

時空間符号化多重送信ダイバーシチ

高岡 辰輔[†], 安達 文幸[‡]

東北大学大学院工学研究科 電気・通信工学専攻

〒980-8579 仙台市青葉区荒巻大字青葉 05

E-mail: [†]takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本論文では, Alamouti の STTD と構造が異なる新しい時空間符号化多重送信ダイバーシチ(STCMTD)を提案している. データ変調された送信シンボル系列を C 個の系列に直並列変換し, それぞれ時空間ブロック符号化する. 時空間符号化では, 長さ N の直交符号を用いて生成した N 行 N 列の時空間ブロック符号を C 個用いる. ブロック符号の各行は各送信アンテナに対応している. 最大多重数 C は N 個である. STCMTD は, 時間ダイバーシチの概念を取り入れることで, 送信アンテナ数 M を N 個以下にでき, 2 本の送信アンテナであっても Alamouti の送信ダイバーシチを超える改善効果を得ることができるのが大きな特徴である. 周波数非選択性レイリーフェージング環境下での STCMTD の平均ビット誤り率特性を計算機シミュレーションで明らかにし, Alamouti の STTD をを超える改善効果を得ることができることを示す.

キーワード 送信ダイバーシチ, 時空間符号化, 周波数非選択性フェージング

Space-Time Code-Multiplexing Transmit Diversity

Shinsuke Takaoka[†] and Fumiyuki Adachi[‡]

Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

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

E-mail: [†]takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In this paper, we propose a new transmit diversity called space-time block-coded multiplexing transmit diversity (STCMTD), which has a different structure from Alamouti's space-time transmit diversity (STTD). In STCMTD, the data symbol sequence is transformed into C parallel sequences, each being coded using one of C space-time block codes ($N \times N$ matrix). Each row of space-time block code corresponds to each transmit antenna. Maximum multiplexing order C is N . When time diversity transmission is combined, using two transmit antennas, the performance gain over Alamouti's transmit diversity can be obtained at the cost of time delay. The achievable bit error rate (BER) performance is evaluated by computer simulation to confirm that the superior performance to Alamouti's transmit diversity can be achieved.

Keyword Transmit diversity, space-time code, frequency non-selective fading

1. まえがき

移動通信では, 送信信号は送受信機間の障害物によって反射, 回折されるため, マルチパスフェージングが発生する. それに伴い, 受信信号電力は瞬時変動し伝送特性の大きな劣化を招く. このような劣化を軽減する技術の一つとして, アンテナダイバーシチ受信技術がある. しかし, 携帯端末の小型化, 装置構成の複雑さを考えると, アンテナダイバーシチを基地局に配置する方が望ましい. 従って, 下りリンクの伝送特性の改善のために, 送信ダイバーシチ技術が研究され[1]-[4], 第3世代移動通信方式でも標準化されている. 一般に, 送信ダイバーシチは複数のアンテナから同一のデータを送信することにより, ダイバーシチ効果を得る. 各種送信ダイバーシチ技術の中でも, よく知られている時空間

ブロック符号(STBC)を用いる送信ダイバーシチは, 簡単な時空間符号化技術及び最尤復号アルゴリズムにより, 大幅に伝送特性が改善されることが報告されている[1]-[3]. 特に, 2 送信アンテナを用いる Alamouti の時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD)は, 伝送効率を落とすことなくフルダイバーシチ利得が得られる[1].

本論文では, Alamouti の STTD と構造が異なる新しい時空間符号化多重送信ダイバーシチ(STCMTD)を提案する. 図 1 にそのブロック図を示す. 送信機側では, データ変調された送信シンボル系列を C 個の系列に直並列変換し, それぞれ時空間ブロック符号化する. 時空間符号化では, 長さ N の直交符号を用いて生成した N 行 N 列の時空間ブロック符号を C 個用いる. ブロック符号の各行は各送信アンテナ

に対応している。最大多重数 C は N 個である。STCMTD は、時間ダイバーシチの概念を取り入れることで、送信アンテナ数 M を N 個以下にでき、2 本の送信アンテナであっても Alamouti の送信ダイバーシチを超える改善効果を得ることができるのが大きな特徴である。受信機側では 1 本のアンテナで受信し、マルチキャリア CDMA (MC-CDMA) [5],[6] の周波数領域等化に用いられている最小平均 2 乗誤差合成 (MMSEC) [5] を用いて復号する。

本論文の構成は以下のようにになっている。まず、2 章で STCMTD の原理を説明する。3 章では計算機シミュレーションについて述べ、多重数、時空間ブロック符号のサイズ、アンテナ相関が平均ビット誤り率 (BER) 特性に与える影響について考察する。また、2 送信アンテナを用いる Alamouti の STTD との比較も行う。4 章はむすびである。

