

## 論文

高速フェージング環境下における OFDM 伝送を対象とした  
フェージング補償方式吉田 晴人<sup>†</sup>      前原 文明<sup>†</sup>      笹森 文仁<sup>††</sup>      高畑 文雄<sup>†</sup>

## Fast Fading Compensation Schemes for OFDM Transmission

Haruhito YOSHIDA<sup>†</sup>, Fumiaki MAEHARA<sup>†</sup>, Fumihito SASAMORI<sup>††</sup>,  
and Fumio TAKAHATA<sup>†</sup>

あらまし OFDM 伝送を対象としたフェージング補償方式として、フレーム先頭部に挿入された伝搬路推定用既知 (CE) シンボルとデータ部におけるシンボルの判定値に基づき、伝搬路推定値を逐次的に更新する判定帰還型の補償法が有効である。ところが、フレーム内において受信レベルの低下に伴う急激な位相変動が生じると、後続するシンボルに誤り伝搬が発生し、フェージング補償の精度が著しく劣化する。本論文では、誤り伝搬の影響を軽減すべく 1 フレーム内の先頭部のみならず最後部にも CE シンボルを配置し、情報シンボルに対してフェージング補償を行う方式を提案する。具体的には、サブキャリアごとに両方の CE シンボルで推定した瞬時 SNR を基準として適応的に補償の方向を制御する方向制御型片方向フェージング補償方式と、フレーム途中の受信レベルの落込みを検出し、フェージング補償の方向を切り換える両方向フェージング補償方式を提案する。特性評価の結果、高速なフェージング環境下において、前者の方式によって特性が改善され、更に、後者の方式を適用することにより、伝送特性の大幅な改善が可能であることが明らかとなった。

キーワード OFDM, 伝搬路推定, フェージング補償, 瞬時 SNR, 誤り伝搬

## 1. ま え が き

近年、携帯電話や PHS に代表される移動通信端末の急速な普及、更に第 3 世代移動体通信の実用化などにより、移動通信において高速かつ高品質なマルチメディア通信サービスに対する要求が高まっている。ところが、移動通信における無線通信環境下では、送信信号が多数の異なる経路を経て受信局に到達するマルチパス伝搬路が形成され、受信局の移動に伴って受信信号の振幅と位相が変動するマルチパスフェージングが発生する。更に、伝送速度の高速化に伴い、多重伝搬経路による伝搬遅延の差異が無視できなくなり、周波数選択性フェージングによる伝送品質の劣化が深刻な問題となる。したがって、無線通信環境において、高速かつ高品質なデジタル伝送を行うためには、何

らかの周波数選択性フェージング対策技術が必要不可欠となる。

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing; 直交周波数分割多重) 伝送方式は、マルチキャリア伝送方式の一種であり、ガードインターバルを挿入することによって、周波数選択性フェージングに起因する符号間干渉の影響を抑圧できることから、その対策技術として極めて有効である [1], [2]。

このような周波数選択性フェージング環境下において、OFDM 信号を同期検波により復調する場合、サブキャリアごとに振幅ひずみと位相ひずみを把握するとともに、それらのひずみに基づきフェージング補償を行う必要がある。特に、ドップラー変動の周期が短い高速フェージング環境下において、比較的長いフレームを用いて OFDM 信号を伝送する場合、1 フレーム内においてフェージングによる振幅と位相の変動が無視できなくなるため、その変動を逐次的に把握し、補償する必要がある。これまでに、OFDM 伝送方式を対象とした高速フェージング補償法として、フレーム先頭部に挿入した伝搬路推定用既知 (CE: Channel

<sup>†</sup> 早稲田大学大学院理工学研究科, 東京都  
Graduate School of Science and Engineering, Waseda University, Tokyo, 169-8555 Japan

<sup>††</sup> 信州大学工学部電気電子工学科, 長野市  
Faculty of Engineering, Shinsyu University, Nagano-shi,  
380-8553 Japan

Estimation) シンボルにおいて得られたサブキャリアごとの伝搬路特性の推定値を初期値とし、後続する情報シンボルの判定値に基づき逐次的に伝搬路特性の推定値を更新する判定帰還型の補償方式 [3]~[5] が提案されており、その有効性が確認されている。ところが、判定帰還型のフェージング補償方式では、フレーム内における受信レベルの低下に付随して発生する判定誤りに起因して、後続する情報シンボルの伝搬路推定が困難となり、誤り伝搬が生じるという問題がある。

本論文では、フレーム内の受信レベルの低下に伴う判定誤りが後続するシンボルに対する伝搬路推定を困難にし、その結果、誤り伝搬を発生させることに着目し、フレーム先頭部のみならず、最後部にも CE シンボルを配置し、それらの CE シンボルから得られる伝搬路推定値に基づき、情報シンボルに対するフェージング補償を行う方式を提案する。具体的には、各々の CE シンボルにおいて瞬時 SNR をサブキャリアごとに検出するとともに、瞬時 SNR の良好な方向からフェージング変動を補償する方式 (以下、提案方式 A または方向制御型片方向フェージング補償方式と呼ぶ) と、1 フレーム内においてフェージングによる振幅レベルの落込みが発生する位置をサブキャリアごとに検出し、その位置の前後で補償する方向を切り換える方式 (以下、提案方式 B または両方向フェージング補償方式と呼ぶ) を提案する。

以下、2. において従来方式とその問題点について述べ、3. において提案するフェージング補償方式の動作原理について説明し、4. において提案方式の有効性を計算機シミュレーションによって得られた特性を示すことによって明らかにする。

## 2. 従来方式とその問題点

本章では、従来の判定帰還型のフェージング補償方式の構成について述べた後、フェージング補償処理における問題点について説明する。

### 2.1 従来方式の構成

図 1 は従来方式における受信機のシステム構成を示したものである。従来方式では、連続する二つの CE シンボルと後続する  $M$  個の情報シンボルからフレームを構成する。まず、サブキャリアごとに CE シンボル  $C(k)$  と二つの受信シンボル  $R_1(k)$  及び  $R_2(k)$  との複素除算により各 CE シンボルの伝搬路特性を求めた後、それらの値を平均化することにより伝搬路特性  $H(k)$  を推定する。次に、1 シンボル目の情報シンボ

