畳み込み符号化プリコードド OFDM の繰り返し復調方式

Iterative Detection of Pre-coded OFDM Combined with Convolutional Code

宮坂 宏明[†], 増田 陽子[†], 大野 光平[†],
藤井 雅弘^{††}, 正会員 伊丹 誠[†]

Hiroaki Miyasaka[†], Yoko Masuda[†], Kohei Ohno[†], Masahiro Fujii^{††} and Makoto Itami[†]

Abstract A digital modulation scheme, OFDM, multiplexes many orthogonally arranged sub-carriers and use spectrum efficiently. However, its performance is degraded under environments with severe multipath fading. The use of a previously reported, iterative detection of pre-coded OFDM scheme is proposed. Furthermore, the results of a computer simulation confirmed good performance. We present our analysis of the performance of iterative detection of pre-coded OFDM combined with convolutional code. The results of the simulation show that our scheme, performed better under severe fading than the conventional scheme did.

キーワード：OFDM, プリコーディング, シンボル入れ替え, 繰り返し復調, 畳み込み符号

1. ま え が き

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) は地上デジタル放送や無線 LAN などに用いられている変調方式であり、直交する多数の搬送波を用いているため、周波数スペクトルの形が矩形に近く、限られた周波数帯域を有効に利用できる。また、ガードインターバルの付加により、マルチパスによって生じるシンボル間干渉を軽減することができる。しかし、マルチパスによる電力の落ち込み(ディップ)により、バースト誤りが発生する場合、OFDM 伝送の受信特性は劣化してしまう^{1)~3)}。この問題の対策として、誤り訂正符号や複数のアンテナを用いたダイバーシティ技術など、様々な方式が提案されている^{4)~9)}。それらの中で、直交変換を用いて事前にデータシンボルの変換を行うプリコードド OFDM は有効な方式である。プリコードド OFDM は、誤り訂正符号のように冗長ビットを付加する必要がないため、伝送速度の低下なしにディップの影響を改善できるという利点がある。

筆者らは、すでにプリコードド OFDM において繰り返し復調を行うことによって、劣悪なマルチパス環境下で特性を大幅に向上できることを示している¹⁰⁾。しかしプ

リコーディングの繰り返し復調方式では、多数回の繰り返し処理が必要である。そこで本論文では、プリコードド OFDM の繰り返し復調方式に誤り訂正符号を適応した効果について検討を行う。そして、プリコーディングの繰り返しとともに、誤り訂正符号も繰り返す復調方式を提案する。計算機シミュレーションにより、少ない繰り返し回数で十分な BER 特性の改善が得られることが示された。

2. プリコードド OFDM と繰り返し復調

プリコードド OFDM における送信信号 $s(t)$ は以下の式で表される。

$$s(t) = \text{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} D_n e^{j2\pi(f_c + n f_0)t} \right] \quad (1)$$

ここで、 N, f_0, f_c はそれぞれ搬送波数、搬送波間隔、最小の搬送波周波数を表す。また、 D_n はデータシンボル d_k をプリコーディングすることによって得られるシンボル(以下プリコードドシンボルと呼ぶ)であり、以下の式で表される。

$$D_n = \sum_{k=0}^{N-1} u_{n,k} d_k \quad (n = 0, 1, \dots, N-1) \quad (2)$$

(2) 式において、 $u_{n,k}$ はプリコーディングを決定する定数であり、Walsh Hadamard 変換などの直交変換行列の要素に対応する。データシンボル d_k は QPSK や QAM で変調された複素シンボルである。受信機では、通常の OFDM 受信機と同様に FFT 処理によって各搬送波で伝送されたプリコードドシンボルが抽出され、伝送路等化の後、逆プリコーディングによってデータシンボルが復調される。こ

2009 年 10 月 13 日受付, 2010 年 3 月 8 日再受付, 2010 年 5 月 18 日採録

[†] 東京理科大学 基礎工学部

(〒 278-8510 野田市山崎 2641, TEL 04-7122-1247)

^{††} 宇都宮大学 工学部

(〒 321-8585 宇都宮市陽東 7-1-2, TEL 028-689-6004)

