

周波数選択性 MIMO 通信路における固有モード伝送を用いた BER 特性改善に関する検討

後藤 悠介<sup>†</sup>                      高橋 優輔<sup>†</sup>(学生員)  
 岩波 保則<sup>†</sup>(正員)              岡本 英二<sup>†</sup>(正員)

Improvement of BER Characteristics with Eigen-Mode Transmission in MIMO Frequency Selective Channels

Yusuke GOTO<sup>†</sup>, *Nonmember*,  
 Yusuke TAKAHASHI<sup>†</sup>, *Student Member*,  
 Yasunori IWANAMI<sup>†</sup>, and Eiji OKAMOTO<sup>†</sup>, *Members*

<sup>†</sup>名古屋工業大学大学院情報工学専攻, 名古屋  
 Department of Computer Science and Engineering, Graduate School of Engineering, Nagoya Institute of Technology, Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya-shi, 466-8555 Japan

あらまし 周波数選択性 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 通信路において MMSE 基準のソフトキャンセラ (SC/MMSE : Soft Canceller with Minimum Mean Square Error criterion) ターボ等化方式と固有モード伝送方式についてそれぞれに LDPC (Low Density Parity Check) 符号化を行い, それら両方式の伝送特性を比較・検討する。

キーワード MIMO, 固有モード伝送, SC/MMSE, LDPC

1. まえがき

今日, デジタル無線通信におけるデータ伝送の高速化, 高品質化の需要はますます高まり, そのための技術として送受信機にアンテナを複数本用いた MIMO 技術が注目されている。しかし, MIMO 技術を用いることによって通信路容量が増加する一方, 送受信アンテナ間に複数のマルチパス波が存在するような周波数選択性通信路環境下における MIMO 伝送では, 各アンテナからの遅延波による符号間干渉 (ISI : Inter-Symbol Interference) や同一チャネル干渉 (CCI : Co-Channel Interference) により通信品質が大きく劣化する問題が生ずる。そのため, 周波数選択性通信路環境下の MIMO 通信においては, 信号分離検出が非常に重要となる。この問題解決法としてマルチキャリア伝送を用いた MIMO-OFDM (MIMO-Orthogonal Frequency Division Multiplex) 方式を挙げることができるが, MIMO-OFDM 方式では 1 シンボル時間が長くなり, 時間選択性フェージングの影響を受けやすくなる。そこで本論文ではシンボル時間が短くフェージングの時間的変動の影響を受けにくいシングルキャリア伝送方式について検討した。

シングルキャリア伝送の手法として LDPC 符号 [1]

を SC/MMSE 等化器 [2], [3] へ接続させたターボ等化方式と LDPC 符号化した MIMO 固有モード伝送方式 [4] を挙げ, 計算機シミュレーションによる比較検討を行った。ターボ等化器は SC/MMSE 等化器と LDPC 復号器の間で繰返し復号を行い BER の改善を行っている。また固有モード伝送方式についても LDPC 符号化を行い, 更に各固有モード通信路へ注水定理に基づく最適電力を配分することによって BER 特性の更なる改善を図った。周波数選択性 MIMO 通信路における MIMO LDPC 符号化 SC/MMSE ターボ等化方式と MIMO 固有モード伝送方式の BER 特性の比較は従来報告されておらず, 両方式の特性差が明らかになった。

2. SC/MMSE ターボ等化

図 1 に周波数選択性 MIMO 通信路のモデル, 図 2 に LDPC 符号化 SC/MMSE 等化器の送受信モデルを示す。送信アンテナ本数を  $n_T$ , 受信アンテナ本数を  $n_R$  とし ( $n_T \times n_R$ ), 各送受信アンテナ間のマルチパス波数を  $L$  とする。ただし,  $L$  はシンボル時間タップ付き遅延線モデル [5] におけるタップ数とする。このとき, MIMO 時空間通信路行列は式 (1) で定義される。

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & \cdots & h_{L-1} & h_L & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & h_0 & \cdots & h_{L-1} & h_L & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & \cdots & h_{L-1} & h_L \end{bmatrix} \quad (1)$$