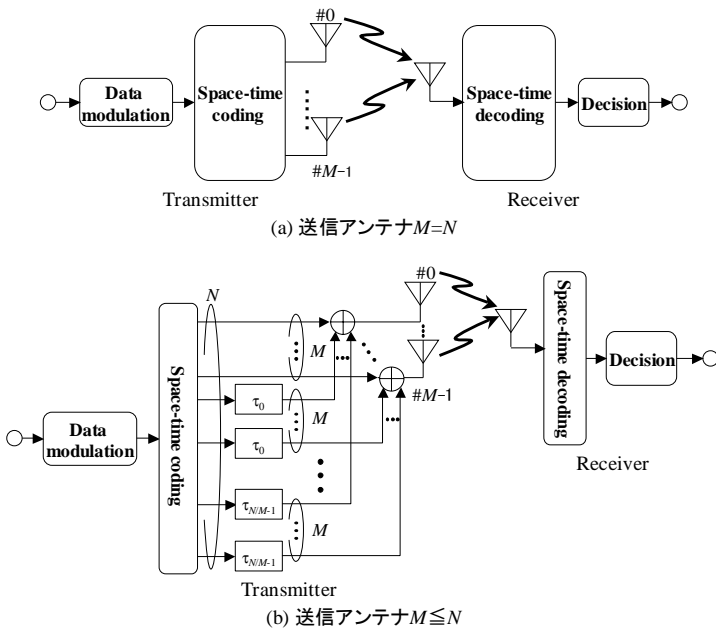


図 1 時空間符号化多重送信ダイバーシチ

2. 時空間符号化多重送信ダイバーシチ (STCMTD)

STCMTD は以下のような特徴を有している。

時空間ブロック符号を生成する直交符号の符号長 N を任意に設定できるので、任意の送信アンテナ数のダイバーシチを構成できる。また、多重数 C は符号長以下なら任意に設定できる。