[†] Department of Applied Electronics, Tokyo University of Science
(2641, Yamazaki, Noda, Chiba 278-8510, Japan)

^{††} Faculty of Engineering, Utsunomiya University
(7-1-2, Yoto, Utsunomiya, Tochigi 321-8585, Japan)

れによって、最終的に復調されるデータシンボルにおいては、信号対雑音比が均一化され、マルチパスで生じた深い周波数選択性フェーディングの影響を軽減可能である。しかしながら、単純にプリコーディングと逆プリコーディングを行う復調処理では、付加雑音が大きくなると特性が劣化するため、文献 10) では受信機において繰り返し復調処理を行い悪条件下での特性を大幅に改善する方式が提案されている。以下にその概要を説明する。

(1) 式の信号が伝達関数 $H(f)$ の伝送路を通して受信された場合を考える。受信機では FFT 処理によって各搬送波で伝送されているプリコードドシンボルが抽出される。 n 番目の搬送波に対応する FFT 出力を X_n とし、伝送路特性が既知としてゼロフォーシング等化を行うことによって、 n 番目の搬送波で伝送されたプリコードドシンボルの推定値 $\hat{D}_n(0)$ が得られる。

$$\hat{D}_n(0) = X_n / H_n \quad (3)$$

ただし、 $H_n = H(f_c + n f_0)$ である。 $\hat{D}_n(0)$ を逆プリコーディングすることによって、データシンボルの推定値 $\hat{d}_k(0)$ が得られる。

$$\hat{d}_k(0) = \sum_{n=0}^{N-1} u_{n,k}^* \hat{D}_n(0) \quad (4)$$

繰り返し復調においては $\hat{d}_k(0)$ に対して硬判定を行い、シンボル $\tilde{d}_k(0)$ を生成する。さらに、以下の式に従い、 $\tilde{d}_k(0)$ をプリコーディングすることによって、プリコードドシンボル $\tilde{D}_n(0)$ を生成する。

$$\tilde{D}_n(0) = \sum_{k=0}^{N-1} u_{n,k} \tilde{d}_k(0) \quad (5)$$

このようにして生成された $\tilde{D}_n(0)$ と $\hat{D}_n(0)$ を用いて、以下の式に従って、新たなプリコードドシンボル $\hat{D}_n(1)$ を生成する。

$$\hat{D}_n(1) = \begin{cases} \tilde{D}_n(0) & \text{if } |H_n| < Thr_1 \\ \hat{D}_n(0) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

(6) 式では、プリコードドシンボルの推定値 $\hat{D}_n(0)$ に対して、対応する伝送路特性の絶対値がスレシヨルド値 Thr_1 より小さい場合に、 $\tilde{D}_n(0)$ で置き換えを行うことによって、新たなプリコードドシンボル列を生成している。文献 10) に示されている通り、スレシヨルド値 Thr_1 を適切に設定することによって、置き換えを行う前のプリコードドシンボル列 $\hat{D}_n(0)$ よりも信号対雑音比の改善されたプリコードドシンボル列 $\hat{D}_n(1)$ を得ることができる。その結果、 $\hat{D}_n(1)$ を逆プリコーディングし、判定することで、誤り率を改善することができる。ただし、スレシヨルドを伝送路にあわせて理論的に適切に設定する方法は得られていないので、文献 10) ではスレシヨルドを小さな値から徐々に大きくし、繰り返し処理を行うことで特性の改善を行う方式を提案している。文献では、

表 1 シミュレーション諸元

Simulation Parameters.	
d_k の変調方式	QPSK
搬送波数 (N)	1024
搬送波周波数間隔 (f_0)	1 kHz
搬送波の最小周波数 (f_c)	600 MHz
DU 比	1 dB
遅延時間	5 μ s
プリコーディング	Walsh Hadamard Transform

$$H_{min} = \min\{|H_0|, |H_1|, \dots, |H_{N-1}|\} \quad (7)$$

$$H_{ave} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |H_n|^2} \quad (8)$$