ただし, 式 (1) 中の各要素は

$$h_l = \begin{bmatrix} h_l^{11} & h_l^{12} & \cdots & h_l^{1n_T} \\ h_l^{21} & h_l^{22} & & h_l^{2n_T} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ h_l^{n_R 1} & h_l^{n_R 2} & \cdots & h_l^{n_R n_T} \end{bmatrix} \quad (2)$$

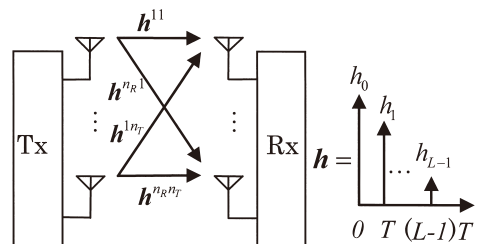


図 1 周波数選択性 MIMO 通信路  
 Fig.1 MIMO frequency selective channel.

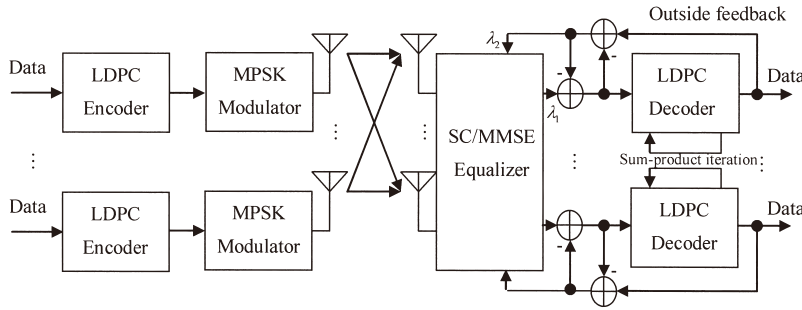


図2 SC/MMSE ターボ等化方式の送受信機モデル  
Fig.2 Transmitter and receiver model of SC/MMSE MIMO turbo equalizer.

なる行列で与えられる。式(2)の要素  $h_l^{n_R n_T}$  は、 $n_T$  番目の送信アンテナから  $n_R$  番目の受信アンテナへのタップ付き遅延線モデルの  $l$  番目タップの複素利得とする。式(1)の通信路行列  $H$  を用いると、通信路入出力関係式は

$$Y = HX + N \quad (3)$$

と表せる。ただし  $Y, X, N$  はそれぞれ式(4)~(6)に示す受信信号ベクトル ( $L n_R \times 1$ )、送信信号ベクトル ( $(2L - 1)n_T \times 1$ )、雑音ベクトル ( $L n_R \times 1$ ) である。

$$Y = [y_{k+L-1} \ y_{k+L-2} \ \cdots \ y_k]^T \quad (4)$$

$$X = [x_{k+L-1} \ \cdots \ x_k \ \cdots \ x_{k-L+1}]^T \quad (5)$$

$$N = [n_{k+L-1} \ n_{k+L-2} \ \cdots \ n_k]^T \quad (6)$$

等化器では事前情報  $\hat{x}$  を用いて ISI の除去を行う。ISI の除去された受信信号  $\hat{y}$  より MMSE 基準による重み  $m_j$  は次式で得られる。

$$m_j = \min_{m_j} E\{\|x_j - m_j^H \hat{y}_j\|^2\} \quad (7)$$

この重み  $m_j$  と  $\hat{y}$  の乗算により得られた等化器出力  $x_j = m_j \hat{y}$  を用いて LLR 値を

$$\lambda[x_j] = \frac{4 \operatorname{Re}[z_j]}{1 - \mu_j} \quad (8)$$

と算出し、外側 LDPC 復号器へ入力する。LDPC 復号器からの LLR 出力を SC/MMSE 等化器へフィードバックすることで、より精度の高い干渉キャンセル用のレプリカを生成することができる。この繰返しフィードバック処理を数回行うことで、高い BER 特性改善効果が期待できる。