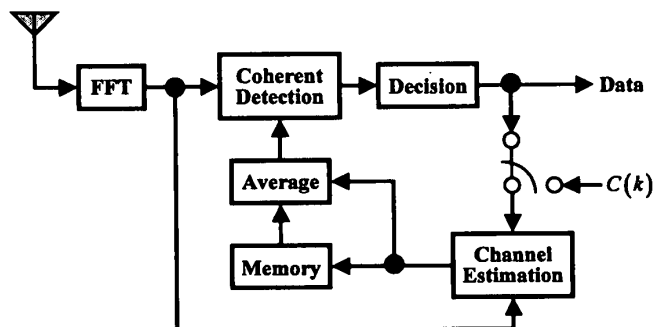


図 1 受信機のシステム構成 (従来方式)  
Fig. 1 System configuration of conventional scheme.

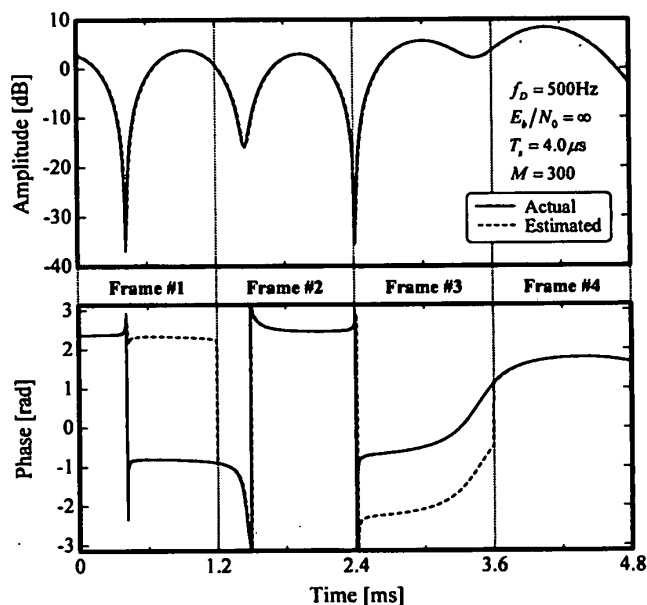


図 2 フェージング変動の推定状況の一例  
Fig. 2 An example of channel estimation.

ルに対して、受信シンボルを CE シンボルにより得られた  $H(k)$  で複素除算するとともに硬判定し、出力する。2 シンボル目以降の情報シンボルに対する伝搬路推定は、1 シンボル前の受信シンボルを 1 シンボル前に硬判定された信号値で複素除算することにより実行し、その値に基づきフェージング補償を行う。したがって、伝搬路推定値は、情報シンボル部において逐次的に更新される。なお、雑音による推定誤差を軽減するため、連続する数シンボルにおける推定値に対して平均化処理を実行する。

### 2.2 従来方式の問題点

図 2 は従来方式によるフェージング変動の推定状況の一例を、振幅と位相に分けて示したものである。同図では、最大ドップラー周波数  $f_D = 500$  Hz、OFDM シンボル周期  $T_s = 4 \mu\text{s}$ 、1 フレーム当りの情報シン

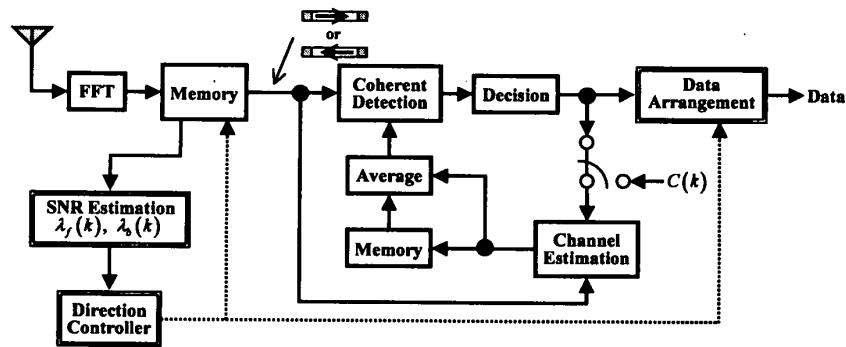


図3 受信機のシステム構成 (提案方式 A)

Fig. 3 System configuration of proposed scheme A.

ボル数  $M = 300$  (1.2 ms に相当),  $E_b/N_0 = \infty$  とし, 4 フレームを連続して送信した場合を想定している. 同図において, フレーム#2 と #4 に対しては, 従来方式によってフェージングによる振幅と位相の変動に追従した伝搬路推定が可能となる. しかしながら, フレーム#1 と #3 に着目すると, 実際のフェージングによる位相変動と推定された位相にずれが生じることがわかる. これは, 振幅レベルの低下に伴って生じる急激な位相変動により判定誤りが生じ, 後続するシンボルにおいて正確な伝搬路推定が困難となることに起因した結果である. これにより, 振幅レベルが低下する位置を起点として誤りがフレームの最後部まで伝搬し, 特にフレーム#3 のように, CE シンボルにおける振幅レベルが著しく低下すると, 1 フレーム全体でフェージング変動に追従した伝搬路推定が不可能となる.

### 3. 提案方式

本章では, フレーム内の受信レベルの低下に伴う誤り伝搬を軽減すべく, フレーム先頭部のみならず, 最後部にも CE シンボルを配置し, 各々の CE シンボルから得られる伝搬路推定値に基づき情報シンボルに対するフェージング補償を行う 2 種類の方式を提案し, その動作原理について説明する.