と定義し、これらを用いて Δ_M を以下の式で定義している。

$$\Delta_M = (H_{ave} - H_{min}) / M \quad (9)$$

Δ_M を用いて、 i 回目の繰り返しでの処理に用いるスレシヨルド値を以下の式によって決定する。

$$Thr_i = H_{min} + i \Delta_M \quad i = 1, 2, \dots \quad (10)$$

ただし M は正の整数であり、 Δ_M の大きさを決めるパラメータである。繰り返し処理では、スレシヨルド値 Thr_i を初期値から Δ_M ずつ大きくしながら $|H_n|$ との比較を行い、比較結果に基づき、 $\hat{D}_n(i-1)$ と再生されたプリコードドシンボル $\tilde{D}_n(i-1)$ とを入れ替えることによって $\hat{D}_n(i)$ を生成する処理を繰り返す。これによって、繰り返しに従い、 $\hat{d}_k(i)$ の信号対雑音比が向上し、誤り率が改善されることが確認されている。繰り返し処理に関する詳細は文献 10) を参照されたい。

ここで、後の比較に用いるための一例として、繰り返し処理を行った場合のシミュレーション結果を示す。シミュレーションで用いるパラメータは表 1 に示す通りであり、ここでは 2 波静的マルチパス伝送路を仮定している。また、伝送路特性は既知であるものとしている。パラメータの一つである DU 比は、遅延波の平均電力に対する直接波の平均電力の比を表わす。プリコードド OFDM は、劣悪なマルチパス環境下での特性を改善することを目的としており、DU 比が 1dB のマルチパス環境下での特性について以降評価していく。

図 1 に (9) 式の M の値を変えて繰り返し処理を行った場合の BER 特性を示す。横軸の値は繰り返し回数に対応するスレシヨルド値を表し、対応する繰り返し回数の時点で達成される BER を縦軸にプロットしている。横軸のスレシヨルド値は、伝送路の最小振幅値を 0、平均振幅値を 1 とした値を基準として正規化されたスレシヨルド値である (以降の図中では横軸名は 'Normalized Threshold Value' と表記している)。また、以下の議論で用いられているスレシヨルド値はすべてこの基準に基づく値である。横軸は最大 2 までとし、その範囲内でスレシヨルドの値を変えて繰り返しを行った結果を示している。各曲線で Δ_M の値が

図 1 繰り返し回数に対する BER 特性 ($E_b/N_0 = 12\text{dB}$)
BER performance against the number of iteration ($E_b/N_0 = 12\text{dB}$).

異なるため、図の範囲内でプロットされるシンボルの数は異なる。また、図中の 'Pre(数値)' などの標記は M の値として括弧内の数値を用いたことを表す。

図 1 の例のように、繰り返し処理を行うことによって大きな特性の改善が可能である。ただし、図に示すとおり、ある程度の繰り返し回数で改善できなくなり、 $M/2$ 回程度の繰り返しで最小値が得られることがわかる。

3. 畳み込み符号化プリコードド OFDM

2 章で示したように、プリコードド OFDM 信号の繰り返し復調を行うことで、大きな特性の改善を行うことが可能であることが先行研究によって示されている。本論文では、上記のプリコードド OFDM の繰り返し復調方式に、誤り訂正符号を組合せることによってさらに BER 特性の改善を行う方式を提案し、その特性を評価する。本論文では誤り訂正符号として、符号化に畳み込み符号、復号にビタビ復号を用いる。畳み込み符号を用いる理由は、プリコーディング後の誤りパターンはランダム誤りになるため、ランダム誤りに強い畳み込み符号が適していると考えられるためである。また、ビタビ復号により最尤復号が可能であり、特性の向上が期待できる。以下に本論文で検討した方式の構成を説明する。

送信側では、畳み込み符号で符号化したデータシンボルに対してプリコーディングを行う。本論文で検討を行う送信器の構成を図 2 に示す。

図 2 誤り訂正符号を適用したプリコードド OFDM 送信機の構成

Structure of the pre-coded OFDM Transmitter with convolutional coding.

