

送信 FDE を用いる STBC-OFDM のビット誤り率の理論解析

長岡 諒[†] 熊谷 慎也[†] 山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

^{† ‡} 東北大学大学院工学研究科通信工学専攻

〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†] {nagaoka, kumagai, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 直交周波数分割多重(OFDM)は広帯域無線伝送の有力な伝送技術として知られているが, マルチパスフェージングの影響の低減にはアンテナダイバーシチとの併用が必要である. 符号化にチャネル情報(CSI)を必要としない時空間ブロック符号(STBC)では, 受信周波数領域等化(FDE)を用いることで, 送受信アンテナ本数に等しいダイバーシチ次数を得ることができる. 一方, 符号化に CSI を用いる, つまり送信 FDE を用いる STBC では, 受信側で CSI を必要としない. 本稿では, 送信 FDE を用いる STBC の理論ビット誤り率(BER)を導出し, 受信 FDE を用いる STBC と同じ BER 特性を実現できることを示す. また, 計算機シミュレーション結果と比較し, 理論解析の妥当性を示す.

キーワード OFDM, アンテナダイバーシチ, 周波数領域等化, STBC

Bit Error Rate Analysis of STBC-OFDM Using Transmit FDE

Ryo NAGAOKA[†] Shinya KUMAGAI[†] Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{† ‡} Dept. of Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: [†] {nagaoka, kumagai, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is a promising broadband wireless transmission technique, but requires the use of antenna diversity for reducing the negative impact of multipath fading. Space-time block coding (STBC) that requires no channel state information (CSI) for encoding can use receive frequency-domain equalization (FDE) to obtain a diversity order equivalent to the number of transmit and receive antennas. On the other hand, STBC using the CSI for encoding (i.e., transmit FDE) does not require the CSI for decoding. In this paper, the theoretical analysis for bit error rate (BER) performance of STBC using transmit FDE is presented. It is shown that STBC using transmit FDE achieves identical BER performance to STBC using receive FDE. The theoretical analysis is confirmed by computer simulation.

Keyword OFDM, antenna diversity, frequency-domain equalization, STBC

1. はじめに

広帯域移動無線通信チャネルは, 遅延時間の異なる複数の伝搬路から構成される厳しい周波数選択性フェージングチャネルであり, 送信信号スペクトルの歪みを発生させる[1]. 直交周波数分割多重(OFDM)[2]は, このような周波数選択性フェージングチャネル環境下で高品質伝送を実現できる伝送技術として知られている. OFDM の各直交サブキャリアは狭帯域であるため, 周波数スペクトルの歪みを避けることができる. 各サブキャリアは振幅と位相の変動を受けるため, サブキャリアごとにそれらの変動を取り除くことが必要である. これは 1 タップ周波数領域等化(FDE)[3, 4]と呼ばれる. なお, シングルキャリア伝送では送信シンボルが帯域全体に広がるため, これに 1 タップ FDE を適用することで周波数ダイバーシチ利得を得ることができ,

無符号化伝送では OFDM より優れたビット誤り率 (BER) 特性を得ることができる[3].

OFDM では周波数ダイバーシチ利得は得られないが, Alamouti 符号[5]に代表される時空間符号化(STBC)を適用すれば, アンテナダイバーシチ利得を得ることができ優れた BER 特性を達成可能である. 時空間符号化にチャネル情報(CSI)を必要としない STBC[5-7]では, 受信 FDE を用いることで最大比送信ダイバーシチ利得を得ることができ, 符号化率を低下させることなく任意数の受信アンテナを利用できる. 一方送信 FDE を用いる STBC[8, 9]では, 受信側には CSI を必要とせずに最大比送信ダイバーシチ利得を得ることができ, 符号化率を低下させることなく任意数の送信アンテナを利用できる.