### 3. MIMO 固有モード伝送

送信機側で通信路行列  $H$  が既知である環境では、通信路行列  $H$  の特異値分解 (SVD: Singular Value Decomposition) を行い、送信シンボル及び受信シンボルに対してユニタリ行列演算を行うことにより、複数本の独立な SISO (Single-Input Single-Output) 通信路を得ることができ、これらを用いて送受信が行える。これを固有モード伝送と呼ぶが、同一時刻、同一周波数で独立な情報伝送路を確保し、より簡易な受信機構成で受信ビット信頼度を改善できる。また、各々の独立な固有モードチャンネルに分解できるため、各アンテナへ最適な電力配分が可能となる。LDPC 符号化 MIMO 固有モード伝送の送受信モデルを図3に示す。

周波数選択性 MIMO 通信路における入出力通信路関係式は式(1)から式(6)で示されている。式(5)の送信信号行列  $X$  は要素ベクトル  $x$  の  $(2L - 1)$  次元の列ベクトルであるが、更に一般的に行列サイズを変更することができ、任意の次元の列ベクトルへ拡張することが可能である。そこで、任意の整数  $M (\geq 1)$  を用いて送信行列を式(9)へ拡張する。

$$X = [x_{k+L+M-1} \ \cdots \ x_{k+M-1} \ \cdots \ x_k \ \cdots \ x_{k-L+1}]^T \quad (9)$$

式(9)に示された送信信号行列のサイズの変更に伴い、受信信号ベクトル、雑音ベクトルもそれぞれサイズが変更される。このとき、受信信号ベクトル、通信路行列、送信信号ベクトル及び雑音ベクトルのサイズはそれぞれ  $(L + M - 1)n_R \times 1$ 、 $(L + M - 1)n_R \times (2L + M - 2)n_T$ 、 $(2L + M - 2)n_T \times 1$  及び  $(L + M - 1)n_R \times 1$  となる。式(9)のように拡張した後、受信機側でのブロック間干渉 (IBI: Inter-Block Interference) を回避するため、式(10)に示すように

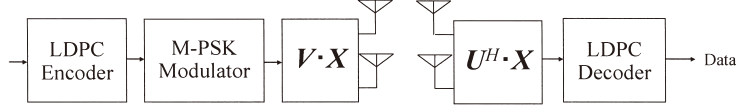


図3 MIMO 固有モード伝送方式の送受信機モデル

Fig. 3 Transmitter and receiver model of MIMO eigen-mode transmission.

送信信号行列  $X$  の前後にガードインタバル区間として  $(L-1)$  個の零を挿入する.

$$X = [\mathbf{0} \cdots \mathbf{0} \ x_{k+M-1} \cdots x_k \ \mathbf{0} \cdots \mathbf{0}]^T \quad (10)$$

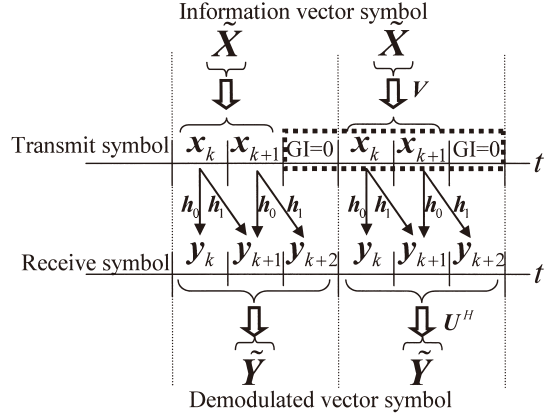
以上から通信路入出力関係式は式 (11) で示される.

$$\begin{bmatrix} y_{k+M-1+(L-1)} \cdots y_{k+M-1} \cdots y_k \cdots y_{k-(L-1)} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} h_0 \cdots h_{L-2} h_{L-1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \ddots & \ddots \\ \vdots & & h_0 & \cdots h_{L-2} h_{L-1} \\ \mathbf{0} \cdots \mathbf{0} & h_0 & \cdots h_{L-2} h_{L-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \vdots \\ x_{k+M-1} \\ \vdots \\ x_k \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k+M-1+(L-1)} \cdots n_{k+M-1} \cdots n_k \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

