communications*, Third ed., McGraw-Hill, New York, 1995.
- [9] B. Vucetic and J. Yuan, *Turbo Codes Principles and Applications*, Kluwer Academic Publishers, 2000.

(平成 17 年 3 月 28 日受付, 7 月 30 日再受付)