

# フェージング時間相関推定補償を用いた多次元ブロック符号化変調方式

正員 李 還幫<sup>†</sup>      正員 岩波 保則<sup>†</sup>      正員 池田 哲夫<sup>†</sup>

## A Multidimensional BCM Scheme with Time-Correlated Fading Compensation

Huan-Bang LI<sup>†</sup>, Yasunori IWANAMI<sup>†</sup> and Tetsuo IKEDA<sup>†</sup>, Members

あらまし デジタル移動通信などのフェージングを伴う通信環境下では、信頼性の高い通信を行うための手段として、通信路のフェージング補償技術と符号化変調方式との結合が有力であると考えられる。本論文は両者を結合し誤り率特性のいっそうの向上を図ることを目的とした。実際、多くのフェージング通信路はレイリーまたはライスフェージングモデルで表せる。このようなフェージング通信路の特徴の一つは時間軸上の相関をもつことである。そこで、我々はこの特徴に注目し、フェージングの時間相関特性を利用したフェージング推定補償方式を提案する。また、符号化変調方式として、8相 PSK 信号に対する多次元ブロック符号化変調方式を用いる。復号に際しては、対応したトレリス線図を用い、ビタビアルゴリズムによる効率的な復号を実現した。更に通信路状態情報 (CSI) も利用し、システムの誤り率特性を向上させた。計算機シミュレーションを用いて検討することによって提案するシステムの有効性を明らかにした。

キーワード ブロック符号化変調、フェージング時間相関推定補償、レイリーフェージング、ライスフェージング、ビタビ復号

### 1. まえがき

誤り訂正符号化方式とデジタル変調方式の統合によって生まれたトレリス符号化変調 (Trellis Coded Modulation, TCM) 方式<sup>(1)</sup>とブロック符号化変調 (Block Coded Modulation, BCM) 方式<sup>(2),(3)</sup>は、その優れた周波数および電力利用効率によって注目を浴び<sup>(4)</sup>、関連する数多くの研究が行われてきている。なかでも TCM 方式は強力なビタビ復号法が存在するため精力的な研究が進められてきた。一方、デジタル移動通信などの通信路では、フェージングにより誤り率特性にエラーフロアが生じ、通信系品質が大きく劣化することがよく知られている<sup>(5)</sup>。高信頼の通信を行うために、通信路で起きたフェージングをいかに抑えるかは重要な問題である。本論文は通信路のフェージング推定補償方式とブロック符号化変調方式を結合し、両者の特徴を生かしていっそうのビット誤り率特性の改善を図るものである。

通信路のフェージングを低減するフェージング補償

技術においては、近年パイロットシンボルを用いたフェージング補償方式が提案されている<sup>(6),(7)</sup>。実際、多くの通信路はレイリーまたはライスフェージングモデルで表され、このようなフェージング通信路の特徴の一つは記憶があること、すなわち時間相関性をもつことである。そこで、我々はこの特徴に注目し、パイロットシンボルの挿入とフェージングの時間相関性を利用したフェージング推定補償方式を提案する。また符号化変調方式としては、8相 PSK 信号に対する多次元ブロック符号化変調方式を用いた。復号に際しては、対応するトレリス線図を使用してビタビアルゴリズムを適用し、効率的な復号を実現した。また復号メトリックに通信路状態情報 (Channel State Information, CSI) も併用し、システムの誤り率特性を向上させた。提案するシステムの有効性を計算機シミュレーションを通して明らかにした。

### 2. フェージング推定補償ブロック符号化変調方式

#### 2.1 フェージング時間相関推定方式

パイロットシンボル補助フェージング時間相関推定方式は、簡単に言えば、送信側では既知パイロットシ

<sup>†</sup> 名古屋工業大学工学部電気情報工学科, 名古屋市  
Faculty of Engineering, Nagoya Institute of Technology,  
Nagoya-shi, 466 Japan

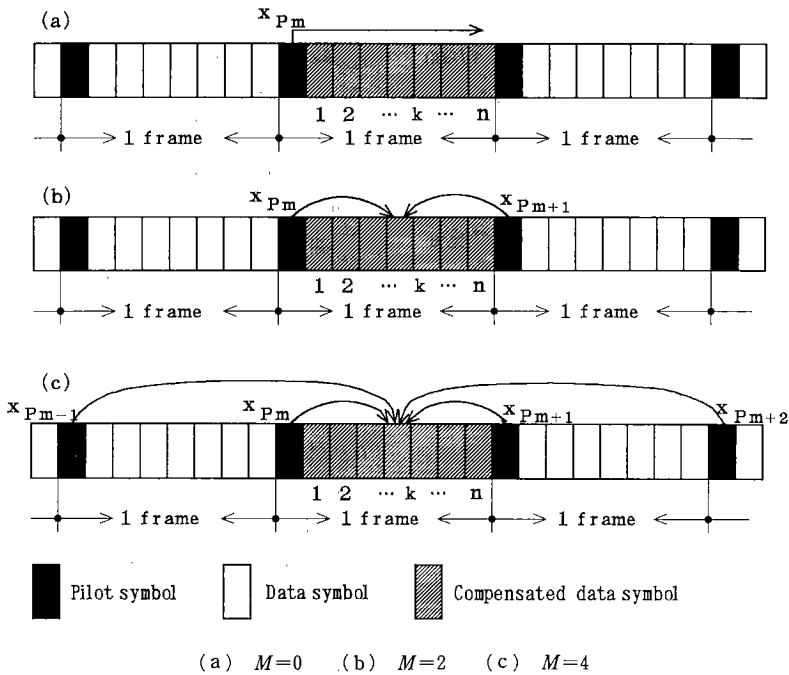


図1 フェージング推定補償方式  
Fig.1 Fading estimation and compensation method.