更に式 (11) を整理すると

$$\begin{bmatrix} y_{k+L+M-2} \cdots y_{k+1} y_k \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} h_{L-1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ h_1 & & h_{L-1} & \mathbf{0} \\ h_0 & \ddots & & h_{L-1} \\ \mathbf{0} & \ddots & h_1 & \vdots \\ \vdots & & h_0 & h_1 \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{k+M-1} \\ \vdots \\ x_{k+1} \\ x_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k+L+M-2} \cdots n_{k+1} n_k \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

を得る. 式 (12) の受信信号ベクトル, 通信路行列, 送信信号ベクトル及び雑音ベクトルのサイズはそれぞれ  $(L+M-1)n_R \times 1$ ,  $(L+M-1)n_R \times Mn_T$ ,  $Mn_T \times 1$  及び  $(L+M-1)n_R \times 1$  となる. 式 (12) で得られた通信路行列に関して特異値分解を行い, 固有モード伝送を適用する. 通信路行列  $H$  をユニタリ

図4 周波数選択性 MIMO 通信路における固有モード伝送方式の概念図 ( $L=2, N=2$ )Fig. 4 Schematic model of eigen-mode transmission on MIMO frequency selective channel. ( $L=2, N=2$ )

行列  $U, V$  を用いて  $UDV^H$  と特異値分解する. ただし  $D$  は 0 でない  $K$  個の対角要素をもつ対角行列である.  $\tilde{Y} = U^H Y$ ,  $X = V \tilde{X}$ ,  $\tilde{N} = U^H N$  とおくことにより, MIMO 通信路は式 (13) に示す  $K$  個の独立な SISO 通信路に分解することができる.

$$\tilde{Y} = D \tilde{X} + \tilde{N} \quad (13)$$

以上の操作を概念的に示したのが図4である. 図4は  $L=2, M=2$  の場合を示しており, 式 (11) は

$$\begin{bmatrix} y_{k+2} \\ y_{k+1} \\ y_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & h_0 & h_1 \\ \mathbf{0} & h_0 & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ x_{k+1} \\ x_k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k+2} \\ n_{k+1} \\ n_k \end{bmatrix} \quad (14)$$

と書ける. 式 (14) における送信信号行列は, 図4中の破線で囲まれた部分である. ここから零ガードインタバル区間を除いた形に変換すると式 (15) を得る.

$$\begin{bmatrix} y_{k+2} \\ y_{k+1} \\ y_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & \mathbf{0} \\ h_0 & h_1 \\ \mathbf{0} & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{k+1} \\ x_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k+2} \\ n_{k+1} \\ n_k \end{bmatrix} \quad (15)$$

式 (15) において送受信アンテナ数を  $2 \times 2$  と仮定すると、このときのチャンネル行列の rank は 4 となり 4 個の独立な SISO 通信路を得ることができる。また、図 4 から分かるように特異値分解を行って固有モード伝送を適用する際、遅延波のパスも含めて変換しているため、遅延波電力を無駄にすることなく有効に活用している。

4. 計算機シミュレーション結果

以上に示した二つの伝送方式の BER 特性の比較を計算機シミュレーションによって行った。各送受信機モデルは図 2、図 3 のとおりであり、両方式とも LDPC 符号化を行っている。アンテナ本数が  $2 \times 2$  または  $4 \times 4$  で、各アンテナ間の通信路は  $-3$  dB 準静的レイリーフェージング通信路とし、タップ付き遅延線モデル (1 シンボル時間ごとの遅延) に基づいている。LDPC 復号器の Sum-product 復号法による繰返し復号回数を最大 40 回とし、LDPC 復号器から SC/MMSE 等化・信号分離検出器への外側フィードバック回数を 3 回とする。変調方式は固有モード伝送では QPSK、SC/MMSE ターボ等化方式では BPSK を用いている。これは固有モード伝送を行う際に挿入されるガードインタバル区間による伝送レートの低下に対して配慮したものであり、この条件下において両方式の伝送レートは同一となり、 $2 \times 2$  システムで  $1$  [bit/s/Hz]、 $4 \times 4$  システムで  $2$  [bit/s/Hz] となる。またチャンネル行列  $H$  は送受信機で完全に既知としている。