筆者らの知る限り, 送信 FDE を用いる STBC-OFDM

の BER 特性に関する詳細な理論検討は行われていない．そこで本稿では，送信 FDE を用いる STBC-OFDM の BER 特性について理論検討を行っている．受信信号対雑音電力比(SNR)の理論式を導出し，送信シンボルエネルギー対片側雑音電力スペクトル密度比(E_s/N_0)が与えられたときの理論 BER を求め，計算機シミュレーション結果と比較を行う．

本稿の構成は以下のようになっている．まず第 2 章で送信 FDE を用いる STBC-OFDM の伝送系を示し，次いで第 3 章で理論 BER を導出する．そして第 4 章で BER 特性の計算機シミュレーション結果と導出した理論値を示し，第 5 章でまとめる．

2. 送受信信号表現

本章では，まず受信 FDE を用いる STBC-OFDM の送受信系について述べた後，送信 FDE を用いる STBC-OFDM の送受信系について述べる．以下， N 本の送信アンテナを用いて送信し， M 本のアンテナで受信する場合を考える．

2.1. 受信 FDE を用いる STBC-OFDM

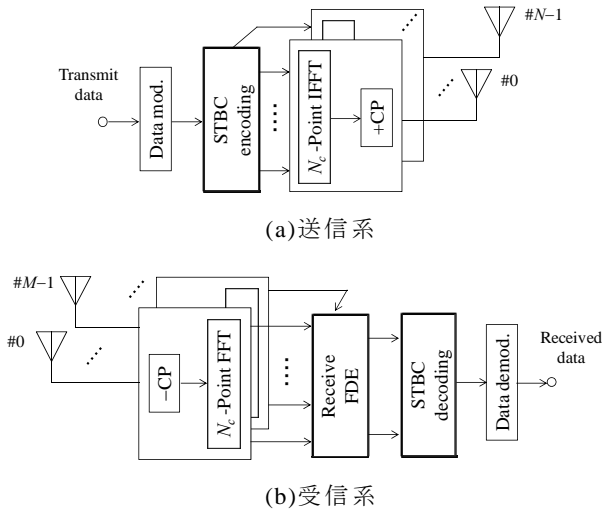


図 1 受信 FDE を用いる STBC-OFDM 伝送系

図 1 に受信 FDE を用いる STBC-OFDM の送受信系を示す． N_c 個のデータシンボルから成る J 個の情報ブロックに対して，変調を行い，STBC を適用することで $N \times Q$ 個の符号ブロックを生成する．なお，受信 FDE を用いる STBC は符号化率 R_r を低下させることなく任意の受信アンテナを使用できる．一方で，送信アンテナ数を 3 本以上とすると伝送効率が低下してしまう．符号化率 R_r と送受信アンテナ数の関係を表 1 に示す．

表 1 受信 FDE を用いる STBC-OFDM における送受信アンテナ本数と STBC 符号化率 R_r の関係

	N	M	J	Q	R_r
受信FDEを用いる STBC	1	Arbitrary	1	1	1
	2		2	2	1
	3		3	4	3/4
	4		3	4	3/4

変調後の N_c 個のデータシンボルから成る J 個のブロック $\{D_j(k); k=0 \sim N_c-1, j=0 \sim J-1\}$ に対して STBC 符号化を適用する． $N \times Q$ の送信信号行列 $\mathbf{S}(k)$ は次式で与えられる．

$$\mathbf{S}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{NT_s}} \mathbf{X}_N(k) \quad (1)$$

ここで， E_s は送信シンボルエネルギー， T_s はシンボル長を表し， $\mathbf{X}_N(k)$ は STBC 符号化行列を表す． $\mathbf{X}_N(k)$ は送信アンテナ本数により異なり， $N=1 \sim 4$ における符号化行列は次式で表される．

$$\mathbf{X}_{N=1}(k) = D_0(k) \quad (2-a)$$

$$\mathbf{X}_{N=2}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) \\ D_1(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad (2-b)$$

$$\mathbf{X}_{N=3}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & -D_2^*(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \end{pmatrix} \quad (2-c)$$

$$\mathbf{X}_{N=4}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & -D_2^*(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \\ 0 & D_2(k) & -D_1(k) & D_0(k) \end{pmatrix} \quad (2-d)$$

各送信信号ブロックに対して N_c ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)を用いることで，時間領域送信信号ブロックに変換する．そして， N_c 個のサンプルから成るブロックに対し，ブロック間干渉(ICI)の影響を避けるために，ブロックの末尾 N_g サンプルをコピーし，サイクリックプリフィックス(CP)としてブロック先頭のガードインターバル(GI)へと挿入した後， N 本のアンテナを用いて信号を送信する．