#### 3.1 提案方式 A の動作原理

図 3 は提案方式 A を実現する受信機のシステム構成を示したものである. 1 フレーム中の受信信号は, FFT によりサブキャリアごとの信号に変換された後, メモリに記憶される. 次に, メモリに記憶されたフレームの前方と後方の CE シンボルそれぞれにおいて, サブキャリアごとに従来方式と同様の手法で伝搬路推定を行うとともに, その値に基づき瞬時 SNR を算出

する. 更に, サブキャリアごとに前方と後方の CE シンボルにおける瞬時 SNR を比較し, その値が良好となる方向からメモリ内の各サブキャリアの信号を読み出し, CE シンボルにおいて得られた伝搬路推定値を初期値として後続する情報シンボルに対して逐次的にフェージング補償を行う. したがって, 従来方式では, サブキャリアごとにフェージング補償が常に前方から実行されるのに対して, 提案方式では良好な瞬時 SNR が得られる方向からフェージング補償が実行される. ただし, 後方の CE シンボルからフェージング補償を実行する場合, 硬判定後のデータ系列が入力データ系列とは逆順に符号判定器 (Decision) から出力されるため, 最終的にデータの順序をもとに戻す処理が必要となる.

フレームの前方と後方にそれぞれ 2 シンボル配置された CE シンボルにおける, サブキャリア  $k$  の瞬時 SNR  $\lambda_f(k)$ ,  $\lambda_b(k)$  は, 各シンボルにおいて得られる瞬時 SNR を 2 シンボルにわたって平均化することにより求められる. 具体的には, 前方の CE シンボルにおける瞬時 SNR  $\lambda_f(k)$  を例にとると,  $m$  シンボル ( $m = 1, 2$ ) 目のサブキャリア  $k$  における瞬時 SNR  $\lambda_{fm}(k)$  は, 受信 CE シンボル  $R_{fm}(k)$  を伝搬路推定値  $H_{fm}(k)$  で複素除算することにより得られる補償後の信号  $C'_{fm}(k) (= R_{fm}(k)/H_{fm}(k))$  と CE シンボル  $C(k)$  の差分を雑音とみなすことによって, 次式のように与えられる.

$$\lambda_{fm}(k) = \frac{|C(k)|^2}{|C'_{fm}(k) - C(k)|^2} \quad (1)$$

最終的なサブキャリア  $k$  の瞬時 SNR  $\lambda_f(k)$  は, 式 (1) により得られるシンボル単位の瞬時 SNR  $\lambda_{fm}(k)$  を 2 シンボルにわたって平均化することにより, 次式

のように与えられる。

$$\lambda_f(k) = \frac{2|C(k)|^2}{\sum_{m=1}^2 |C'_{fm}(k) - C(k)|^2} \quad (2)$$

後方の CE シンボルにおける瞬時 SNR  $\lambda_b(k)$  も後方の伝搬路推定値  $H_{bm}(k)$  を用いて、上述と同様の手順により求められる。瞬時 SNR の上記推定は、CE シンボルのみを使用しているため、定包絡線変調方式のみならず、QAM のようにシンボルごとに振幅が変動する方式に対しても適用可能である。

図 4 は、任意のサブキャリアに着目し、1 フレーム途中においてフェージングによる受信レベルの落込みが発生する場合について、従来方式と提案方式 A における誤りの発生パターンを示したものである。こ

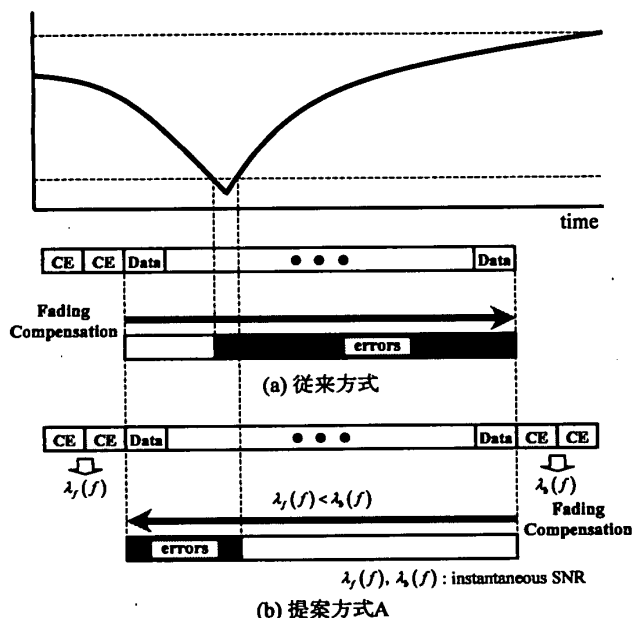


図 4 従来方式と提案方式 A における誤り発生パターン  
Fig. 4 Burst error pattern of conventional scheme and proposed scheme A.

で、提案方式 A では、前方と後方の CE シンボル部で各々推定した瞬時 SNR  $\lambda_f(k)$  と  $\lambda_b(k)$  の値の良好な方向からフェージング補償を行うため、(b) に示すように、 $\lambda_f(k) < \lambda_b(k)$  と推定される場合、後方から前方への補償となる。同図に示すように、従来方式では、フレーム途中において振幅レベルの低下する点を境界に誤り伝搬が発生するが、提案方式 A を用いることにより、常に前方から一方向の補償を行うよりも、誤り伝搬の長さを短縮でき、伝送特性の改善効果が期待できる。

### 3.2 提案方式 B の動作原理

図 5 は、提案方式 B を実現する受信機のシステム構成を示したものである。1 フレーム中の受信信号は、FFT によりサブキャリアごとの信号に変換された後、メモリに記憶される。まず、メモリから各サブキャリアの信号が読み出され、受信レベルの検出が行われるとともに前方に配置された CE シンボルにより得られた伝搬路推定値に基づき、逐次的に前方からのフェージングひずみ補償が実行される。受信レベルがしきい値  $\lambda_{th}$  以下になると、後方に配置された CE シンボルを用いた、後方からのフェージング補償を開始する。なお、前方の CE シンボルにおける受信レベルがしきい値  $\lambda_{th}$  以下の場合、その時点で後方の CE シンボルからのフェージング補償に切り換える。また、フェージング補償の方向を後方からに切り換えたシンボル位置以降における、硬判定後のデータ系列は、入力データ系列とは逆順に符号判定器 (Decision) から出力されるため、最終的にデータの順序をもとに戻す処理が必要となる。