ンボルを送信するデータシンボル系列に挿入し、受信側ではパイロットシンボルが通信路上で受けたフェージングを測定し、それを伝搬路フェージング情報として活用する。そしてこの情報からデータシンボルが実際に受けたフェージングを推定し、除去する方式である。フェージング推定には、情報シンボルの受ける複素量としてのフェージングを推定する必要がある、これは単に情報シンボルの振幅レベルを測って得られるものではない。受信パイロットシンボルから得られる複素平面上の信号点を用いて推定する必要がある。筆者らはパイロット補助フェージング補償方式をM相PSK信号に適用したときの理論解析を行った<sup>7)</sup>。そこで用いた補償方式は図1(a)に示すものである。すなわち、この方式では一つのフレームは先頭のパイロットシンボルと後続のn個のデータシンボルからなり、パイロットシンボルで測った伝搬路フェージング情報を処理せずにそのまま同じフレームのデータシンボルの受けたフェージングとして補償に用いている。この方式は遅いフェージングに対して、特に1フレームにわたってフェージングの変動が小さい場合には有効であるが、速く変動するフェージングに対してはフェージングの推定精度が大きく劣化する。図1

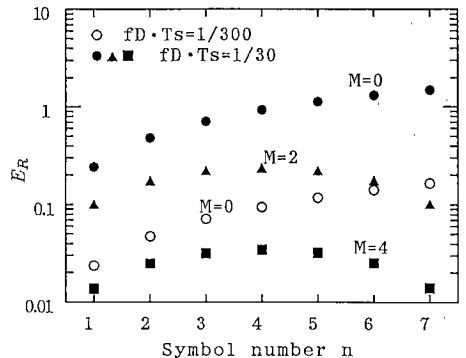


図2 レイリーフェージング通信路における時間相関フェージングの推定精度  
Fig.2 Estimation error of time correlated fading on Rayleigh fading channel.

(a)の方法 ( $M=0$ ) を用いて、レイリーフェージングに対し計算機シミュレーションを行った結果を図2 (中の  $M=0$  のデータ) に示す。ここで  $f_b$  は最大ドップラー周波数を表し、 $T_s$  はシンボル長である。また図2の横軸  $n$  は補償するデータシンボルの番号で、縦軸の相対誤差  $E_R$  は次式に従う。

$$E_R = E \left\{ \frac{|V_E - V_I|}{|V_I|} \right\} \quad (1)$$

但し、 $E\{\cdot\}$  は平均を表し、 $V_e$  と  $V_r$  はそれぞれレイリーフェージングの推定値と真値を表す。 $f_D \cdot T_s = 1/300$  の遅いフェージングの場合、相対誤差は 16% ( $n=7$  のとき) 以下の精度で推定ができたのに対し、 $f_D \cdot T_s = 1/30$  の速いフェージングの場合では、相対誤差は 148% ( $n=7$  のとき) を超え、図 1 (a) の  $M=0$  の方法は速いフェージング下では期待できる推定効果に達せないことがわかる。

一方、陸上移動通信におけるレイリーフェージングモデルあるいは移動体衛星通信などにおけるライスフェージングモデルにおいては、フェージング過程は次式で与える時間相関をもつことが知られている<sup>(8),(9)</sup>。

$$\rho_{ij} = J_0(2\pi f_D \tau) \quad (2)$$

ここで、 $\tau = |t_i - t_j|$  は時刻  $t_i$  と  $t_j$  の時間間隔で、 $J_0(\cdot)$  は第 1 種 0 次のベッセル関数である。以下、式 (2) の時間相関特性を利用したフェージング推定方式を述べる。

図 1 (b), (c) に示すように、このフェージング推定方式では補償するシンボルフレームの両側のパイロットシンボルを用いてフェージングの推定を行う。推定に用いたパイロットシンボルの受けたフェージング値を  $x_{p_1}, x_{p_2}, \dots, x_{p_m}$  とし、補償するフレームの第  $k$  シンボルの受けたフェージング値を  $x_k$  とすると、フェージング推定問題は、 $x_{p_1}, x_{p_2}, \dots, x_{p_m}$  から  $x_k$  を推定する問題に帰着できる。この推定は線形 2 乗平均推定 (Linear mean-square estimation) を用いて、次式のように行える<sup>(10)</sup>。

$$x_k = a_1 x_{p_1} + a_2 x_{p_2} + \dots + a_m x_{p_m} \quad (3)$$

但し  $a_1, a_2, \dots, a_m$  は次の方程式の解である。

$$\begin{cases} R_{11}a_1 + R_{12}a_2 + \dots + R_{1m}a_m = R_{k1} \\ R_{21}a_1 + R_{22}a_2 + \dots + R_{2m}a_m = R_{k2} \\ \dots \dots \dots \\ R_{m1}a_1 + R_{m2}a_2 + \dots + R_{mm}a_m = R_{km} \end{cases} \quad (4)$$

上式の  $R_{ij}$  と  $R_{kj}$  は式 (2) の時間相関を用いて、次のように与えられる。

$$\begin{cases} R_{ij} = E\{x_{p_i} x_{p_j}\} = \sigma^2 \rho_{p_i, p_j} \\ R_{kj} = E\{x_k x_{p_j}\} = \sigma^2 \rho_{k, p_j} \end{cases} \quad (5)$$