送信信号は受信機の M 本のアンテナにより受信される．受信信号ブロックから CP を除去した後， N_c ポイントの FFT により周波数領域受信信号ブロックに変換する．第 m 受信アンテナ ($m=0 \sim (M-1)$) で受信された第 q 受信ブロックの第 k 周波数成分を $R_{m,q}(k)$ としたとき，受信信号ベクトル $\mathbf{R}_q(k) = [R_{0,q}(k), \dots, R_{M-1,q}(k)]^T$ は次式で与えられる．なお， $(\cdot)^T$ は転置演算子である．

$$\mathbf{R}_q(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{S}_q(k) + \mathbf{N}_q(k), \quad (k=0 \sim N_c - 1) \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{S}_q(k) = [S_{0,q}(k), \dots, S_{N-1,q}(k)]^T$ の要素 $S_{n,q}(k)$ は第 n 送信アンテナから送信される第 q 送信符号化ブロックの第 k 周波数成分であり、式(1)で与えられる $\mathbf{S}(k)$ の第 (n,q) 要素である。また、 $\mathbf{N}_q(k) = [N_{0,q}(k), \dots, N_{M-1,q}(k)]^T$ は第 q ブロックの $M \times 1$ 周波数領域雑音ベクトルであり、各成分は平均 0、分散 $2N_0/T_s$ の加法的白色ガウス雑音 (AWGN) を表している。 $\mathbf{H}(k)$ は次式で表される第 k 周波数における $M \times N$ 周波数領域チャネル利得行列であり、 $H_{m,n}(k)$ は第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間のチャネルの伝達関数を表す。

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} H_{0,0}(k) & \cdots & H_{0,N-1}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M-1,0}(k) & \cdots & H_{M-1,N-1}(k) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$H_{m,n}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{m,n}^l}{N_c}\right) \quad (5)$$

$h_{m,n}^l$ は第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間の第 l パスの複素パス利得を表し、 $\tau_{m,n}^l$ は遅延時間を表す。

$\mathbf{R}_q(k)$ に対して受信 FDE を適用する。受信 FDE 適用後の受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{R}}_q(k) = [\hat{R}_{0,q}(k), \dots, \hat{R}_{N-1,q}(k)]^T$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{R}}_q(k) = \mathbf{W}^H(k)\mathbf{R}_q(k) \quad (6)$$

なお、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算子である。ここで、 $\mathbf{W}(k)$ は $M \times N$ 受信 FDE 重み行列であり、第 m 行第 n 列の成分 $W_{m,n}(k)$ は次式のように表される。

$$W_{m,n}(k) = H_{m,n}(k) \cdot \hat{W}(k) \quad (7)$$

ここで、 $H_{m,n}(k)$ は STBC 復号項を表しており、 $\hat{W}(k)$ は FDE の規範によって求まる定数である。本稿では、Zero-Forcing 規範に基づく重み[10]を用いており、次式で与えられる。

$$\hat{W}(k) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2}} \quad (8)$$

受信 FDE 重み乗算後の受信信号に対して、STBC 復号を行う。STBC 復号式も符号化式と同様に送信アンテナ本数 N により異なり、 $N=1 \sim 4$ における STBC 復号式は次式で表される。

$$\hat{\mathbf{D}}_{N=1}(k) = \hat{R}_{0,0}(k) \quad (9-a)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_{N=2}(k) = \begin{pmatrix} \hat{R}_{0,0}(k) + \hat{R}_{1,1}^*(k) \\ \hat{R}_{1,0}(k) - \hat{R}_{0,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad (9-b)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_{N=3}(k) = \begin{pmatrix} \hat{R}_{0,0}(k) + \hat{R}_{1,1}^*(k) + \hat{R}_{2,2}^*(k) \\ \hat{R}_{1,0}(k) - \hat{R}_{0,1}^*(k) + \hat{R}_{2,3}^*(k) \\ \hat{R}_{2,0}(k) - \hat{R}_{0,2}^*(k) - \hat{R}_{1,3}^*(k) \end{pmatrix} \quad (9-c)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_{N=4}(k) = \begin{pmatrix} \hat{R}_{0,0}(k) + \hat{R}_{1,1}^*(k) + \hat{R}_{2,2}^*(k) + \hat{R}_{3,3}^*(k) \\ \hat{R}_{1,0}(k) - \hat{R}_{0,1}^*(k) - \hat{R}_{3,2}^*(k) + \hat{R}_{2,3}^*(k) \\ \hat{R}_{2,0}(k) + \hat{R}_{3,1}^*(k) - \hat{R}_{0,2}^*(k) - \hat{R}_{1,3}^*(k) \end{pmatrix} \quad (9-d)$$