補償の切り換えには、フレーム内の受信レベルの検出が必要となるが、受信レベルは受信データシンボルの振幅を CE シンボルの振幅で正規化することにより得る。具体的には、フレーム先頭から  $n$  番目の OFDM

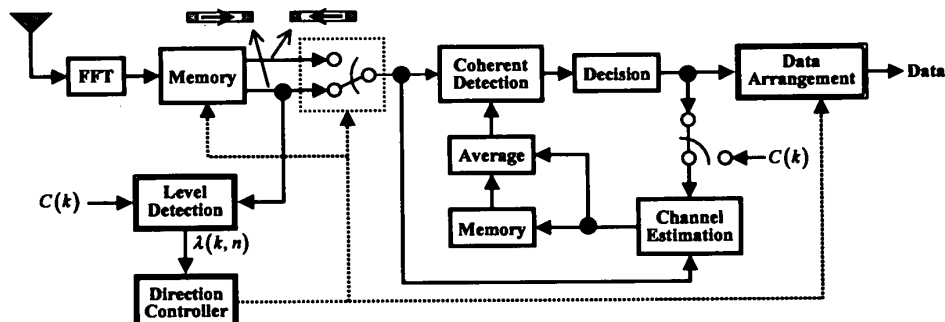


図 5 受信機のシステム構成 (提案方式 B)  
Fig. 5 System configuration of proposed scheme B.

シンボルにおける  $k$  番目のサブキャリアの受信データシンボルを  $R(k, n)$  とし、CEシンボルにおける  $k$  番目のサブキャリアの既知信号を  $C(k)$  とすると、既知信号で正規化された受信データシンボル  $R(k, n)$  の振幅  $\lambda(k, n)$  は次式で表される。

$$\lambda(k, n) = \frac{|R(k, n)|}{|C(k)|} \quad (3)$$

受信レベルの上記検出は、CEシンボルのみならず情報シンボルに対しても実行されるため、提案方式 A とは異なり、送信データシンボルの振幅が QAM のようにシンボルごとに変動する変調方式に対しては適用不可能であり、定包絡線変調方式に対してのみ適用可能である。

図 6 は、図 4 と同等の伝搬環境を想定したときの、

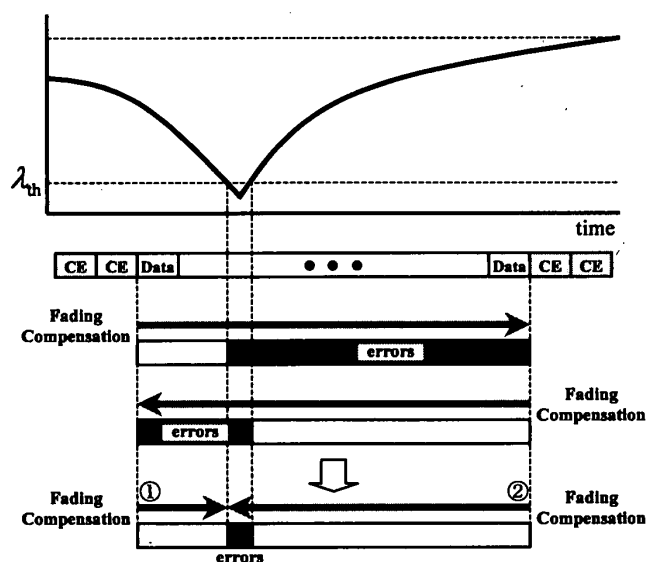


図 6 提案方式 B における誤り発生パターン  
Fig. 6 Burst error pattern of proposed scheme B.

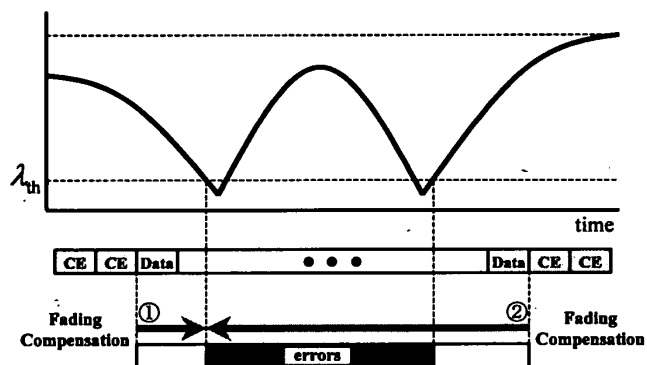


図 7 提案方式 B における誤り発生パターン (落ち込みが複数存在する場合)  
Fig. 7 Burst error pattern of proposed scheme B under several fading distortions.

提案方式 B における誤り発生パターンを示したものである。同図に示すように、まずフレーム前方の CE シンボルにおいてサブキャリアごとに伝搬路特性の初期値を求め、後続する情報シンボルに対して逐次的にフェージング補償を行い (①)、受信レベルの落込みをしきい値  $\lambda_{th}$  により検出した時点でフェージング補償の方向を後方からに切り換え、後方の CE シンボルから前方に位置する情報シンボルに対してフェージング補償を逐次的に行う (②)。最後に、前方と後方からのフェージング補償によって復調されたデータを組み合わせることにより、最終的な 1 フレーム分の受信データを復調する。以上の処理により、1 フレーム内の受信レベルの低下に起因する誤りの伝搬を大幅に軽減でき、従来方式や提案方式 A と比較して、更なる伝送特性の改善効果が期待できる。ただし、図 7 に示すように、フェージングによる落込みが 1 フレーム中に複数回生じる場合、一つの落込みを検出し、補償の方向を切り換えたとしても、後方からの補償の過程で他の受信レベルの落込みに起因した誤り伝搬が発生するため、誤り伝搬の軽減の効果は小さくなることが予想される。

#### 4. 特性評価

提案方式の伝送特性を、従来方式を比較対象として計算機シミュレーションにより取得・評価する。

##### 4.1 シミュレーションの諸元例

表 1 は、特性評価のために想定したシミュレーション諸元の例を示したものである。マルチパス環境は 6 波指数関数モデルとし、シンボル同期と送受信機間の周波数同期は完全であると仮定する。また、従来方式と、提案方式 A と B の伝送効率を等しく設定すべく、従来方式の CE シンボル数を 4 シンボルとして特性評価を行う。提案方式 A と B においては、従来方式と異なり 1 フレームに含まれるデータを一時的に格納す

表 1 シミュレーションの諸元例  
Table 1 Example of Simulation parameters.