$i, j = 1, 2, \dots, m; \quad k = 1, 2, \dots, n$

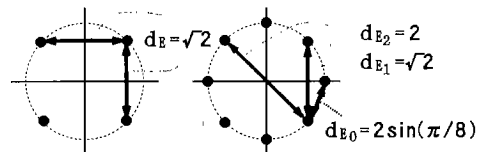
但し  $\sigma^2$  はフェージング過程の平均電力である。従って、以上の式 (3)~(5) からフェージングの推定ができる。図 1 (b) の 2 パイロットシンボルによる推定方式 ( $M=2$ ) および図 1 (c) の 4 パイロットシンボルによる推定方式 ( $M=4$ ) を用い、先に述べた図 1 (a) ( $M=0$ ) に対するのと同じレイリーフェージングに対して

フェージング推定のシミュレーションを行った。その結果を先の図 2 (中の  $M=2, M=4$  のデータ) に与える。 $f_D \cdot T_s = 1/30$  に対しては、 $M=0, 2, 4$  の順でフェージング推定の精度は大きく改善され、特に  $M=4$  の場合、相対誤差 4% 以下のかなり高い精度でフェージング推定ができた。図 2 では  $M=2$  および  $M=4$  のとき、推定誤差  $E_R$  は  $n=4$  を中心に  $n=1$  と  $n=7$  の両端シンボルにおいて最小になる。これは両端のパイロットシンボル ( $n=0$  と 8 に相当) に近いほどフェージング時間相関が強く、従って推定精度が上がるためである。 $f_D \cdot T_s = 1/300$  に対しては、図には示していないが、 $M=4$  を用いる場合フレーム長が 57 のとき  $E_R$  は 0.8% 以下で、非常に高い精度でフェージング推定ができた。フェージング推定に用いるパイロットシンボルの数  $M$  を更に増やすことも考えられるが、その場合、推定対象の全シンボル系列の継続時間がフェージングのフェードピッチを超えないように注意しなければならない。

### 2.2 多次元ブロック符号化変調方式

ここで用いた多次元ブロック符号化変調方式は文献 (11) のそれと似ているが、文献 (11) は QAM 信号についての検討であるのに対し、ここでは MPSK 信号に関し検討を行っている。また文献 (11) の復号法とは異なり、ここでは符号化に対応したトレリス線図を用い、ビタビ復号法を適用して、効率的な復号を実現した。

検討した多次元ブロック符号の構成を図 3 に示す。ここで同図 (a) の 4 PSK 信号セットは同図 (b) の冗長な 8 PSK 信号セットに符号化される。多次元格子の実現は 2 次元格子を時間軸上に順番に並べることによ



(a) 4PSK signal set (b) Redundant 8PSK signal set

	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>	S <sub>7</sub>
ℓ <sub>0</sub>	<u>a<sub>1</sub></u>	<u>a<sub>1</sub></u>	<u>a<sub>1</sub></u>	<u>a<sub>1</sub></u>	<u>a<sub>1</sub></u>	<u>a<sub>1</sub></u>	<u>a<sub>1</sub></u>
ℓ <sub>1</sub>	a <sub>2</sub>	a <sub>3</sub>	a <sub>4</sub>	a <sub>5</sub>	a <sub>6</sub>	a <sub>7</sub>	c
ℓ <sub>2</sub>	<u>a<sub>8</sub></u>	<u>a<sub>9</sub></u>	<u>a<sub>10</sub></u>	<u>a<sub>11</sub></u>	<u>a<sub>12</sub></u>	<u>a<sub>13</sub></u>	<u>a<sub>14</sub></u>

(c) 2\*7-dimensional lattice

図 3 2\*7次元ブロック符号の構成  
Fig. 3 Composition of 2\*7-dimensional block code.

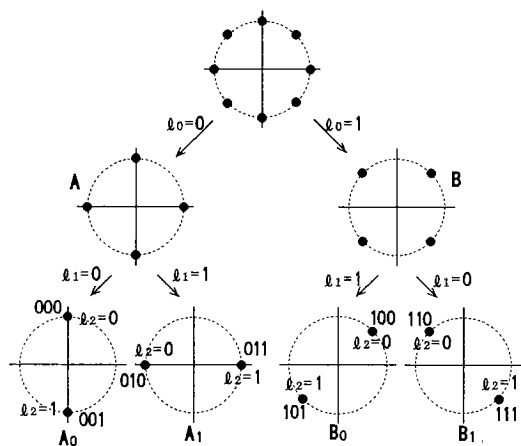


図4 信号点集合の分割と冗長8PSK信号点への割当て  
Fig. 4 Set partitioning of signal point set and assignment of levels to redundant 8PSK signal points.

って行える。ここで図3(c)に示すように、2次元格子7枚を一つの符号ブロックとして2×7次元格子に構成する。同図(c)で、 $a_1, a_2, \dots, a_{14}$ は情報ビットで、 $c$ は $a_2, a_3, \dots, a_7$ のパリティ検査ビットである。

$$c = a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 \quad (6)$$

但し $\oplus$ は排他的論理和を表す。各2次元格子1枚が8PSKの信号点1点を与え、シンボル系列 $S_1, S_2, \dots, S_7$ となって伝送される。一つの符号ブロックにおいて、14情報ビットを21伝送ビットに符号化するので、符号化率は2/3である。また8PSK信号セットの信号点割当てはセット分割法<sup>(1)</sup>に基づいて行う。これを図4に示す。ここで $l_0, l_1, l_2$ は図3(c)において横方向のビット列を表し、ビットレベルと呼ばれる。冗長8PSK信号の八つの信号点はまずレベル $l_0$ のビットの値によって、信号セットA, Bに割り当てられる。A, Bはまたレベル $l_1$ のビットの値によってそれぞれ $A_0, A_1$ あるいは $B_0, B_1$ に割り当てられる。最後にレベル $l_2$ のビットの値によって信号点の位置が決定される。2次元格子7枚を用いた理由を次に説明する。