$\hat{\mathbf{D}}_N(k) = [\hat{D}_0(k), \dots, \hat{D}_{J-1}(k)]^T$ は送信アンテナ本数 N における第 k 周波数の $J \times 1$ 復号後受信信号ベクトルである。式(9)のような復号を行うことで、周波数領域における第 j ブロックの軟判定出力 $\hat{D}_j(k)$ は次式ようになる。

$$\hat{D}_j(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{NT_s}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2 \hat{W}(k) D_j(k) + \hat{N}_j(k) \quad (10)$$

ここで、 $\hat{N}_j(k)$ は等化後の雑音成分を表しており、平均 0、分散 $2N_0/T_s$ の AWGN である。このとき、チャネルの伝達関数 $\{H_{m,n}(k)\}$ が与えられたときの受信 SNR は次式で与えられる[11]。

$$\gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_{m,n}(k)\} \right) = \frac{2}{N} \frac{E_s}{N_0} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2 \quad (11)$$

式(11)より、受信 FDE を用いる STBC は $(N \times M)$ 次の最大比合成ダイバーシチ利得が得られていることがわかる。

2.2. 送信 FDE を用いる STBC-OFDM

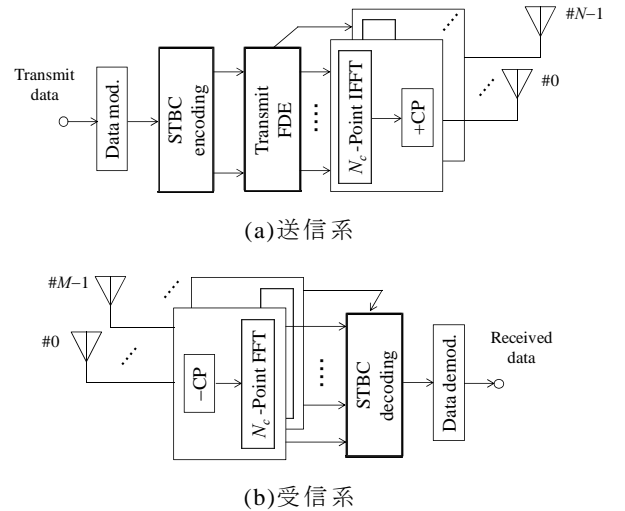


図2 送信 FDE を用いる STBC-OFDM 伝送系

図2に送信 FDE を用いる STBC-OFDM の送受信系を示す。 N_c 個のデータシンボルから成る J 個の情報ブロックに対して、変調を行い、STBC 符号化を適用することで $M \times Q$ 個の符号ブロックを生成する。その後、

$N \times M$ の送信 FDE 重みを乗算する．なお，送信 FDE を用いる STBC は符号化率 R_t を低下させることなく任意の送信アンテナを使用できる．一方で，受信アンテナ数を 3 本以上とすると伝送効率が低下してしまう．符号化率 R_t と送受信アンテナ数の関係を表 2 に示す．

表 2 送信 FDE を用いる STBC-OFDM における送受信アンテナ本数と STBC 符号化率 R_t の関係

	N	M	J	Q	R_t
送信FDEを用いる STBC	Arbitrary	1	1	1	1
		2	2	2	1
		3	3	4	3/4
		4	3	4	3/4

変調後の N_c 個のデータシンボルから成る J 個のブロック $\{D_j(k); k=0 \sim N_c-1\}$, $j=0 \sim J-1$ に対して STBC 符号化を適用する．符号化適用後の $M \times Q$ 符号化行列に対し， $M \times N$ 送信 FDE 重み行列のエルミート転置を乗算することにより， $N \times Q$ 送信信号行列 $\bar{\mathbf{S}}(k)$ は次式で与えられる．

$$\bar{\mathbf{S}}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{W}}^H(k) \mathbf{X}_M(k) \quad (12)$$