変調方式	QPSK
復調方式	同期検波
サブキャリア数	48
FFT ポイント数	64
サンプリングレート	20 MHz
有効シンボル周期	3.2 $\mu$ s
OFDM シンボル周期	4.0 $\mu$ s
ガードインターバル長	800 ns
遅延スプレッド	150 ns
伝搬路モデル	6 波指数関数モデル

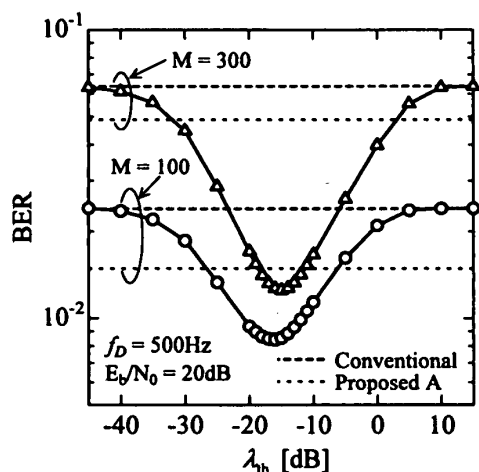


図8 提案方式 B におけるしきい値  $\lambda_{th}$  対 BER 特性  
Fig. 8 Threshold value  $\lambda_{th}$  versus bit error rate performance in proposed scheme B.

るメモリが必要となる。浮動小数点型データ 1 個を格納するメモリのサイズを 8 byte とすると、情報シンボル数  $M = 100$  の場合は約 80 kbyte,  $M = 300$  の場合は約 230 kbyte のメモリが必要となる。

#### 4.2 提案方式 B におけるしきい値 $\lambda_{th}$ 対 BER 特性

図 8 は、1 フレーム中の情報シンボル数を  $M = 100, 300$  としたときの、提案方式 B のしきい値  $\lambda_{th}$  対 BER 特性を示したものである。なお、 $E_b/N_0 = 20$  dB, 最大ドップラー周波数  $f_D = 500$  Hz とし、比較のために  $\lambda_{th}$  に依存しない従来方式と提案方式 A の BER 特性も同時に示す。また、図 9 は、 $X =$  送信フレーム数  $\times$  サブキャリア数に対して前方と後方からの補償を切り換えた回数  $= Y$  の割合を  $\alpha (= Y/X)$  としたときの、しきい値  $\lambda_{th}$  と  $\alpha$  との関係を示したものである。図 8 より、 $\lambda_{th}$  が小さい場合、提案方式 B の特性は従来方式の特性に一致することがわかる。これは、図 9 に示すように、1 フレーム中の情報シンボル数  $M$  にかかわらず、 $\lambda_{th}$  が小さい場合、受信レベルの落込みを検出する機会が少ないことから、ほとんどすべてのフレームにおいて前方からの一方向の補償となるためである。また、図 8 に示すように、 $\lambda_{th}$  を増加させると、BER 特性の改善が図れ、 $\lambda_{th} = -16$  dB で BER 特性が最小値を示すことがわかる。これは、図 9 に示すように、 $\lambda_{th}$  の値を大きくするにつれて、後方からの補償を行うフレームの割合が増加し、後方から正常に補償されたデータを組み合わせることができ、実効的に誤り伝搬が軽減されるためである。更に  $\lambda_{th}$  を増

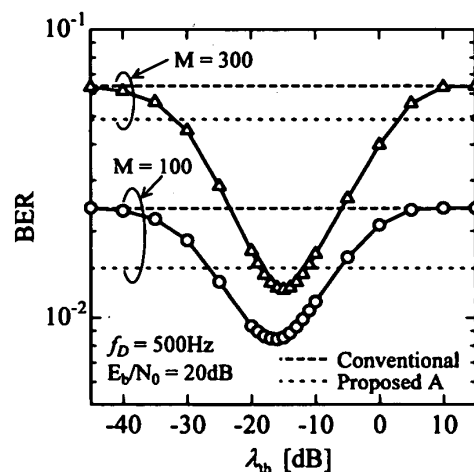
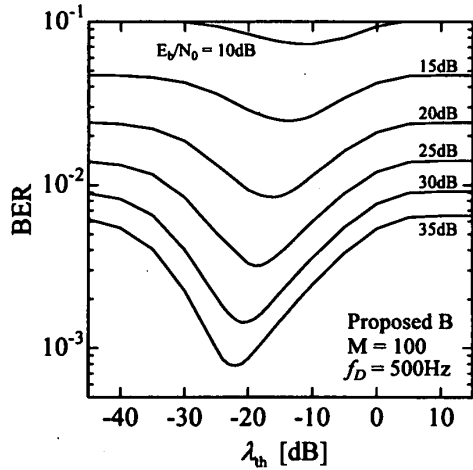


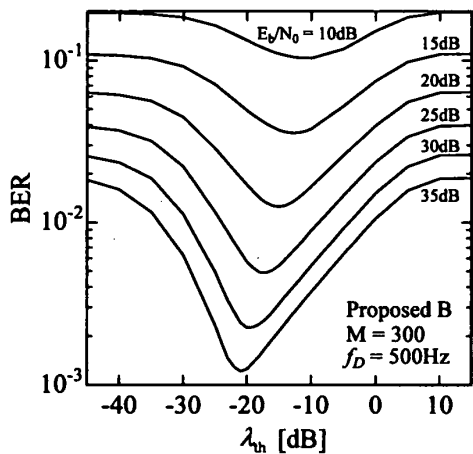
図9 提案方式 B におけるしきい値  $\lambda_{th}$  と  $\alpha$  との関係  
Fig. 9 Relation between threshold value  $\lambda_{th}$  and  $\alpha$  in proposed scheme B.