符号化しない4PSK信号において、受信側では一つの信号が受信されるごとに復調を行う。図3(a)に示すように4PSK信号点間の2乗ユークリッド距離( $d_E^2$ )は2である。符号化を行った冗長8PSK信号では、図4の各信号点セットにおける信号点間の2乗ユークリッド距離( $d_E^2$ )は図3(b)から、それぞれ $d_{E_0}^2 = 2^2 \sin^2(\pi/8)$ ,  $d_{E_1}^2 = 2$ ,  $d_{E_2}^2 = 4$ である。ここで $d_{E_1}$ と $d_{E_2}$ に対応するビットレベル $l_1$ と $l_2$ におけるハミング距離( $d_H$ )はそれぞれ2と1である。従って、ビットレ

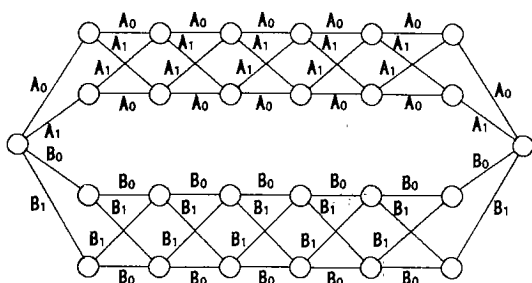


図5 ブロック符号化に対応したトレリス線図  
Fig. 5 Trellis diagram of block coded modulation.

ベル $l_1$ と $l_2$ においては、隣接する二つの信号系列 $s = (S_1, S_2, \dots, S_7)$ と $s' = (S'_1, S'_2, \dots, S'_7)$ 間の最小2乗ユークリッド距離( $D_E^2 = d_E^2 \times d_H$ )はともに4となる。多レベル符号化においては各ビットレベルにおける最小2乗ユークリッド距離を等しくすることが望ましく、ビットレベル $l_0$ におけるこの値 $D_E^2$ も4となることが望ましい。2次元格子7枚を用いることにより、ビットレベル $l_0$ ではハミング距離 $d_H = 7$ が得られ、隣接する二つの信号系列間の最小2乗ユークリッド距離( $D_E^2$ )は約4.1( $\approx d_{E_0}^2 \times d_H = 2^2 \sin^2(\pi/8) \times 7$ )となる。これらからビットレベル $l_0, l_1$ および $l_2$ 全体では、最小 $D_E^2$ は4となる。符号化しない4PSKの場合、 $D_E^2 = d_E^2 = 2$ であるので、符号化により3dBの符号化利得が得られる。

以上検討した2×7次元BCMに対応するトレリス線図を図5に示す。このトレリス線図を使用することにより、受信側で最良復号であるビタビ復号が行える。図5のトレリス線図で、それぞれのブランチは図4の信号点セット $A_0, A_1$ または $B_0, B_1$ に対応する。 $A_0, A_1$ および $B_0, B_1$ は各々二つの信号点を含んでいる。このトレリス線図のビタビ復号は通常のとおりに行える。すなわち、ビタビ復号器では一つの信号点が入ってくるごとにブランチメトリックを計算し、そしてパスメトリックが最小となるサバイバルパスを定める。図5のトレリス線図は7シンボルを含んでいるため、復号メトリックは

$$M(i) = \sum_{k=1}^7 b_k^2(i); \quad i=1, 2, \dots \quad (7)$$

と表される。但し $b_k^2(i)$ は第 $k$ シンボルのブランチメトリックである。また $i$ は長さ7のパスの番号を表す。式(7)の復号メトリック(一つの符号ブロックに対応する)を計算し終えると、この符号ブロックに対応する長さ7のサバイバルパスが得られ、これはこの符号

ブロックの復号結果となる。ビタビ復号器はまた次の符号ブロックに移り、以上の復号過程を繰り返す。また次節に述べるが、トレリス線図のブランチを通信路状態情報 (CSI) で重み付けすることによって、フェージングが存在するときシステムの特性向上が図れる。

2.3 送受信システム

計算機シミュレーションを行った等価低域システムブロック図を図6に示す。入力情報ビット系列はブロック符号化された後、8 PSK 信号点へ割り当てられ、そしてフェージング通信路フェード区間で起こるバースト的な誤りを分散させるため、ブロックインタリーブが施される。インタリーブされた信号シンボル系列にパイロットシンボルを周期的に挿入して、送信フィルタを通った後通信路へ送出される。挿入されたパイロット信号は理論上任意の位置に置くことが可能であるが、ここで簡単にするため実数軸上の  $(\sqrt{C}, j_0)$  ( $C$  は正数) に置く。送信信号は通信路でフェージングを受け、そして白色ガウス雑音を加わる。白色ガウス雑音の両側電力スペクトル密度は  $N_0/2$  である。受信フィルタを通った後の第  $m$  フレームのパイロット信号  $P_m(0)$  とこのフレーム  $k$  番目のデータ信号  $D_m(k)$  は次のように与えられる†。

$$\begin{cases} P_m(0) = \sqrt{C} \cdot x_m(0) + n_m(0) \\ D_m(k) = S_m(k) \cdot x_m(k) + n_m(k) \\ m = \dots, 0, 1, 2, \dots; k = 1, 2, \dots, n \end{cases} \quad (8)$$

ここで、 $x_m(\cdot)$  は通信路フェージングを表し、 $n_m(\cdot)$  は白色ガウス雑音で、 $S_m(\cdot)$  は送信信号である。パイロットシンボルの受けたフェージングは下式の除算によって得られる。

$$\hat{x}_m(0) = \frac{P_m(0)}{\sqrt{C}} = x_m(0) + \frac{n_m(0)}{\sqrt{C}} \quad (9)$$