時間ダイバーシチの概念を取り入れると、アンテナ数を直交符号の符号長 N 以下に設定できる。

2.1. 送信アンテナ数 M が直交符号長 N と等しい STCMTD

図 2 に、送信アンテナ数 M が直交符号長 N と等しい STCMTD (図 1(a) の場合) の送受信機の構成を示す。

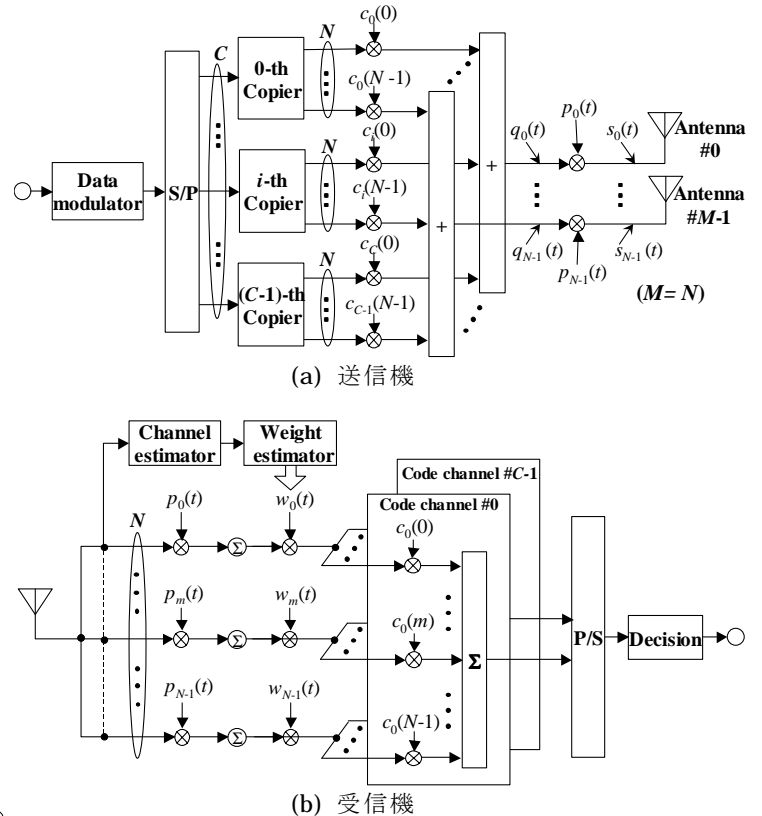


図 2 送信アンテナ数が直交符号長と等しい STCMTD の構成

送信側では、まず 2 値の情報系列をデータ変調した後、 C 個のシンボル系列に直並列変換する。次に、直並列変換後の各シンボル系列を、空間直交符号 $\{c_i(m)\}$ の長さ N と等しい数のシンボル系列にコピーする。そして、各系列に異なる空間直交符号 $\{c_i(m)=\pm 1; i=0\sim C-1, m=0\sim N-1\}$ を乗積し、空間上で C 個のコードチャネルの多重化を行う。空間直交符号の符号長 N と送信アンテナ数 M は同じ ($N=M$) である。最後に、 C 個のコードチャネルが多重された各シンボル系列 $\{q_m(t); m=0\sim N-1\}$ に、長さ N の時間直交符号 $\{p_m(t)=\pm 1; m=0\sim N-1\}$ を乗算し、各アンテナの送信信号を生成する。 m 番目の送信アンテナから送信される信号 $s_m(t)$ を等価低域表現すると次式のようになる。

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2S}{CM}} p_m(t) q_m(t) \quad (1)$$

ここで、 S は全送信信号電力を、 $p_m(t)$ 、 $q_m(t)$ はそれぞれ時間直交符号の信号波形、 C 個のコードチャネルが多重された信号波形であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} p_m(t) = \sum_{g=-\infty}^{\infty} c_m(g) u(t/T_c - g) \\ q_m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{C-1} c_i(m) d_i(k) u(t/CT - k) \end{cases} \quad (2)$$

式(2)で、 $d_i(k)$ ($|d_i(k)|=1$) は i 番目 ($i=0\sim C-1$) のコードチャネルのデータ変調シンボルを表し、 $u(t)=1(0\leq t\leq 1)$,

0(otherwise)は矩形パルスである。また、 T は直並列変換前のシンボル長、 T_c は送信信号長を示す。

これまで述べた原理は、長さ N の直交符号を用いて生成する N 行 N 列の時空間ブロック符号を使って、時空間符号化することと同じである。時空間ブロック符号 $\{M_m; m=0\sim 3\}$ を用いる送信信号 $\{s_m(t); m=0\sim 3\}$ の生成過程を図 3 に示す。ただし、送信アンテナ数 $M=4$ (直交符号の符号長 $N=4$)、コード多重数 $C=4$ である。ブロック符号の各行は各送信アンテナに対応している。

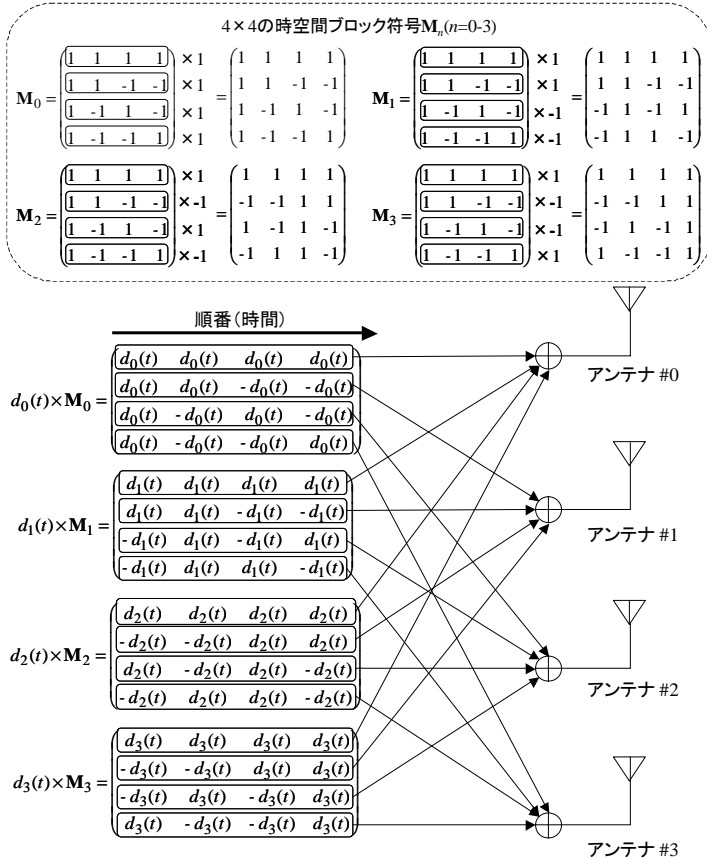


図 3 時空間ブロック符号を用いる送信信号 $s_m(t)$ の生成 ($M=4, N=4, C=4$)

伝送効率 R は $R=C/N$ のように定義する。

各送信アンテナから送信された信号 $s_m(t)$ は、周波数非選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信される。受信信号 $r(t)$ は次式で表せる。本稿では、受信アンテナ数は 1 とする。

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \xi_m(t) s_m(t) + n(t) \quad (3)$$