受信機では、2 章で説明した繰り返し処理によって復調を行うことが可能であるが、データシンボルの信号対雑音比の改善効果は、硬判定後のデータシンボルに誤りが少ないほど大きくなると考えられる。そこで、硬判定後のデータシンボルを再プリコーディングしてプリコードドシンボルを生成する直前に、誤り訂正を行うことによって、より信頼性の高いプリコードドシンボルを再生し、繰り返し処理を行うことを提案する。これによって、特性をさらに向上できると考えられる。本論文では、誤り訂正処理の適用方式として以下の二通りの方式について検討を行う。

第一の方式は、従来の繰り返し処理によって復調されたデータシンボルに対して、最後に誤り訂正処理を行う方式である。この方式では、受信された信号に対して 2 章で説明した方式に従い繰り返し復調処理が行われ、指定された繰り返し回数の繰り返し処理の後に得られるデータシンボルに対してビタビ復号を行う方式であり、誤り訂正処理は繰り返し処理のループ内には含まれていない。

第二の方式は、データシンボルを硬判定しプリコードドシンボルを再生成する際に誤り訂正を行うことによって、より信号対雑音比の高いプリコードドシンボルを生成し、繰り返し処理を行うものである。この方式では繰り返しごとに、データシンボル $\hat{d}_k(i)$ もしくはその硬判定値 $\tilde{d}_k(i)$ に対してビタビ復号を行い、より信頼性の高いデータシンボルを生成する。ビタビ復号器への入力 $\hat{d}_k(i)$ 、 $\tilde{d}_k(i)$ のいずれを用いることも可能であり、前者を入力とする場合が軟判定ビタビ復号であり、後者を入力とする場合が硬判定ビタビ復号である。ビタビ復号によってデータの誤りを訂正し、再び畳み込み符号化を行って生成されたデータシンボルをプリコーディングすることで、信号対雑音比の改善されたプリコードドシンボルが生成されることが期待できる。これを用いて繰り返し処理を同様に行っていく。この方式では、繰り返しごとにビタビ復号が行われることになる。また、最後にデータシンボルを復号するためにもう一度ビタビ復号を行うので、 i 回繰り返し処理を行う場合 $i+1$ 回のビタビ復号処理が行われる。本方式の構成を図 3 に示す。

以上のように本論文では、誤り訂正符号の復号処理をプリコードド OFDM 信号の繰り返し処理に組合せた方式を提案しについて解析を行い有効性を示す。誤り訂正処理の繰り返し処理との組合せ方式として、誤り訂正処理を繰り返し処理のループ内に含めない場合と、繰り返し処理のループ内に含めた場合とについてその特性を比較検討する。誤り訂正処理を繰り返し処理のループ内に含めることによって、信号対雑音比の向上したプリコードドシンボルが再生され、繰り返し処理特性の更なる向上が期待できる。

4. 特性評価

本章では、誤り訂正符号化プリコードド OFDM の特性評価を行う。シミュレーションのパラメータは図 1 の結

図 3 ビタビ復号とシンボル再生方式による繰り返し処理を行う復調器の構成

Structure of the pre-coded OFDM Receiver that performs Viterbi decoding and iteration.

果を得る場合に使用したものと同様に、表 1 に示したものをを用いる。また、伝送路の特性は同様に既知であるものとする。これらのパラメータは以降のすべてのシミュレーションに適用される。

本論文のシミュレーションでは畳み込み符号として、デジタル放送の規格である ISDB-T や無線 LAN などの多くの標準システムで採用されている、拘束長 7、符号化率 1/2 の畳み込み符号を用いた¹¹⁾。本論文で用いた符号は一例であり、その他の構成の畳み込み符号を用いた場合も特性の向上を図ることが可能なことが確認されている。本論文では実例は示さないが、種々の畳み込み符号の適用が期待できる。

図 4 に 2 波静的マルチパス環境で、シンボル入れ替えを行わないプリコーディングと畳み込み符号とビタビ復号の軟判定を組合せたときの特性を示す。

図中の表記において、'w/o Pre' はプリコーディングを行わない通常の OFDM の特性を表し、'Pre' はプリコーディングを行ったときの結果を表す。また、'w/o Pre Viterbi' は通常の OFDM 伝送にビタビ復号を組合せた結果であり、'Pre Viterbi' はプリコーディングとビタビ復号を組合せた結果である。ここで 'w/o Pre Viterbi' の結果はビタビ復号の効果を高めるために、周波数インタリーブを含んだ結果となっている。'Pre Viterbi' では、周波数インタリーブを含んでいないが、これはプリコーディングを行うことで誤りパターンはランダムとなるので、インタリーブの効果は得られないためである。