データシンボルの受けたフェージング  $x_m(k)$  の推定値  $\hat{x}_m(k)$  は、2.1 で述べた方法によって得られる。  $M=0$  の場合  $\hat{x}_m(k) = x_m(0)$  とする。  $M=2$  の場合  $\hat{x}_m(k)$

は  $x_m(0)$  と  $x_{m+1}(0)$  の関数となり、  $M=4$  の場合  $\hat{x}_m(k)$  は  $x_{m-1}(0), x_m(0), x_{m+1}(0)$  および  $x_{m+2}(0)$  の関数となる。  $M=2$  と  $M=4$  の場合、フェージング推定は式 (3), (4), (5) を用いて行われる。フェージング推定値  $\hat{x}_m(k)$  を使ってデータシンボルのフェージング補償は次式のように行われる。

$$\hat{S}_m(k) = D_m(k) / \hat{x}_m(k) \quad (10)$$

ここで  $\hat{x}_m(k) \approx x_m(k)$  とするとフェージング補償されたデータシンボルは

$$\hat{S}_m(k) \approx S_m(k) + \frac{n_m(k)}{x_m(k)} \quad (11)$$

となる。すなわちデータシンボルの受けたフェージングは除去され、雑音が存在しないときは、完全なフェージング補償が実現される。フェージング補償されたシンボル系列は次にブロックディインタリーブされ、そして前節に述べたトレリス線図によってビタビ復号され、もとの情報ビット系列が得られる。またシステムの誤り率特性を更に向上させるために、通信路状態情報、すなわち通信路フェージングの推定値を使って式(7)の復号メトリックに重みづけることを試みた<sup>(9),(12)</sup>。重み付けを行った後の復号メトリックは次式で与えられる。

$$M_w(i) = \sum_{k=1}^7 W(\hat{x}_{m_k}(k)) b_k^2(i) \quad (12)$$

但し  $W(\hat{x}_{m_k}(k))$  はトレリス重み付け関数であり、  $m_k$  は第  $k$  シンボルが含まれるフレームの番号である。また図6の等価低域シミュレーションシステムブロック図で、送受信低域フィルタ (LPF) はともにロールオフ率0.5のルートナイキストロールオフフィルタ (root Nyquist roll-off filter) を用いた。更に受信機でのシンボル同期とフレーム同期は完全であるとした。

3. シミュレーション結果

3.1 システム誤り率特性

検討した多次元 BCM 系およびこれに対応する非符号化 4 PSK 系の静特性のシミュレーション結果を図7に示す。ここで横軸の  $E_b/N_0$  は情報ビット当りの信号対雑音電力比を表す。BER が  $10^{-4}$  のとき、約 1.4 dB の符号化利得が得られている。

次に 2.1 で述べたフェージング推定補償方式を用いたときの特性を図8に示す。  $f_b \cdot T_s = 1/30$  の速いレイリーフェージングとし、インタリーブ深さ  $d$  (depth)

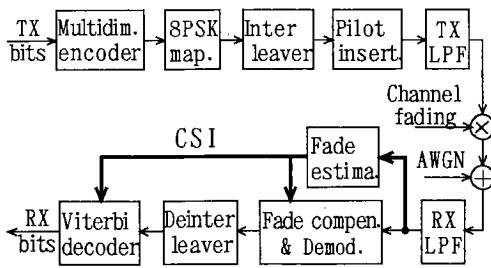


図6 等価低域システムブロック図  
Fig. 6 Block diagram of equivalent lowpass system.

† いずれも等価低域信号を表す複素量である。

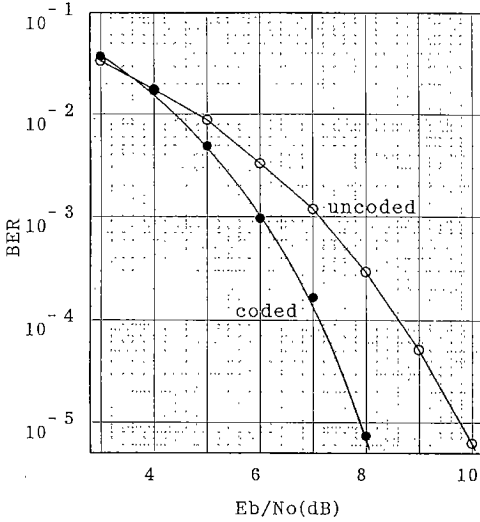


図7 静的白色ガウス雑音下における BER 特性  
Fig. 7 BER under static AWGN channel.

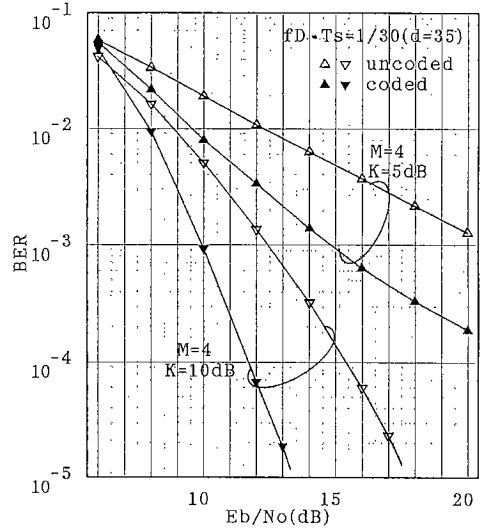


図9 ライスフェージング通信路における BER 特性  
Fig. 9 BER's on Rician fading channels.