ここで、 $\xi_m(t)$ (ただし、 $E[|\xi_m(t)|^2]=1$) は、 m 番目のアンテナからの送信信号が受けるチャンネル利得で、 $n(t)$ は片側電力密度スペクトル N_0 の白色ガウス雑音である。受信側では、まず各信号成分に分離するため、時間直交符号 $\{p_m(t)=\pm 1; m=0\sim N-1\}$ を用いて逆拡散を行う。空間直交符号の符号長 N と送信アンテナ数 M は等しい ($N=M$) ので、逆拡散により $M(=N)$ 個の信号成分に分離される。1 シンボル時間 (CT) 内でのチャンネル利得の変動がほとんど無視できる

くらい緩慢であるとする、逆拡散後の第 k 番目の受信標本系列 $\{r_m(k); m=0\sim N-1\}$ は式 (4) で与えられる。

$$r_m(k) = \frac{1}{CT} \int_{kCT}^{(k+1)CT} r(t) p_m(t) dt = \xi_m(k) s_m(k) + n_m(k) \quad (4)$$

ここで、 $n_m(k)$ は平均 0 で分散 $2N_0/T$ の複素ガウス雑音である。次に、受信標本系列 $\{r_m(k); m=0\sim N-1\}$ に、式 (5) で与えられる MMSEC 重み $\{w_m(k); m=0\sim N-1\}$ 及び空間直交符号 $\{c_i(m)=\pm 1; i=0\sim C-1, m=0\sim N-1\}$ を乗算し MMSEC 合成を行う。これにより、多重化されている C 個のコードチャンネルの分離を行う。理想チャンネル推定を仮定する時、MMSEC 重みは次式で与えられる [5]。

$$w_m(k) = \frac{\xi_m^*(k)}{|\xi_m(k)|^2 + \frac{N}{C} \left(\log_2 K \right)^{-1} \frac{E_b}{N_0}} \quad (5)$$

ここで、 E_b/N_0 は 1 ビット当りの平均受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比、* は複素共役を示す。 K はデータ変調多値数を示す。MMSEC 合成後の出力値 $\{\eta_i(k); i=0\sim C-1\}$ は次式で表せる。

$$\eta_i(k) = \sum_{m=0}^{N-1} r_m(k) w_m(k) c_i(m) \quad (6)$$

こうして得られた C 個の軟判定値 $\{\eta_i(k); i=0\sim C-1\}$ を並列列変換した後、データ判定を行う。

2.2. 送信アンテナ数 M が直交符号長 N 以下の STCMTD

本節では、送信アンテナ数 M が直交符号長 N 以下の STCMTD (図 1(b) の場合) について説明する。本方式は、時間ダイバーシチの概念を取り入れている。図 4 は、時間差のつけ方と送信信号の多重法を示す図である。

送信信号 $\{s_m(t); m=0\sim N-1\}$ を生成するまでの原理は、2.1 節と同じであるが、最後に以下に示す操作が加わる。受信側での MMSEC 合成で、空間ダイバーシチに加えて時間ダイバーシチの効果も得るために、 $M \leq m \leq N-1$ の送信信号系列 $\{s_m(t)\}$ に対して、 M 個の送信信号系列ごとに異なる時間差 $\{\tau_n; n=0\sim N/M-1\}$ をつける。 $\{\tau_n\}$ は次式で定義される。

$$\tau_n = (n+1) \times DCT \quad (7)$$

式 (7) は、 M 個の送信信号系列ごとに DCT (D シンボル) の時間差をつけることを意味する。続いて、 $0 \leq m \leq M-1$ の送信信号系列 $\{s_m(t)\}$ に、時間差をつけた $M \leq m \leq N-1$ の送信信号系列 $\{s_m(t)\}$ を図 4 のように多重し、新たに M 個の送信信号を生成する。この時、多重化を行う前の各送信信号系列 $\{s_m(t); m=0\sim N-1\}$ は、長さ N の異なる時間直交符号 $\{p_m(t)=\pm 1; m=0\sim N-1\}$ が乗算されているため直交関係にある。従って、受信側の逆拡散により、時間差をつけて多重化された $N(=M \times (N/M))$ 個の信号成分の分離が可能となる。

受信側では、時間直交符号 $\{p_m(t)=\pm 1; m=0\sim N-1\}$ を用い

て逆拡散を行い, $N(\geq M)$ 個の信号成分に分離する. 次に, MMSEC 重み $\{w_m(k); m=0 \sim N-1\}$ を各受信標本系列 $\{r_m(k); m=0 \sim N-1\}$ に乗算し, 送信側で行った時間差を付けるという操作の逆の操作が行われる. その後の原理は 2.1 節と同じで, MMSEC 合成を行った並直列変換, データ判定を行う.