図 4 の結果より、ビタビ復号のみを組合せることで、BER 特性が 10^{-5} で約 11dB の符号化利得が得られる。さらにプリコーディングと共に組合せることで、さらに 4dB の改善が得られた。通常のプリコーディング伝送と比べても 5dB の符号化利得が得られた。しかしビタビ復号を用いているため E_b/N_0 の低い、 $E_b/N_0 < 11\text{dB}$ では通常の OFDM 伝送よりも特性は劣化してしまう。

次にシンボル入れ替えと組合せた方式についての結果を示す。図 5 にシンボル入れ替えを行い、プリコーディング

図 4 畳み込み符号化プリコーデッド OFDM の E_b/N_0 -BER 特性 (軟判定)

E_b/N_0 -BER performance of the pre-coded OFDM with convolutional coding(Soft Decision).

と畳み込み符号とビタビ復号を組合せたときの特性を示す。ここで、一つめの組合せ方式である、シンボル入れ替えを行ったあと、最後の一度のみビタビ復号を行ったものを 'Scheme A' とする。そして、二つめの組合せ方式である、シンボル入れ替え毎に、ビタビ復号と畳み込み符号化を行ったものを 'Scheme B' とする。すなわち図中の 'Scheme A Thr(0.2)' はスレシヨルド値を 0.2 として一度だけシンボル入れ替えを行った後、最後にビタビ復号を行ったときの結果である。そして 'Scheme B Thr(0.2)' は、誤り訂正を行いシンボル再生をした後に、スレシヨルド値を 0.2 として一度だけシンボル入れ替えを行った後、再びビタビ復号を行ったときの結果である。

図 5 の結果より、シンボル入れ替えを行うことで、'Scheme A'、'Scheme B' どちらの場合でも特性が改善されている。特に 'Scheme B' のようにシンボル入れ替え毎にビタビ復号を行った方が 'Scheme A' に比べ、BER 特性が 10^{-5} で約 1dB の改善がある。

図 6 にスレシヨルド値に対する BER 特性を示す。図 6 の結果より、BER を最小にする最適なスレシヨルド値は E_b/N_0 に依存することがわかる。ここでは E_b/N_0 が大きくなるほど、最適なスレシヨルド値は小さくtookたほうが効果的であることがわかる。これは前述と同様で、 E_b/N_0 が大きくなるほど、雑音成分は小さくなるので、スレシヨルドの値が大きいと良好なシンボルまで入れ替わってしまうためである。また最適なスレシヨルド値辺りでは 'Scheme B' の方が 'Scheme A' に比べて特性の改善度が高いことがわかる。スレシヨルドがある程度大きくなると、'Scheme A' の方が 'Scheme B' より特性が良くなっているが、この理由については解明するための解析を現在引き続き行って

図 5 畳み込み符号化プリコードド OFDM において 1 回シンボル入れ替えを行ったときの E_b/N_0 -BER 特性 (軟判定)

E_b/N_0 -BER performance of the pre-coded OFDM with convolutional coding after single iteration (Soft Decision).

図 6 1 回シンボル入れ替えを行う場合の Threshold-BER 特性 (軟判定)

Threshold-BER performance for single iteration (Soft Decision).

いる。しかしながら、後で述べるように、本論文における繰り返し復調方式においては、特性改善が行われるスレシヨルドの初期値は、この値よりおおむね低い値から開始し、徐々にスレシヨルドを上げて繰り返し処理を行うため、常に 'Scheme B' のほうが良い特性を得られることが確認されている。

図 7 に誤り訂正符号にプリコーディングの繰り返し復調を組合せた場合の BER 特性を示す。図中の 'Scheme A Pre(5)' はシンボル入れ替えを 5 回行った後、最後にビタビ復号を一度だけ行ったときの結果である。そして 'Scheme B Pre(5)' は、ビタビ復号と畳み込み符号化をシンボル再生毎に行う。この場合はシンボル再生と誤り訂正が 5 回繰り返されたときの結果を示している。

図 7 より、繰り返し復調と誤り訂正を組合せにおいても、

図 7 畳み込み符号化プリコードド OFDM の繰り返し復調時の E_b/N_0 -BER 特性 (軟判定)

E_b/N_0 -BER performance of the pre-coded OFDM with convolutional coding under the case where iterative decoding is performed (Soft Decision).