図 5、図 6 にシミュレーション結果を示す。図 5、図 6 とも、固有モード伝送に対し、各固有モード通信路に等しく電力を配分した場合と、注水定理に基づいた最適電力を配分した場合を示している。図 5 は  $2 \times 2$  MIMO システムの場合で、式 (9) の  $M = 1$  とし、各アンテナ間のマルチパス数を 2 パスまたは 4 パスとしている。また、図 6 は  $4 \times 4$  MIMO システムの場合で、やはりマルチパス数を 2 パス、4 パスとしている。図 5、図 6 において固有モード伝送を行う上で挿入したガードインタバル長は 2 パス通信路において  $T$ 、4 パス通信路において  $3T$  である。図 5 では SC/MMSE ターボ等化方式に比べ、固有モード伝送方式はマルチパス数 2 で約 2.0 dB、マルチパス数 4 で約 2.1 dB の利得を得ており、また各固有モード通信路に注水定理に基づく最適な電力を配分することで、マルチパス数 2 と 4 の場合に対し、それぞれ更に約 0.2 dB の利得を得ている。図 6 においてもほぼ同様の相対的な BER 特性が得られており、固有モード伝送はターボ等化器に比べてマルチパス数 2 で約 1.4 dB の利得、マルチパ

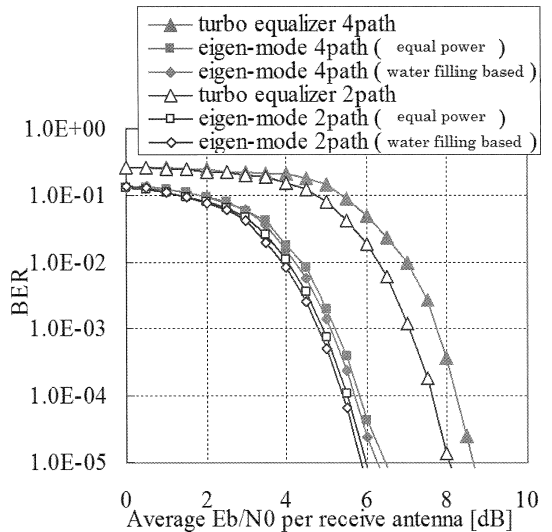


図 5  $2 \times 2$  MIMO システムにおける固有モード伝送とターボ等化の誤り率特性の比較

Fig. 5 Comparison of BER between eigen-mode transmission and SC/MMSE turbo equalizer on 2 by 2 MIMO frequency selective quasi-static Rayleigh channel.

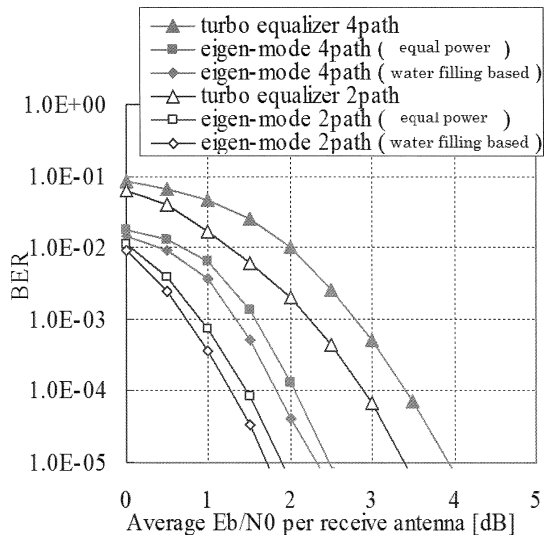


図 6  $4 \times 4$  MIMO システムにおける固有モード伝送とターボ等化の誤り率特性の比較

Fig. 6 Comparison of BER between eigen-mode transmission and SC/MMSE turbo equalizer on 4 by 4 MIMO frequency selective quasi-static Rayleigh channel.