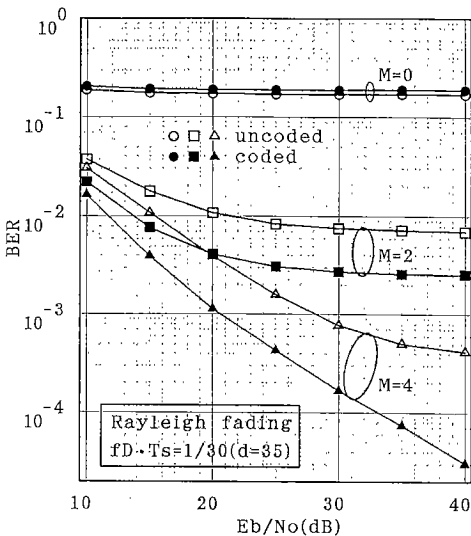


図8 レイリーフェージング通信路におけるフェージング推定補償方式の効果  
Fig. 8 Effect of fading compensation method on Rayleigh fading channel.

はシミュレーションより求めた最適値 35 を用いた。インタリーブの幅 (span) は符号ブロック長に等しく 7 である。すなわち符号化シンボルは (35×7) のマトリクス の行方向に書き込まれ、列方向に読み出される。またパイロット挿入のフレーム長としては、検討した 2×7 次元 BCM の符号ブロック長が 7 シンボルであることから、図1に示すように 8 シンボル長 (1+7 ;

1パイロットシンボルに7データシンボル)とした。式 (12) のトレリス重み付け関数  $W(\hat{x}_{m_k}(k))$  には、

$$W(\hat{x}_{m_k}(k)) = |\hat{x}_{m_k}(k)| \quad (13)$$

および

$$W(\hat{x}_{m_k}(k)) = |\hat{x}_{m_k}(k)|^2 \quad (14)$$

の2種類を検討したが、後者がより良い BER 特性を与えたため式 (14) を用いた。ここで、重み付け関数  $W(\hat{x}_{m_k}(k))$  が式 (13) あるいは (14) で与えられるときは、推定値  $|\hat{x}_{m_k}(k)|$  の代わりに、受信情報シンボルの振幅レベル  $|D_{m_k}(k)|$  を直接測定して用いることも考えられるが、ここでは推定値による重み付けを考察した。図8において、 $M=0$  の場合フェージング推定はほとんどできないので、BER は  $E_b/N_0$  と無関係に大きい値にある。 $M=2$  の場合、フェージング推定の誤差が比較的大きいため、BER 特性にはエラーフロアが顕著に現れている。 $M=4$  の場合は、高い精度でフェージング推定ができるため、良好な BER 特性が得られた。特に符号化系の BER 特性は大きく改善され、 $BER=10^{-3}$  のとき非符号化系に比べて 7.5 dB の符号化利得が得られた。従って以下の検討では  $M=4$  の場合を考える。

図9はライスフェージング通信路における BER 特性である。ライスフェージング通信路モデルはレイリーフェージング波と一つの直接波が同時に受信される通信路 (例えば移動体衛星通信路) を記述するモデルで、次の振幅分布をもつ

$$P(\rho) = 2\rho(1+K)\exp[-K-(1+K)\rho^2] \cdot I_0[2\rho\sqrt{K(1+K)}]; \rho \geq 0 \quad (15)$$

但し、 $I_0(\cdot)$  は第 1 種 0 次の変形ベッセル関数である。また  $K$  は直接波電力とレイリー波の平均電力の比を表す量で、ライスパラメータと呼ばれる。 $K=0$  のときライス通信路はレイリー通信路となり、 $K \rightarrow \infty$  のとき白色ガウス通信路となる。ここで文献(7)で仮定したのと同じように、データシンボルとパイロットシンボル間の時間差と直接波成分のドップラー周波数シフトにより位相回転の影響は完全に除去され得るとした。またレイリー成分の相関特性は式(2)で与えられるとしている。シミュレーションに用いた二つのライスパラメータ  $K$  値、 $K=5$  dB と  $K=10$  dB において、非符号化系に比べ符号化系は良い BER 特性を与えている。移動体衛星通信路において典型的な値とされている  $K=10$  dB の場合、 $BER=10^{-4}$  においておよそ 3.7 dB の符号化利得が得られた。

### 3.2 フレーム長とトレリス重み付けの影響

フレーム長の BER 特性への影響は、フェージング推定精度への影響を通して現れる。図 10 はレイリーフェージングにおいてこの影響を調べた結果である。 $f_d \cdot T_s = 1/300$  の遅いフェージングを対象とした。この場合図 8 の結果からインタリーブ深さ  $d$  は  $f_d \cdot T_s = 1/30$  に対する値 35 の 10 倍であることが望ましいが、フレーム長との兼ねを考え、 $d=336(=7 \times 48)$  とした。フレーム長  $FL$  として以下の五つを用いた。

- $FL=15=1+7 \times 2$
- $FL=29=1+7 \times 4$
- $FL=57=1+7 \times 8$
- $FL=85=1+7 \times 12$
- $FL=113=1+7 \times 16$