Scheme B' のように繰り返しビタビ復号を適応させた結果の方が、繰り返し回数 5 回の場合 'Scheme A' よりも BER 特性が 10^{-5} で約 3dB の改善がある。また 20 回繰り返した場合、'Scheme A Pre(20)' は 'Scheme A Pre(5)' と比べて約 2dB の改善はあるが、'Scheme B Pre(5)' よりも特性は劣っている。一方、'Scheme B Pre(20)' では、'Scheme B Pre(5)' と比較して BER 特性の改善は少ない。すなわち、'Scheme B' のようにビタビ復号も繰り返す方式は、少ない繰り返し回数でも十分に特性の改善が可能である。

これまでの図 7 までに用いたビタビ復号は全て軟判定である。次に、図 8、図 9 にビタビ復号に軟判定、硬判定を用いたときのスレシヨルドに対する BER 特性を示す。図中の表記は 'SchemeA(x)' は 'Scheme A' での繰り返し復調方式における結果を示しており、'x' は (9) 式の M の値を示している。'SchemeB(x)' に関しても同様で、Scheme B(x)' は 'Scheme B' での繰り返し復調方式における結果を示している。

図 8 の結果より、軟判定で繰り返したとき 'Scheme A' ではスレシヨルド値が 0.6 あたりを越えると特性の劣化が生じている。一方 'Scheme B' では繰り返しすぎても特性の劣化は見られない。また図 9 の結果より、硬判定で繰り返したときには 'Scheme A'、'Scheme B' 共にスレシヨルド値が 0.6 あたりで特性は収束し、劣化は見られない。

図 10 に図 8、図 9 における 'Scheme A' での特性のみを重ねて示す。すなわち 'Scheme A' での軟判定と硬判定でのスレシヨルド値に対する BER 特性の比較を示す。

図 10 の結果より、'Scheme A' において軟判定ビタビ復号を行う場合スレシヨルド値が 0 より 0.5 付近までは繰り返しに伴い BER が改善されているが、スレシヨルドが 0.5 付近を越えて繰り返しを行っていくと繰り返しとともに BER

図 8 軟判定を行ったときの繰り返し毎の BER 特性 ($E_b/N_0=7\text{dB}$)

BER performance against the number of iteration with soft decision Viterbi Decoding($E_b/N_0 = 7\text{dB}$).

図 9 硬判定を行ったときの繰り返し毎の BER 特性 ($E_b/N_0=7\text{dB}$)

BER performance against the number of iteration with hard decision Viterbi Decoding($E_b/N_0 = 7\text{dB}$).

特性の改善が得られなくなり、最終的には硬判定ビタビ復号の場合と同等になってしまうことがわかる。この理由について考察を行う。硬判定ビタビ復号を使用した場合復号器にはデータシンボルを判定した後の 2 値のデータが入力され、ハミング距離に基づく誤り訂正が行われる。したがって、ビタビ復号器入力前の BER に対応した誤りの改善がなされる。図 1 に誤り訂正を含まない繰り返し処理の BER 特性を示したが、硬判定ビタビ復号処理による誤り訂正後の誤り率は、図 1 で達成されているビット誤り率に対して、符号化利得の特性改善がなされたものである。(ただし、図 1 の例は図 10 の例と E_b/N_0 は異なっている。) したがって、硬判定の場合は図 10 のような右下がりの結果が図 2

図 10 軟判定と硬判定との繰り返し毎の BER 特性 ($E_b/N_0=7\text{dB}$)(Scheme A)

BER comparison between soft decision and hard decision Viterbi decodings against the number of iterations($E_b/N_0=7\text{dB}$)(Scheme A).