加させると、提案方式 B の特性は従来方式の特性に収束することがわかる。これは、図 9 に示すように、 $\lambda_{th}$  の値が増加すると、最終的にほぼすべてのフレームにおいて、その先頭部で受信レベルの落込みが検出されることになり、結局、後方からの一方向の補償が行われることに起因した結果である。

ここで、しきい値  $\lambda_{th}$  の  $E_b/N_0$  及び  $f_D$  に対する依存性について検討する。図 10 は  $f_D = 500$  Hz において  $E_b/N_0$  をパラメータにとったときの、図 11 は  $E_b/N_0 = 20$  dB において  $f_D$  をパラメータにとったときのしきい値  $\lambda_{th}$  対 BER 特性を示したものである。図 10 より、 $E_b/N_0$  が低下するにつれて  $\lambda_{th}$  の最適値が大きくなることがわかる。これは、 $E_b/N_0$  の低下は雑音の影響の増大に相当し、その影響によって、より高い受信レベルにおいて、誤り伝搬の原因となる判定誤りが発生するため、受信レベルの低下を検出するしきい値  $\lambda_{th}$  も大きく設定する必要があるためである。一方、図 11 より、 $f_D$  が増加するにつれて  $\lambda_{th}$  の最適値が大きくなることがわかる。これは、 $f_D$  の増加に伴って、等価的に雑音成分が増大し、 $E_b/N_0$  の低下時と同様、しきい値  $\lambda_{th}$  も大きく設定する必要があるためである。以上のように、しきい値  $\lambda_{th}$  の最適値は  $E_b/N_0$  と  $f_D$  の値に依存するので、伝搬路状況に応じて変化させることが理想的である。しかしながら、一般的に  $E_b/N_0$  と  $f_D$  の値を推定することは難しく、 $\lambda_{th}$  の最適値の変化は  $E_b/N_0$  の変化よりも小さく、 $f_D$  の変化に対しては数 dB 以内であるので、ここでは、図 8 に示した  $E_b/N_0 = 20$  dB,  $f_D = 500$  Hz



(a)  $M = 100$



(b)  $M = 300$

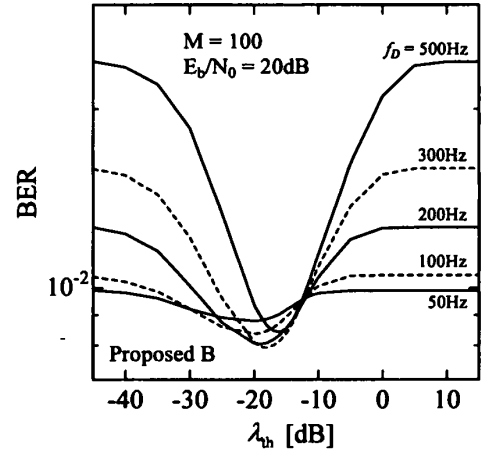
図 10 提案方式 B における  $E_b/N_0$  をパラメータにとったときのしきい値  $\lambda_{th}$  対 BER 特性

Fig. 10 Threshold value  $\lambda_{th}$  versus bit error rate performance with parameter of  $E_b/N_0$  in proposed scheme B.

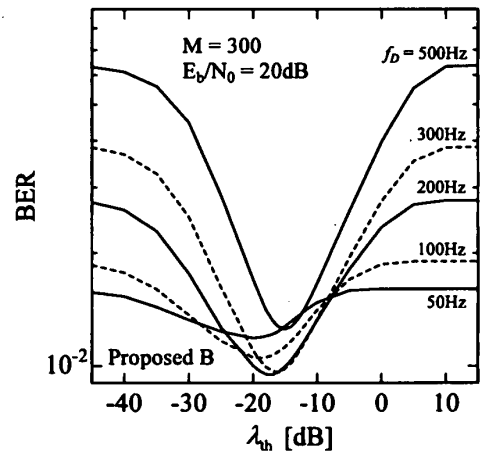
の伝搬路状況における最適値  $\lambda_{th} = -16$  dB に設定して、各種特性を取得することとする。

### 4.3 $E_b/N_0$ 対 BER 特性

図 12 は提案方式における  $E_b/N_0$  対 BER 特性を示したものである。判定帰還型のフェージング補償においては、情報シンボルを誤って判定すると、従来方式と提案方式 A に対して図 4、提案方式 B に対して図 6 に示したように、その後のフェージング補償に影響を与え、誤りが伝搬することを示した。この誤り伝搬の影響を明らかにすべく、シンボルに判定誤りが生じた場合にも、その誤りを補正してフェージング補償を実行するときの特性 (non decision error) を参考として同図に示す。この特性は、判定誤りに起因する誤り伝搬が生じないことを想定しているため、情報