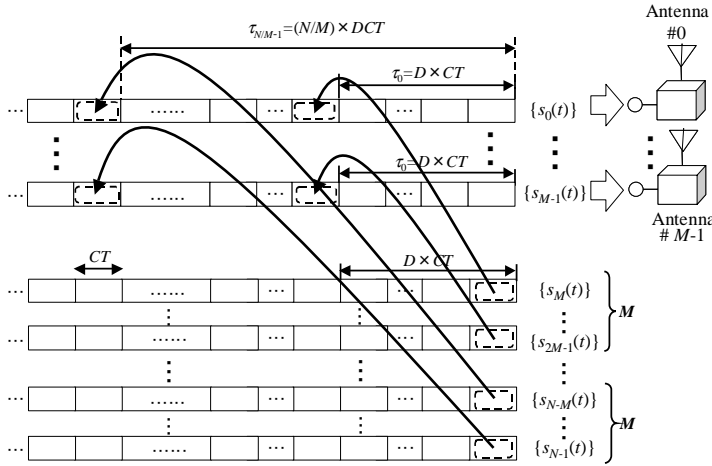


図 4 時間差のつけ方と送信信号の多重

3. 計算機シミュレーション

3.1. シミュレーション諸元

表 1 にシミュレーション諸元を示す. 送信側では, データ変調として QPSK 変調を, 時空間ブロック符号化に用いる時間及び空間直交符号には, Walsh-Hadamard 符号をそれぞれ用いた. また, 送信アンテナの配置(直線状, 円状など)については考慮せず, 式(8)により各送信アンテナ間のフェージング相関 ρ を定義した.

$$\rho = \frac{E[\xi_m(t)\xi_n^*(t)]}{\sqrt{E[|\xi_m(t)|^2]E[|\xi_n(t)|^2]}} \text{ for } m \neq n \text{ (} 0 \leq m, n \leq M-1 \text{)} \quad (8)$$

伝搬路は, 周波数非選択性フェージングチャネルを仮定し, 1 シンボル時間 (CT) 内でのフェージング変動はほとんど無視できるくらい緩慢 (チャネルに時間コヒーレンス性がある) で, 逆拡散過程での (時間直交符号の) 直交性の崩れは生じないものとした. 受信部でのアンテナ数は 1 とし, MMSEC 重みを生成するのに必要なチャネル推定, 受信信号電力及び雑音電力推定は理想とした.

表 1 シミュレーション諸元

Data modulation	QPSK
Orthogonal code	Walsh-Hadamard code
Channel model	Frequency non-selective Rayleigh fading
Number of receive antennas	1
Channel estimation	Ideal

3.2. シミュレーション結果

まず, 送信アンテナ数 M が直交符号長 N と等しい STCMTD の特性を図 5~7 に示す.

図 5 は, 多重数 C と同じ数のアンテナ数 $M(=N)$ を用いた

時 ($C=M=N$) の平均 BER 特性である. 伝送効率 $R=1(N=C)$, アンテナ間のフェージング相関 $\rho=0$ とし, 送信アンテナ数(直交符号の符号長)をパラメータとしてプロットした. 比較のために, AWGN(Additive White Gaussian Noise)及びフェージング環境下における送信アンテナ数が 1 の場合の特性と, Alamouti 方式の特性を示す. 図 4 より, 送信アンテナ数 $M(=$ 直交符号長 $N)$ を増やす(長くする)ほど, 平均 BER 特性は改善されているのが分かる. アンテナ数を増やすことによって, MMSEC 合成における, 空間ダイバーシチ効果は大きくなるが, コード多重数とアンテナ数は同じであるため, コードチャネル間の直交性の崩れに起因したコード間干渉も大きくなる. しかし, 直交性の崩れに起因したコード間干渉の影響より, 空間ダイバーシチ効果の方が大きいので, BER 特性は改善していくと考えられる. つまり, チャンネル推定, 受信信号電力及び雑音電力推定が理想的な環境では, $N=C(R=1)$ の場合でも, 直交符号長 N を長くすることによって, ダイバーシチ効果により BER 特性を改善できることが分かる. 2 送信アンテナを用いる Alamouti 方式と比較すると, $M=8$ の STCMTD とほぼ同様な特性を示し, $M=2$ の STCMTD の特性は劣っている.