の場合と同様に得られることになる。これに対して、軟判定ビタビ復号の場合は、2 値データではなく、硬判定前の QPSK シンボルから得られる連続的な IQ データ（以下ソフト値と呼ぶ）が入力されユークリッド距離に基づく復号が行われる。軟判定復号の場合は硬判定復号よりも一般的に特性は向上し、図 10 でも概ねそのようになっているが、スレシールドが 0.5 付近を越えて繰り返しを重ねると改善度が劣化し最終的には硬判定のものと同等になる。このような結果は、繰り返し処理に伴うビタビ復号器への入力データの変化によって生じると考えられる。繰り返し処理においては、データシンボルを硬判定しそれらを再変調することによって、プリコードッドシンボルを生成しスレシールドに基づき受信されたシンボルと入れ替えを行い、新たなプリコードッドシンボル列を生成し処理をさらに進めていく。このとき、新たに生成されたプリコードッドシンボル列には、ソフト値である受信プリコードッドシンボルと硬判定データから生成されるプリコードッドシンボルの両者が含まれている。プリコードッドシンボル全体に対する硬判定後のデータシンボル（以下ハード値と呼ぶ）成分の割合は繰り返し回数が増えるほど（スレシールドが大きくなるほど）増加し、すべてのプリコードッドシンボルが入れ替えられると、すべてハード値のみになってしまう。したがって、逆プリコーディング後のデータシンボルもソフト値とハード値が混在した形となり、それに対して軟判定ビタビ復号が行われることになる。軟判定復号では、ソフト値が多く含まれるほうが誤りの改善度は大きいため、図 10 でスレシールドが 0.5 付近を越えて繰り返しを進めると、ビタビ復号器への入力データにおけるハード値の割合が増加し、最終的にはすべてハード値で構成されるデータが入力され、硬判定ビタビ復号の場合と同等の結果となる。以上のような理由から、軟判定ビタビ復号器を用いた場合は、

ソフト値の含まれる割合と、繰り返し回数との関係で 0.5 付近において最も BER 特性が改善されているものと考えられる。したがって、'Scheme A' に軟判定ビタビ復号器を用いた場合は、適切な回数で繰り返しを打ち切る必要がある。この最適値の導出については現在理論的に解析中であり、今後の課題である。

5. む す び

本論文では、極めて厳しいマルチパス環境下において OFDM の特性を改善することを目的として、プリコードッド OFDM の繰り返し復調方式に畳み込み符号を組合せた方式を提案し、シミュレーションによる評価を行った。誤り訂正符号には、畳み込み符号とビタビ復号を用いた。その結果、誤り訂正符号を組合せることで、冗長ビットによる伝送速度の低下はあるが、従来大きな特性改善には多数回の繰り返し処理が必要であったが、適切に誤り訂正符号を組み合わせて、少ない繰り返し回数でも、良好な特性を得ることが可能であることが確認された。

特に、プリコーディングを繰り返す毎に誤り訂正も繰り返した方式 (Scheme B) は、繰り返し復調方式の最後に一度だけ誤り訂正を行った方式 (Scheme A) に比べて、良好な特性が得られた。同じ 5 回のプリコーディングの繰り返し復調でも 'Scheme B' では 'Scheme A' よりも DU 比が 1dB の非常に厳しいマルチパス環境下で BER 特性が 10^{-5} で約 3dB の改善できることを示した。

'Scheme B' の場合は、繰り返し回数が 5 回程度でも大きな特性の改善が可能であるため、従来方式よりもプリコーディングの繰り返し回数を減らすことができる。また、繰り返しをある程度まで繰り返すと特性の改善はなされなくなるので、適切な繰り返し回数で打ち切れば余分な処理は不要になる。仮に大きなスレシールド値まで繰り返し過ぎてしまっても 'Scheme B' の場合は BER 特性が劣化することはないことも大きな利点である。

'Scheme A' は、ビタビ復号を 1 回行うだけの構成であり、ある程度特性改善効果もあるため、ハードウェアの制限が厳しく、性能への要求がある程度高くない場合には十分に適用可能な方式であると考えられる。しかしながら、図 8 に示したように、'Scheme A' では繰り返しの進行に伴いスレシールド大きくなりすぎると返って特性の劣化が生じる。したがって、最適なスレシールドで繰り返しを打ち切る必要がある。最適なスレシールド定めた上で、'Scheme A' はハードウェアの制約が厳しいときに適用し、'Scheme B' はハードウェアが大きくなって性能向上が必要な場合に使用することが考えられる。