図 10 では  $FL=15, 29, 57$  のときの BER 特性がほとんど一致しているが、これは以下のように考えられる。すなわち、このような遅いレイリー（またはライス）フェージングは強い時間相関をもつが、図 1 の  $M=4$  の場合において連続する 3 フレームのシンボルが同じフェージングピッチ内にあるときは、フレーム長の変化は BER に強い影響を与えない。従って  $FL=15, 29, 57$  で BER 特性はほとんど変わらない。この特性を利用し、遅いフェージングの場合フレーム長を長くすることによって、パイロットシンボルの挿入による伝送ビットレートの低減が軽減できる。しかし 3 フレーム長の長さがフェージングのピッチを超えた場合、フェージング推定の精度は劣化する。特に 3 フレームの長さがフェージングのピッチを大きく超えると、一番外側のパイロットシンボルは推定に影響しなくなり、 $M=4$  の動作は  $M=2$  の動作に近づく。図 10 で  $FL=85, 113$  のとき、BER 特性にエラーフロアが出たのはこのように解釈できる。

以上の検討ではすべて式(14)のトレリス重み付け関数を用いているが、図 11 では  $f_d \cdot T_s = 1/300, FL=57$  の場合を例にとって式(14)で与えられる CSI による

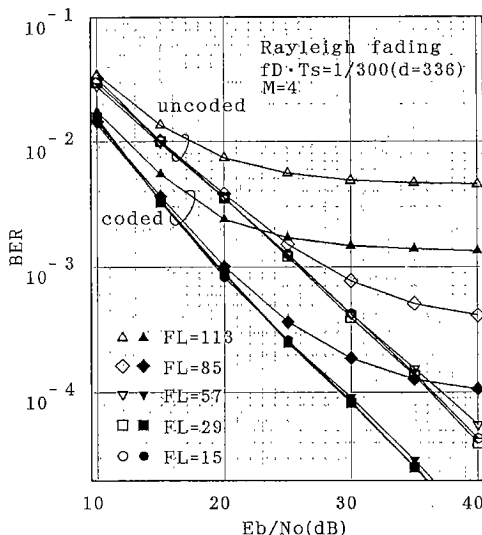


図 10 フレーム長の BER 特性への影響  
Fig. 10 Effects of frame length on BER's.

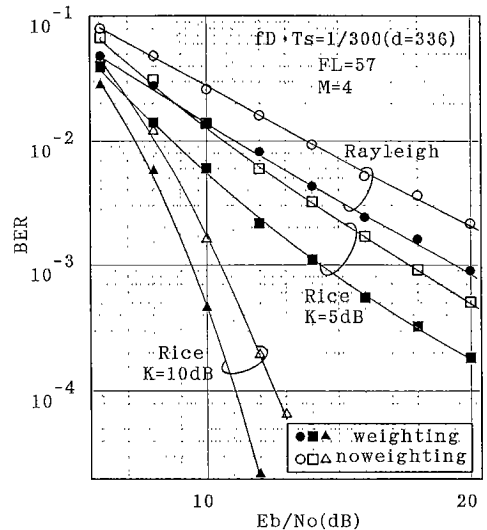


図 11 トレリス重み付けの効果  
Fig. 11 Effect of trellis weighting.

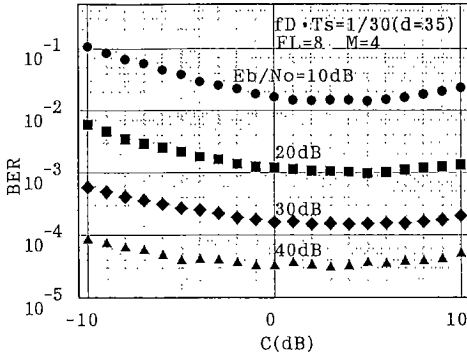


図 12 レイリーフェージングにおける  $C$  値の影響  
Fig. 12 Effect of  $C$  value on Rayleigh fading channel.

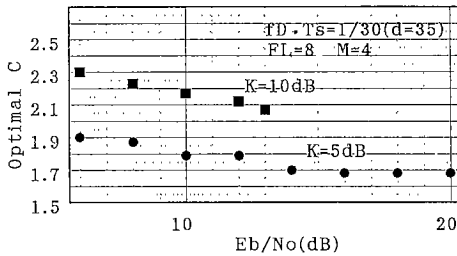


図 13 ライスフェージングにおける最適  $C$  値  
Fig. 13 Optimal value of  $C$  on Rician fading channels.

重み付けの効果を調べた。レイリーとライスフェージングのいずれの場合もフェージング推定値  $|\hat{x}_{m_n}(k)|^2$  を用いたトレリス重み付けにより大きな BER の改善が得られている。ライスフェージング  $K=10$  dB の場合において、 $BER=10^{-4}$  のとき、トレリス重み付けより 1.6 dB の利得が得られている。

### 3.3 パイロットシンボルの電力に関する検討

これまでのシミュレーションでは、パイロットシンボルとデータシンボルは同じ電力をもっていると仮定した。すなわち式(7)中の  $C$  を 1 としている。以下では  $C$  の値と BER とのかかわりを調べる。まず図 12 にレイリーフェージングの場合の結果を示す。この場合  $C=1(0$  dB) のとき BER がほぼ最小値となっているので、 $C=1$  は最適値とみなせる。

次にライスフェージングにおいてシミュレーションを行った結果を図 13 と図 14 に示す。図 13 は BER が最小値となる最適  $C$  値である。  $K=5$  dB と  $K=10$  dB の両方とも  $E_b/N_0$  の増加に従って最適  $C$  値が小さくなる傾向を示している。図 14 は、 $K=5$  dB および  $K=10$  dB に対し各  $E_b/N_0$  における最適  $C$  値を用いた場合の BER 特性である。BER の改善は見られるが、

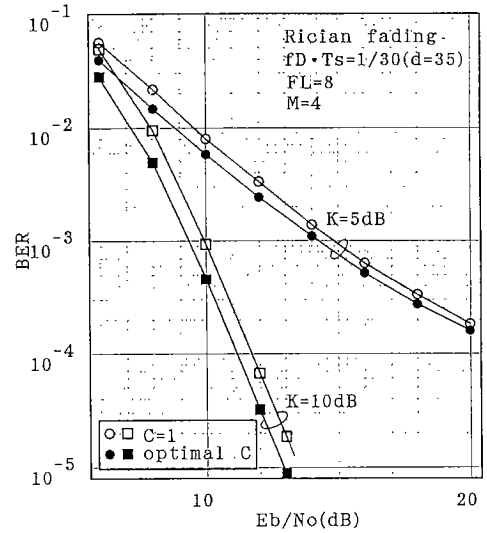


図 14 最適  $C$  値と  $C=1$  のときの BER 特性の比較  
Fig. 14 Comparison on BER between optimal  $C$  and  $C=1$ .