ここで， $\bar{\mathbf{W}}(k)$ の第 m 行第 n 列の成分 $\bar{w}_{m,n}(k)$ は次式のように表される．

$$\bar{w}_{m,n}(k) = H_{m,n}(k) \cdot \tilde{w}(k) \quad (13)$$

$\tilde{w}(k)$ は FDE の規範によって求まる定数である．本稿では，受信 FDE のときと同様に Zero-Forcing 規範に基づく重みを用いており，次式で与えられる．

$$\tilde{w}(k) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2}} \quad (14)$$

また， $\mathbf{X}_M(k)$ は STBC 符号化行列であり，式(2)において N を M としたものに一致する．

各送信信号ブロックに対して N_c ポイント IFFT を用いて時間領域送信信号ブロックに変換し，CP を挿入した後， N 本の送信アンテナで信号を送信する．

受信機では， M 本のアンテナで受信した受信信号ブロックから CP を除去した後， N_c ポイントの FFT により周波数領域受信信号ブロックに変換する．第 m 受信アンテナ ($m=0 \sim (M-1)$) で受信された第 q 受信ブロックの第 k 周波数成分を $\bar{R}_{m,q}(k)$ としたとき，受信信号ベクトル $\bar{\mathbf{R}}_q(k) = [\bar{R}_{0,q}(k), \dots, \bar{R}_{M-1,q}(k)]^T$ は次式で与えられる．

$$\bar{\mathbf{R}}_q(k) = \mathbf{H}(k) \bar{\mathbf{S}}_q(k) + \bar{\mathbf{N}}_q(k), \quad (k=0 \sim N_c-1) \quad (15)$$

ここで， $\bar{\mathbf{S}}_q(k) = [\bar{S}_{0,q}(k), \dots, \bar{S}_{N-1,q}(k)]^T$ の要素 $\bar{S}_{n,q}(k)$ は第 n 送信アンテナから送信される第 q 送信符号化ブロックの第 k 周波数成分であり，式(12)で与えられる $\bar{\mathbf{S}}(k)$ の

第 (n,q) 要素である． $\bar{\mathbf{N}}_q(k) = [\bar{N}_{0,q}(k), \dots, \bar{N}_{M-1,q}(k)]^T$ は第 q ブロックの $M \times 1$ 周波数領域雑音ベクトルであり，各成分は平均 0，分散 $2N_0/T_s$ の AWGN を表している．

$\bar{\mathbf{R}}_q(k)$ に対して式(9)中の $N=M$ ， $\hat{R}_{n,q} = \bar{R}_{m,q}$ とした STBC 復号を行う．これにより，周波数領域における第 j ブロックの軟判定出力 $\tilde{D}_j(k)$ は次式のようになる．

$$\tilde{D}_j(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2 \tilde{w}(k) D_j(k) + \tilde{N}_j(k) \quad (16)$$

ここで $\tilde{N}_j(k)$ は等化後の雑音成分を表しており，平均 0，分散 $2MN_0/T_s$ の AWGN である．このとき，チャンネルの伝達関数 $\{H_{m,n}(k)\}$ が与えられたときの受信 SNR は次式で与えられる[11]．

$$\gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_{m,n}(k)\} \right) = \frac{2}{M} \frac{E_s}{N_0} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2 \quad (17)$$

式(17)より，送信 FDE を用いる STBC-OFDM の受信 SNR は，式(11)において N を M とした式で与えられる．よって，式(11)と式(17)より，送信 FDE を用いる STBC の送信(受信)アンテナ本数と受信 FDE を用いる STBC の受信(送信)アンテナ本数が等しいとき，双方の SNR は同じとなることが分かる．