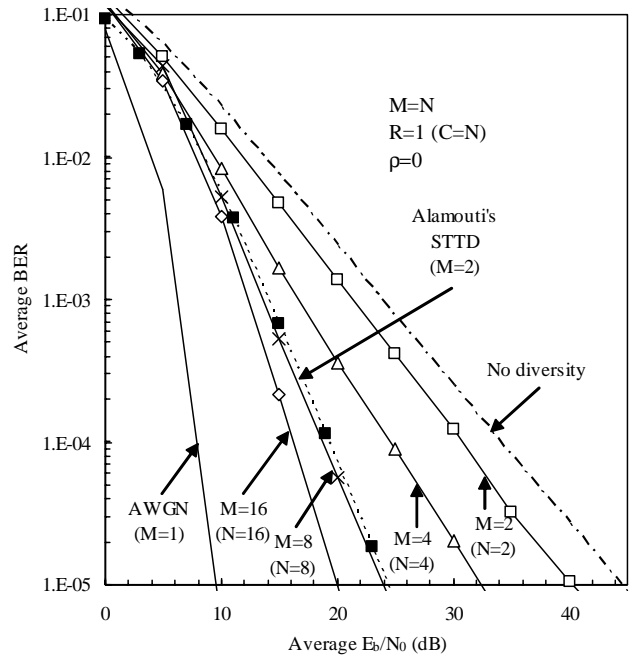
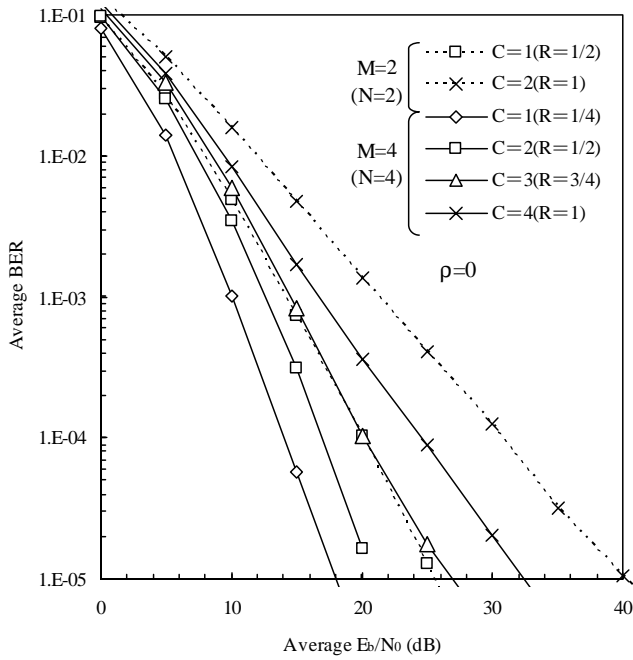
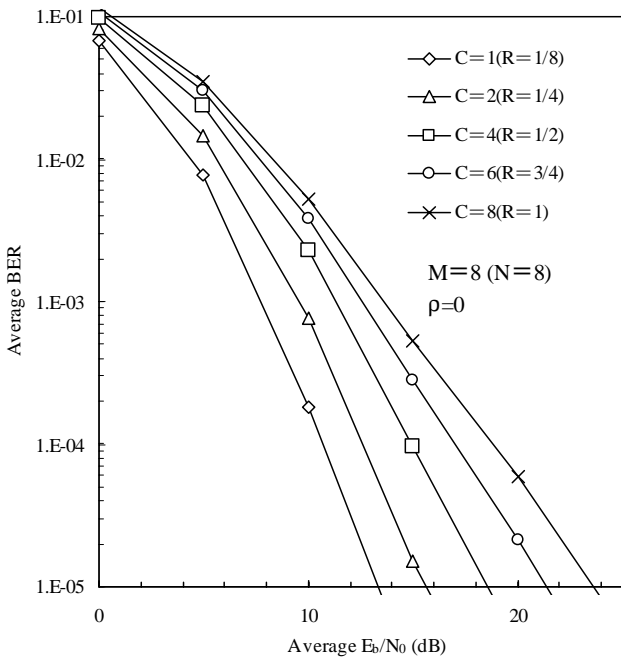


図 5 多重数と同じ送信アンテナを用いる時の BER 特性 ($C=M=N$)

図 6 に, 送信アンテナ数 $M=2, 4, 8$ の場合の, コード多重数 C をパラメータとしてプロットした平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す. 図 6(a)より, 送信アンテナ数が 2, 4 の場合ともコード多重数 C を小さく (R を小さく) するほど, 特性は改善されていくのが分かる. これは, コードチャネル間の直交性の崩れによるコード間干渉量が少なくなるためである. また, 伝送効率 $R=1/2(M=2)$ の場合は $C=1$, $M=4$ の場合は $C=2$) において, 送信アンテナ数が 2 と 4 の場合を比較すると, 送信アンテナ数 $M=4$ の方が BER 特性は優れている. つまり, 伝送効率 R が等しいという条件下では, 図 5 にも示されていた通り, アンテナ数 $M($ 直交符号長 $N)$ が大きい(長い)場合の方が, コード間干渉の影響より空間ダイバーシチの効果の方が大きいので, BER を低減できることが分かる.