(a)  $M = 100$



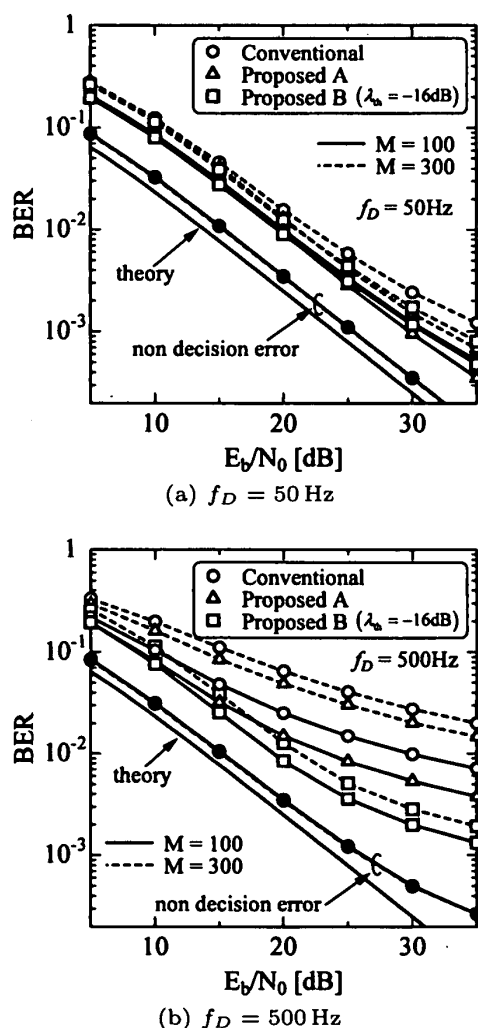
(b)  $M = 300$

図 11 提案方式 B における  $f_D$  をパラメータにとったときのしきい値  $\lambda_{th}$  対 BER 特性

Fig. 11 Threshold value  $\lambda_{th}$  versus bit error rate performance with parameter of  $f_D$  in proposed scheme B.

シンボル数  $M = 100$  と  $300$  の各々において、従来方式、提案方式にかかわらず同等の特性を示す。なお、CE シンボル挿入による電力損失は、 $M = 100$  では約  $0.17$  dB、 $M = 300$  では約  $0.06$  dB であり、それらの差の約  $0.11$  dB が (a) と (b) の各々において、参考として示した特性の情報シンボル数  $M$  による特性差として表れる。ここで、上記特性と比較して、従来方式と提案方式における特性の差異が大きいことから、判定帰還型のフェージング補償においては、情報シンボルの誤りに起因する誤り伝搬の影響が極めて大きいことがわかる。

更に、図 12 には、準静的レイリーフェージング環境下 ( $f_D \approx 0$ ) における QPSK 同期検波の理論値も同時に示した。この理論特性はシンボル単位の受信レベルの低下によって発生するシンボル誤りのみを表現

図 12  $E_b/N_0$  対 BER 特性Fig. 12  $E_b/N_0$  versus bit error rate performance.

するものであるため、ここで検討するシステムのようにフレームを構成する際に発生する誤り伝搬という要素は考慮されていない。すなわち、参考として示した特性と理論特性は、誤り伝搬を想定していないという点が共通するが、前者は CE シンボル挿入による電力損失と、常に 1 シンボル前の伝搬路推定値に基づきフェージング補償を行うことにより、 $f_D$  に依存して理論特性から劣化する。以上より、従来方式と提案方式の理論特性からの劣化の主要因は、誤り伝搬による残留ビット誤りの影響であり、ここでは比較的長いフレームを用いた OFDM 信号伝送を対象としているため、誤り伝搬の影響が顕著に表れる結果となる。

次に、図 12(a) より、 $f_D = 50 \text{ Hz}$  においては、情報シンボル数  $M$  にかかわらず提案方式 A, B による特性の改善効果が少ないことがわかる。これは、1 フレーム内のフェージング変動が小さいため、前方と後

方からの補償効果の差が小さくなることが原因である。したがって、比較的低速なフェージング環境下においては、提案方式に基づくフェージング補償の効果が小さいものとなる。

一方、図 12(b) より、 $f_D = 500 \text{ Hz}$  の場合、情報シンボル数  $M$  にかかわらず、提案方式 A により、従来方式からの BER 特性の改善が可能であることがわかる。これは、フレーム最前部と最後部における瞬時 SNR の高い方向から補償することによって、フレーム内の受信レベル低下に起因する誤り伝搬の長さを短縮できることが原因である。提案方式 B においては、従来方式と提案方式 A と比較して、大幅に BER 特性が改善されることがわかる。これは、提案方式 B では、前方と後方からフェージングひずみの補償されたデータを組み合わせるために、誤り伝搬の長さを従来方式と提案方式 A と比較して大幅に短縮できることが原因である。また、提案方式 B による特性の改善効果は、 $E_b/N_0$  が増加するにつれて大きくなることがわかる。これは、 $E_b/N_0$  が小さい場合、ランダムな雑音による判定誤りが支配的となるが、 $E_b/N_0$  が大きくなると、受信レベルの低下に伴う判定誤りが支配的となり、フレーム内の受信レベルの低下を検出し、補償方向を切り換える提案方式 B の効果が顕著に現れるためである。

#### 4.4 最大ドップラー周波数 $f_D$ 対 BER 特性

図 13 は提案方式における最大ドップラー周波数  $f_D$  対 BER 特性を示したものである。なお、 $E_b/N_0 = 20 \text{ dB}$  とし、(a) は  $M = 100$ 、(b) は  $M = 300$  の場合の特性を示している。また、図 14 は、 $X =$  送信フレーム数  $\times$  サブキャリア数に対して前方と後方からの補償を切り換えた回数  $= Y$  の割合を  $\alpha (= Y/X)$  としたときの、最大ドップラー周波数  $f_D$  と  $\alpha$  との関係を示したものである。図 13(a), (b) より、 $M$  の値によらず、 $f_D$  の比較的高い領域において、提案方式は従来方式より良好な BER 特性を実現し、特に提案方式 B によって大幅に BER 特性を改善することが可能であることがわかる。これは、提案方式 A については、瞬時 SNR の良好な方向からフェージング補償を行うことにより、誤り伝搬の長さを短縮できることが原因である。また、提案方式 B については、図 14 に示すように、 $f_D$  の増加に伴って 1 フレーム内における受信レベルの落込みを検出するフレーム数の割合が増加し、前方と後方のフェージング補償後のデータを組み合わせることによる、誤り伝搬の低減効果がな