$E_b/N_0$  の換算の改善量は小さい。  $BER=10^{-3}$  において、  $K=5$  dB と  $K=10$  dB の両方ともこの改善量は 0.6 dB 程度である。

## 4. む す び

フェージング通信路の時間相関特性を利用したフェージング推定補償方式と多次元ブロック符号化変調方式を結合したデジタル通信方式を提案し、計算機シミュレーションを通してその有効性を確認した。

本フェージング推定補償方式は複数パイロットシンボルによる推定を利用したため、比較的速いフェージングに対しても有効である。また遅いフェージングの場合は、フレーム長を大きくとることができ、パイロットシンボルの挿入による情報伝送ビットレートの低下が軽減できる。通信路のフェージング時間相関特性は既知トレーニング系列を送信することによって得ることができる。また移動体の速度からフェージングスペクトルを類推することも可能である。一方、検討した多次元ブロック符号化変調方式においては、復号にビタビアルゴリズムを利用し、効率的な復号を実現した。また通信路状態情報 (CSI) を用いてトレリス線図を重みづけることによって、システムの誤り率特性を改善した。レイリーフェージングおよびライスフェージングのいずれの場合においても、本ブロック符号化変調方式により大きな符号化利得が得られた。

今後の課題としては、より高利得の多次元ブロック



符号の導入や周波数選択性フェージング通信路に対する適用などが考えられる。

### 文 献

- (1) Ungerboeck G.: "Channel coding with multilevel/phase signals", IEEE Trans. Inf. Theory, **IT-28**, 1, pp. 55-67 (Jan. 1982).
- (2) Imai H. and Hirakawa S.: "A new multilevel coding method using error-correcting codes", IEEE Trans. Inform. Theory, **IT-23**, 3, pp. 371-376 (May 1977).
- (3) Forney G. D., Gallager R. G., Lang G. R., Longstaff F. M. and Qureshi S. U.: "Efficient modulation for band-limited channels", IEEE J. Select. Areas Commun., **SAC-2**, 5, pp. 632-647 (Sept. 1984).
- (4) 笠原正雄: "符号化変調方式 [1] [2] [3]", 信学誌, **72**, 1, 2, 3, pp. 97-106, 217-226, 306-316(1989).
- (5) Schwartz M., Bennett W. R. and Stein S.: "Communication systems and techniques", McGraw-Hill (1966).
- (6) 三瓶政一: "陸上移動通信用 16 QAM のフェージングひずみ補償方式", 信学論(B-II), **J72-B-II**, 1, pp. 7-15 (1989-01).
- (7) 李 還幫, 岩波保則, 池田哲夫: "時間領域 TCT 法を用いたライスフェージング通信路における M 相 PSK 誤り率特性の改善", 信学論(A) **J75-A**, 1, pp. 108-117(1992-01).
- (8) 奥村善久, 進士昌明: "移動通信の基礎", 電子情報通信学会(1986).
- (9) Biglieri E., Divsalar D., McLane P. J. and Simon M. K.: "Introduction to trellis-coded modulation with applications", Macmillan Publishing, New York (1991).
- (10) Papoulis A.: "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes", McGraw-Hill, (1965).
- (11) 加藤英二, 笹岡秀一: "陸上移動通信における多次元符号化変調方式の検討", 信学論(B-II), **J74-B-II**, 4, pp. 123-130 (1991-04).
- (12) Moher M. L. and Lodge J. H.: "TCMP-A Modulation and Coding Strategy for Rician Fading Channels", IEEE J. Select. Areas Commun., **SAC-7**, 9, pp. 1347-1355 (Dec. 1989).

(平成 4 年 10 月 5 日受付, 12 月 9 日再受付)

### 岩波 保則



昭 51 名工大・電気卒, 昭 53 同大大学院修士課程了, 昭 56 東北大学大学院博士課程了, 工博, 昭 56 名工大・電気助手, 昭 57 同講師, 昭 62 同大電気情報工学科助教授, 現在に至る。デジタル通信理論, 情報理論の応用, EMC 関連などの研究に従事。IEEE, 情報理論とその応用学会各会員。

### 池田 哲夫



昭 36 東北大・工・通信卒, 昭 41 同大大学院・電気および通信工学専攻了, 工博, 同年東北大・工・助手, 昭 43 同大・工・助教授, 昭 48 名工大・助教授, 昭 52 同・教授, 現在に至る。主として分布定数回路, コンピュータネットワーク, 雑音のある回線の通信方式, 生体への電磁波の影響, EMC などの研究に従事, 電気学会, テレビジョン学会, 情報処理学会, ハイパーサーミア学会, IEEE 等各会員。

### 李 還幫



昭 61 年 7 月中国北方交通大学・工・通信と制御卒, 平 3 名工大大学院博士前期課程了, 現在, 同大大学院博士後期課程在学中, デジタル移動通信に関する研究に従事。