(a) 送信アンテナ数=2, 4



(b) 送信アンテナ数=8

図 6 コード多重数の影響 ($M=2, 4, 8$)

図 7 に受信 $E_b/N_0=20\text{dB}$ における、アンテナ間のフェージング相関 ρ に対する BER 特性を示す。図 7 より、フェージング相関 ρ が大きくなるに従って、はじめ BER 特性は改善されるが、更にフェージング相関を大きくすると、その後特性は劣化していくのが分かる。フェージング相関が大きくなるほど、各送信信号は同じようなフェージング変動を受けるようになるため、コードチャンネル間の直交性の崩れに起因したコード間干渉は小さくなるが、逆に空間ダイバーシチ効果は小さくなってしまふ。従って、BER 特性が改善されていく場合は、前者の影響が後者より大きいことが原因で BER は低減されていくと考えられる。反対に、特性が劣化していく場合は、

後者が前者の影響より大きくなるためである。

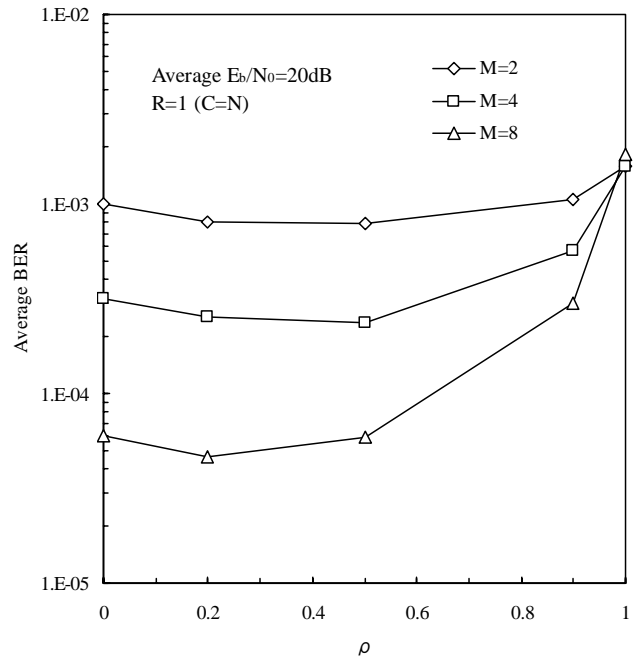


図 7 アンテナ間のフェージング相関の影響 (受信 $E_b/N_0=20\text{dB}$)

次に、送信アンテナ数 M が直交符号長 N 以下の STCMTD の特性を図 8, 9 に示す。

図 8 に、送信アンテナ数 2 のままで、直交符号長 $N(=C)$ を変化させた場合の STCMTD の BER 特性を示す。 $D=\infty$ (無限大) とし、フェージングの時間相関がゼロになるぐらい、送信信号 $\{s_m(t); m=0 \sim N-1\}$ を時間的に十分離れた場合を仮定した。アンテナ間のフェージング相関 $\rho=0$ である。比較のために、送信アンテナ数が 2 の Alamouti 方式の特性も併せて示す。図 8 より、直交符号長 N を長くする程、空間及び時間ダイバーシチ効果によって BER 特性は大きく改善されていくのが分かる。Alamouti 方式と比較すると、 $N=8$ の時に平均受信 $E_b/N_0 > \text{約 } 9\text{dB}$ の領域でほぼ同様の特性を示し、符号長 $N > 8 (N=16, 128)$ の場合には、平均受信 E_b/N_0 が約 $6\text{dB} (N=16)$, 約 $5\text{dB} (N=128)$ 以上の領域で優れた BER 特性を得られることが分かる。つまり、STCMTD は、時間ダイバーシチの概念を取り入れることで、2 本の送信アンテナ ($M=2$) であっても Alamouti の送信ダイバーシチを超える改善効果を得ることができる。

フェージングの時間相関の影響を調べるため、パラメータ D を変化させた時の、送信アンテナ数 2 の STCMTD の BER 特性を図 9 に示す。直交符号長 N 及びコード多重数 C は 16 とし、直並列変換後のシンボル長 CT で正規化した最大ドップラー周波数 $f_D CT = 0.0064$ とした。これは、搬送波周波数を 5GHz , 直並列変換前のシンボルレート $1/T=240\text{ksp}$ とすると、移動局の移動速度は約 21km/h に相当する。 D を大きくするほど、時間差をつけた各送信信号 $\{s_m(t); m=0 \sim N-1\}$ は異なるフェージング変動を受けるようになる。つまり、フェージングの時間相関は小さくなる。その結果、時間ダイバーシチの効果が大きくなり、BER 特性は改善していくのが図 9 より分かる。 $D=20(40)$ の場合で、Alamouti 方式と比較すると、それぞれ平均受信 $E_b/N_0 > \text{約 } 13(11)\text{dB}$ の領域で優れた BER 特性を得られることが分か