ス数 4 で約 1.5 dB を得ている。また最適電力配分を行うことでそれぞれ約 1.6 dB の利得が得られている。また図 5 と図 6 のそれぞれにおいて、SC/MMSE

ターボ等化方式及び固有モード伝送方式いずれの場合も、マルチパス数 2 の方がマルチパス数 4 よりも若干特性が良い。これは SC/MMSE ターボ等化方式では、マルチパス数が少ないほど符号間干渉 (ISI) の補償が容易であることによると考えられる。また固有モード伝送方式では、マルチパス数 2 の方が得られる固有モード通信路の数が少なくなり、各固有モード通信路利得の大小が起りやすい。したがってマルチパス数 2 の方が、より利得の大きい固有モード通信路が得られやすいからと考えられる。また図 5 の  $2 \times 2$  と図 6 の  $4 \times 4$  の MIMO を比較すると、 $4 \times 4$  の場合はビット誤り率  $10^{-5}$  を得るのに必要な受信アンテナ 1 本当りの平均  $E_b/N_0$  が少なくて済んでいる。これは  $4 \times 4$  の場合は受信アンテナ数の増加による平均受信電力の増加で、受信アンテナ 1 本当りの  $E_b/N_0$  が少なくて済むからである。

以上のシミュレーション結果より SC/MMSE ターボ等化方式に対する固有モード伝送法の BER 特性の上での有効性を示すことができた。ただし、固有モード伝送では送信側でチャネル行列  $H$  を知る必要があり、このためには受信側で測定したチャネル行列の値を送信側へ戻す帰還通信路が必要である。この帰還通信路情報に誤りが含まれる場合は、受信の誤り率が高くなる可能性がある。また SC/MMSE ターボ等化方式においても、チャネル行列  $H$  を完全に既知としているので、実際にパイロット信号などを用いて測定した場合には特性劣化が起り得る。

## 5. む す び

本論文では周波数選択性 MIMO 通信路において、二つの空間多重化伝送方式である SC/MMSE ターボ等

化器方式と MIMO 固有モード伝送方式につき、BER 特性の比較検討を行った。この結果、通信路情報が既知であるという条件のもとでは、ターボ等化方式に比べ固有モード伝送方式の BER 特性が優れ、固有モード伝送方式の有効性を示せた。また、固有モード伝送方式において各送信アンテナへの電力を最適に配分することで、更に若干ながら BER 特性の改善を得ることができた。

謝辞 本研究は平成 18 年度科研費 17656124、平成 18 年度国際コミュニケーション基金及び平成 18 年度シーズ発掘試験の各助成を受けて行われた。

## 文 献

- [1] R.G. Gallager, "Low density parity check code," IRE Trans. Inf. Theory, vol.IT-8, pp.21-28, Jan. 1962.
- [2] D. Reynolds and X. Wang, "Low complexity turbo equalization for diversity channels," Signal Process., vol.88, pp.989-995, Elsevier, Orland, Fl, 2001.
- [3] T. Abe and T. Matsumoto, "Space-time turbo equalization and symbol detection in frequency selective MIMO channels," Vehicular Technology Conference, 2001, VTC 2001 Fall, IEEE VTS 54th, pp.1230-1234, 2001.
- [4] H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj, "Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion," IEEE Trans. Commun., vol.49, no.12, pp.2198-2206, Dec. 2001.
- [5] J.G. Proakis, Digital communications, 3rd ed., McGraw-Hill, New York, 1995.
- [6] 後藤悠介, 岩波保則, 岡本英二, "周波数選択性 MIMO 通信路に於ける時間領域プリコーダ等化器に関する一検討," 信学技報, WBS2006-89, March 2007.

(平成 19 年 3 月 30 日受付)