3. 理論 BER の導出

送信または受信 FDE を用いる STBC-OFDM における BER 特性の理論検討を行う．QPSK 変調を仮定すると，チャンネル利得 $\{H_{m,n}(k); n=0 \sim N-1, m=0 \sim M-1\}$ が与えられたときの条件付き BER は次式となる．

$$p_{b,QPSK} \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_{m,n}(k)\} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_{m,n}(k)\} \right)} \right] \quad (18)$$

ここで， $\operatorname{erfc}(x) = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ は誤差補関数である．式(11)，(17)より，受信 SNR は次式で与えられる[11]．

$$\gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_{m,n}(k)\} \right) = \frac{2}{K} \frac{E_s}{N_0} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2 \quad (19)$$

ここで， K は送信 FDE を用いる場合は M ，受信 FDE を用いる場合は N となる．レイリーフェージングを仮定すると γ の確率密度関数は次式で与えられる[12]．

$$p(\gamma) = \frac{K^{MN}}{(MN-1)! \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{MN}} \left(\frac{\gamma}{2} \right)^{MN-1} \exp \left(-\frac{\gamma}{2} \frac{K}{\left(\frac{E_s}{N_0} \right)} \right) \quad (20)$$

式(18)および(20)より，QPSK 変調の平均 BER は次式で与えられる[11]．

$$\begin{aligned}
P_{b,QPSK}\left(\frac{E_s}{N_0}\right) &= \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{1}{4}} \gamma \left(\frac{E_s}{N_0}\right)\right] p(\gamma) d\gamma \\
&= \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{E_s/N_0}{E_s/N_0 + 2K}} \right]^{MN} \\
&\quad \cdot \sum_{k=0}^{MN-1} \binom{MN-1+k}{k} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{E_s/N_0}{E_s/N_0 + 2K}} \right) \right]^k
\end{aligned} \tag{21}$$

ここで、 $\binom{a}{b}$ は二項分布を表す。式(21)より、送信

E_s/N_0 が与えられることで平均 BER が求まる。

以上より、送信 FDE を用いる STBC の送信(受信)アンテナ本数と受信 FDE を用いる STBC の受信(送信)アンテナ本数が等しいとき、両者の平均 BER が等しくなる。

4. 平均 BER 特性

送信 FDE を用いる STBC-OFDM の平均 BER 特性の理論値の妥当性を計算機シミュレーションにより確認する。計算機シミュレーション諸元を表 3 に示す。16パス等電力の周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを仮定し、各パスの遅延時間はシンボル長間隔であるものとする。また、各送受信アンテナ間のチャネルは無相関であり、チャネル推定は理想的とする。また、変調方式は QPSK 変調を仮定している。

図 3 に平均送信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 ($E_b/N_0 = E_s/N_0(1+N_g/N_c)/2$) を変化させたときの送信 FDE を用いる STBC-OFDM の平均 BER 特性を示す。なお、ダイバーシチ次数が等しい送受信アンテナ本数の組み合わせを同一マーカで示し、理論値を実線・点線で示す。図より、計算機シミュレーション結果と理論値が一致していることがわかる。このことから、 E_s/N_0 が与えられることで平均 BER が求まることになる。また、送信 FDE を用いる STBC-OFDM では受信アンテナ本数 M に比べ送信アンテナ本数 N を増加させることによる BER の改善が大きいことがわかる。これは、受信機において加減算による処理のみを用いて STBC 復号を行うことにより雑音の分散が M 倍になってしまうため、 N を増やすことで最大比送信ダイバーシチを得られるのに対し、 M を増やす場合は受信 SNR が最大比受信ダイバーシチと比較して $1/M$ 倍になるからである。

図 4 に送信 FDE を用いる STBC-OFDM と受信 FDE を用いる STBC-OFDM の BER 特性を示す。図より、送

信 FDE を用いる STBC の送信(受信)アンテナ本数と受信 FDE を用いる STBC の受信(送信)アンテナ本数が等しいとき、両者の平均 BER 特性が一致することがわかる。

表 3 計算機シミュレーション諸元

Transmitter & Receiver	Data modulation	QPSK
	No. of FFT points	$N_c=64$
	Length of CP	$N_g=16$
Channel model	Channel estimation	Ideal
	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
Time delay	$\tau_{m,l}^d = lT_s, l=0-L-1$	