今後の課題として、最適なスレシールド値の理論的な決定方法の検討。また今回、誤り訂正符号として、畳み込み符号とビタビ復号との組合せで検討を行ったが、別の符号器との組合せや、実際に伝送路特性の推定を行った場合の性能評価が必要となる。

〔文 献〕

- 1) R. W. Chang and R. A. Gaby, "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme", IEEE Trans. Comm., COM-16, pp.529-540 (1968)
- 2) S. B. Weinstein and P. W. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. Comm., COM-19, pp.628-634 (1971)
- 3) B. Hirotsaki, "An Analysis of Automatic Equalizer for Orthogonally Multiplexed QAM System", IEEE Trans. Comm., COM-28, pp.73-83 (1980)
- 4) B. Le Floch, M. Alard and C. Berrou, "Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex", Proceedings of the IEEE, 83, 6, pp.982-996 (1995)
- 5) K. Kyomen, Y. Owaki, M. Itami and K. Itoh, "A Study on Data spread OFDM Scheme applying MAP Decoding", Proceedings of PIMRC 2003, 2, pp.1085-1089 (2003)
- 6) C. Tepedelenlioglu, "Maximum Multipath Diversity With Linear Equalization in Precoded OFDM Systems", IEEE Trans. Inform Theory, 50, 1, pp.232-235 (2004)
- 7) S. Kanamori, M. Fujii, M. Itami and K. Itoh, "A Study on Sub-carrier Power and Phase Control of Data Spread OFDM with Transmission Diversity", Proceedings of the 7th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, 2, pp.175-179 (2004)
- 8) S. Tamura, M. Fujii, M. Itami and K. Itoh, "Iterative Detection of Precoded OFDM under Frequency Selective Channels", Proceedings of PIMRC 2005, 5, pp.2489-2494 (2005)
- 9) H. Miyasaka, H. Horii, S. Tamura, M. Fujii, M. Itami and K. Itoh, "An Iterative Detection of Pre-Coded OFDM combined with Convolutional Code", Proceedings of PIMRC 2007, pp.2489-2494 (2007)
- 10) 堀居弘幸, 宮坂宏明, 田村明香, 藤井雅弘, 伊丹誠, 伊藤紘二 "周波数選択性フェーディング環境下におけるプリコードッド OFDM の繰り返し復調方式", 映像学誌, 62, 5, pp.755-762 (2008)
- 11) 河内健 "地上デジタルテレビジョン放送" 株式会社トリケップス (2002)

みやさか ひろあき
宮坂 宏明 2007 年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科卒業。現在同大学院基礎工学研究科電子応用工学専攻修士課程在籍。OFDM の研究に従事。

ますだ ようこ
増田 陽子 2009 年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科卒業。現在同大学院基礎工学研究科電子応用工学専攻修士課程在籍。OFDM の研究に従事。

おのの こうへい
大野 光平 2002 年, 明治大学理工学部電子通信工学科卒業。2004 年, 同大学大学院理工学研究科博士前期課程修了, 2007 年, 同大学大学院理工学研究科博士後期課程修了。同年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科助教。現在に至る。2004 年, 横須賀リサーチパーク (YRP) アワード奨励賞。通信方式, 特に広帯域無線技術などの研究に従事。博士 (工学)。

ふじい まさひろ
藤井 雅弘 1998 年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科卒業。2003 年, 同大学大学院博士課程修了。同年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科助手。2006 年, 宇都宮大学工学部助手。2008 年, 宇都宮大学大学院工学研究科助教。現在に至る。通信方式, 信号処理の研究に従事。工学博士。

い た み まこと
伊丹 誠 1984 年, 東京大学工学部電子工学科卒業。1989 年, 同大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了。同年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科講師。2000 年, 同大学助教授。現在に至る。通信方式, 信号処理, 教育工学などの研究に従事。工学博士。正会員。