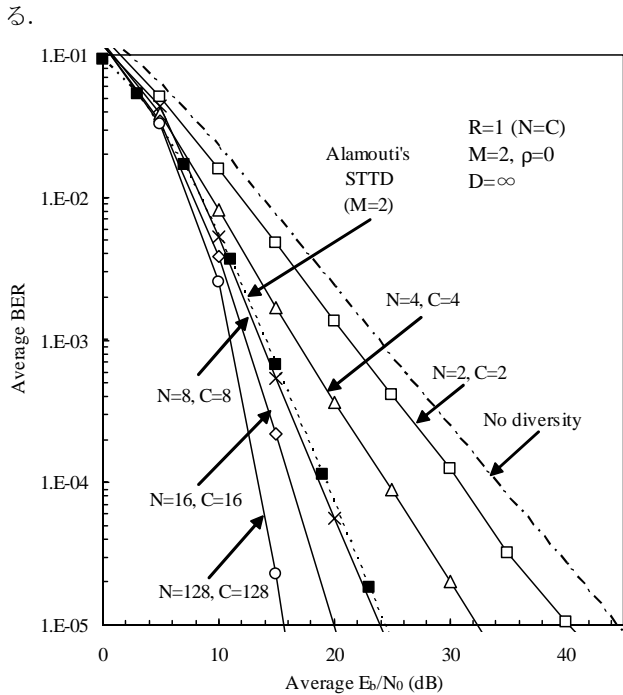


図 8 送信アンテナ数 2 で直交符号長 N を変化させた時の BER 特性 ($N=C$)

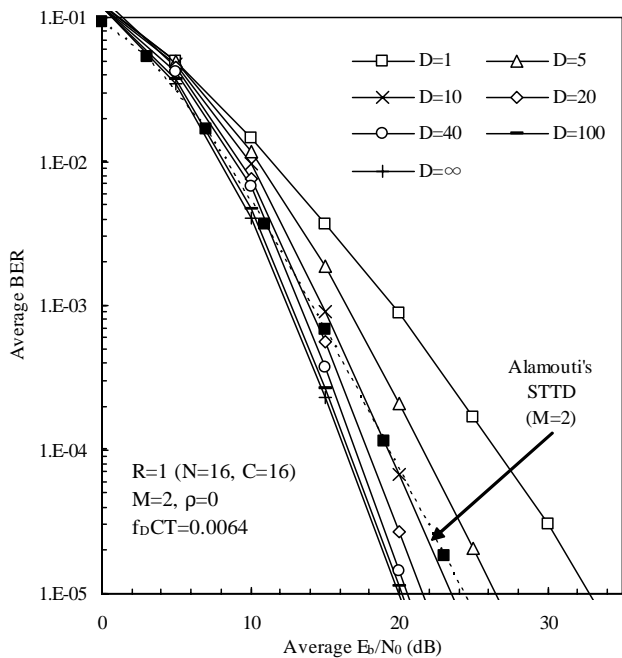


図 9 フェージングの時間相関の影響 (D の影響)

4. むすび

本論文では、Alamouti の時空間符号化送信ダイバーシチ (STTD) と構造が異なる新しい時空間ブロック符号化多重送信ダイバーシチ (STCMTD) を提案した。STCMTD は、時間ダイバーシチの概念を取り入れることで、2 本の送信アンテナ ($M=2$) であっても Alamouti の送信ダイバーシチを超える改善効果を得ることができるのが大きな特徴である。周波数非選択性レイリーフェージング環境下での STCMTD の平均ビット誤り率特性を計算機シミュレーションで明らかにし、

Alamouti の STTD を超える改善効果を得ることができることを示した。

文献

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE Journal on Select. Areas Commun., vol.16, no.8 pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," IEEE Trans. Inform. Theory, vol.45, no.5, pp.1456-1467, July 1999.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," IEEE Journal on Select. Areas Commun., vol.17, no.17 pp.451-460, March 1999.
- [4] R. T. Derrery, S. D. Gray, D. M. Ionescu, G. Mandyam and B. Raghathan, "Transmit diversity in 3G CDMA systems," IEEE Commun. Mag. April 2002.
- [5] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA system," Proc. IEEE GLOBECOM'93, Nov. 1993, pp. 1723-1728.
- [6] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 48, pp. 1584-1595, Sept. 1999.