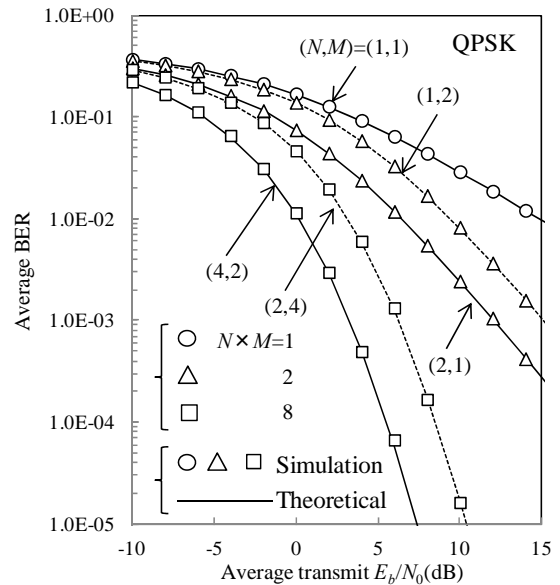


図 3 送信 FDE を用いる STBC-OFDM の平均 BER 特性

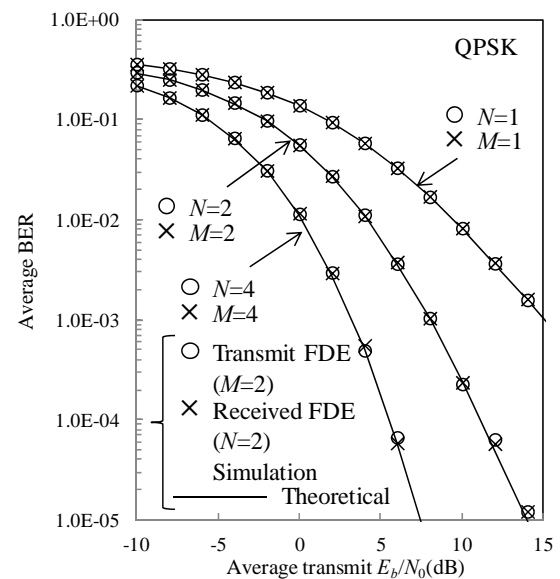


図 4 送信 FDE を用いる STBC-OFDM と受信 FDE を用いる STBC-OFDM の平均 BER 特性比較

5. むすび

本稿では、OFDM 伝送を対象に、送信 FDE を用いる STBC の BER 特性について理論検討を行った。受信 SNR の理論式を導出し、送信 E_s/N_0 が与えられたときの理論 BER を求めた。送信 FDE を用いる STBC の送信(受信)アンテナ本数と受信 FDE を用いる STBC の受信(送信)アンテナ本数が等しいとき、両者が同じ平均 BER 特性を得ることができることを示した。また、計算機シミュレーションにより理論解析の妥当性を示した。

文 献

- [1] W. C. Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] L. J. Cimini, Jr, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," IEEE Trans. Commun, Vol.33, No.7, pp. 665-675, July 1985.
- [3] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun., Mag., Vol.40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [4] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmissions in a wireless channel," IEICE Trans. Commun., Vol.E92-B, No.9, pp. 2789-2808, Sep. 2009.
- [5] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication," IEEE J. Select. Areas. Commun., Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [6] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-time coding*, John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [7] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Application of space-time transmit diversity to single carrier transmission with frequency-domain equalization and receive antenna diversity in a frequency-selective fading channel," IEE Proc.-Commun., Vol. 151, No. 6, pp. 627-632, Dec. 2004.
- [8] H. Tomeba and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded-joint transmit/receive diversity for the single carrier transmission," Proc. The 10th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006), 30 Oct. - Nov. 2006.
- [9] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-time block coded-joint transmit/receive antenna diversity using more than 4 receive antennas," Proc. IEEE 68th Vehicular Technology Conference (VTC2008-Fall), Sept. 2008.
- [10] 大鐘 武雄, 小川 恭孝, MIMO システム技術, オーム社, 2009.
- [11] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 7, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
- [12] J. G. Proakis, *Digital communication*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.