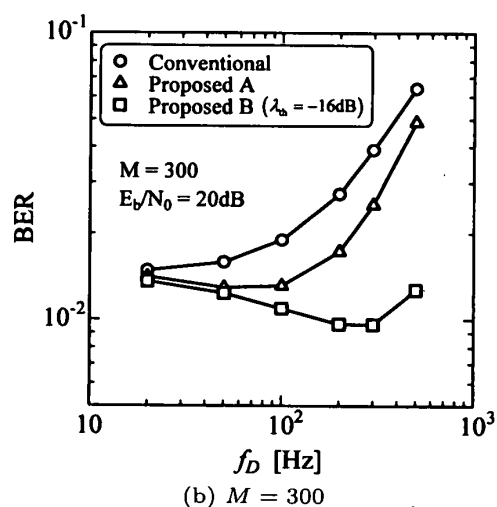
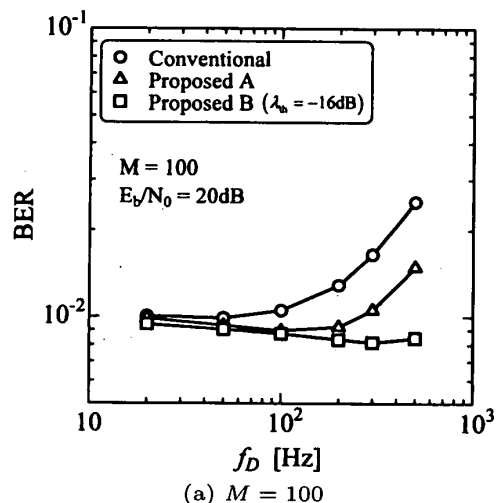


図 13 最大ドップラー周波数  $f_D$  対 BER 特性  
 Fig. 13 Maximum Doppler frequency  $f_D$  versus bit error rate performance.

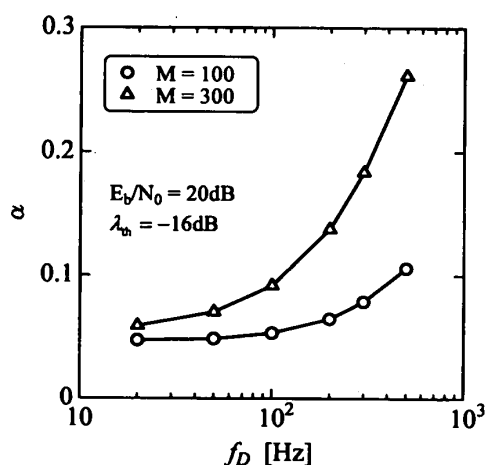


図 14 提案方式 B における最大ドップラー周波数  $f_D$  と  $\alpha$  の関係  
 Fig. 14 Relation between maximum Doppler frequency  $f_D$  and  $\alpha$  in proposed scheme B.

おйтそう顕著となるためである。ただし、提案方式、従来方式にかかわらず、更に  $f_D$  が増加すると、シンボル間の位相変動が大きくなることによる判定誤りの影響が支配的となり、特性が劣化する。

### 5. むすび

OFDM 伝送を対象とした判定帰還型の高速フェージング補償法を改善することを目的として、1 フレーム内の先頭部のみならず最後部にも CE シンボルを配置し、各々の CE シンボルの伝搬路推定値に基づきフェージング補償を行う 2 種類の方式を提案した。具体的には、両方の CE シンボルで推定した瞬時 SNR を基準として適応的にフェージング補償の方向を制御する方向制御型片方向フェージング補償方式と、フレーム途中のフェージング変動に起因した受信レベルの落込みを検出し、フェージング補償の方向を切り換える両方向フェージング補償方式を提案した。特性評価の結果、高速なフェージング環境下において、前者の方式によって特性が改善され、更に、後者の方式では、受信レベルの落込みを検出するためのしきい値を適切に設定することにより、大幅に伝送特性の改善が可能であることが明らかとなった。今後の課題として、多値変調適用時のレベルの落込み検出法及び判定誤り削減のための誤り訂正方式併用効果に関する検討があげられる。

### 文 献

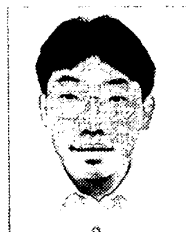
- [1] V. Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House, 2000.
- [2] 伊丹 誠, ~デジタル放送/移動通信のための~OFDM 変調技術, トリケップス, 2000.
- [3] 伊勢 誠, 宗田悟史, 松本洋一, 梅比良正弘, “広帯域ワイヤレスアクセス用 OFDM チャンネル推定方式,” 2000 信学総大, B-5-3, March 2000.
- [4] 今村大地, 須藤浩章, 石川公彦, 太田現一郎, “MMAC システムにおける OFDM 用適応伝搬路推定に関する検討,” 2000 信学総大, B-5-295, March 2000.
- [5] 船田龍平, 原田博司, 神尾亨秀, 篠田庄司, 藤瀬雅行, “高速フェージング環境下における OFDM パケット無線伝送方式の振幅位相変動補償方式に関する一検討,” 信学技報, RCS2000-21, pp.2-14, Oct. 2000.

(平成 14 年 2 月 8 日受付, 5 月 27 日再受付)



吉田 晴人 (学生員)

平 13 早大・理工・電子・情報通信卒。現在、同大学院博士後期課程在学中。デジタル無線通信技術に関する研究に従事。



前原 文明 (正員)

平 5 早大・理工・電子通信卒。平 7 同大学院修士課程了。同年日本電信電話(株)入社。平 12 早大・理工・助手。平 14 日本学術振興会特別研究員(PD)。工博。デジタル無線通信技術に関する研究に従事。



笹森 文仁 (正員)

平 6 早大・理工・電子通信卒。平 8 同大学院修士課程了。平 12 信州大・工・助手。工博。デジタル無線通信技術に関する研究に従事。



高畑 文雄 (正員)

昭 47 早大・理工・電子通信卒。平 49 同大学院修士課程了。同年国際電信電話(株)入社。昭 63 早大・理工・教授。工博。デジタル無線通信技術に関する研究に従事。IEEE 会員。