

平成 21 年 5 月 8 日現在

研究種目：基盤研究（C）

研究期間：2006～2008

課題番号：18560362

研究課題名（和文） 周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチに関する研究

研究課題名（英文） Frequency-domain space-time coded transmit diversity

研究代表者

安達 文幸（ADACHI FUMIYUKI）

東北大学・大学院工学研究科・教授

研究者番号：90323055

研究成果の概要：

超高速無線伝送では厳しい符号間干渉（ISI）が発生することから、ISI の低減が重要な技術課題であり、周波数領域等化とアンテナダイバーシチが期待されている。本研究では周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ（周波数領域 STBC-JTRD）、分散アンテナネットワーク（DAN）、トムリンソン・原島前置等化（THP）と FDE とを結合した周波数領域送受信結合等化に関する研究を行った。

交付額

（金額単位：円）

	直接経費	間接経費	合計
2006 年度	1,200,000	0	1,200,000
2007 年度	1,100,000	330,000	1,430,000
2008 年度	1,100,000	330,000	1,430,000
年度			
年度			
総計	3,400,000	660,000	4,060,000

研究分野：工学

科研費の分科・細目：電気電子工学 通信ネットワーク工学

キーワード：時空間符号化，等化，移動無線，パケット通信，移動通信ネットワーク

1. 研究開始当初の背景

広帯域無線チャンネルは、遅延時間の異なる多数の伝搬路（パス）から構成される周波数選択性フェージングチャンネルであるのが特徴であり、符号間干渉（ISI）によって伝送特性が大幅に劣化してしまう。これを解決する重要な技術として、送信側で時空間符号化して複数アンテナより送信する時空間符号化送信ダイバーシチと周波数領域等化（受信 FDE）とがある。次世代無線システムでは下りリンクの高速化が重要になる。受信 FDE では高速フーリエ変換（FFT）や逆高速フーリエ変換（IFFT）などの演算が必要となるので、小型・低消費電力化が重要な移動端末でこのような受信 FDE を用いるのは実用上、大変な困難を伴う。それ故、演算量の多い FDE とダイバーシチ合成に必要な信号処理を全て基地局に集

中させることで移動端末の小型化を図りつつ高信頼な超高速無線伝送を実現する新しい無線技術が求められていた。また、多数のアンテナを空間的に十分離して配置することで、周波数選択性フェージングだけでなくシャドウイングや伝搬損失の変動の影響をも低減する分散アンテナネットワークが注目されてきた。

2. 研究の目的

任意の本数のアンテナを基地局側に集中できる、送信 FDE と時空間符号化送受信ダイバーシチを一体化した周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチ（周波数領域 STBC-JTRD）を提案し、そのビット誤り率（BER）特性やスループット特性を明らかにする。さらに、多数のアンテナを空間的に十分離れた分散アンテ

ネットワーク (DAN) やトムリンソン・原島前置等化などと FDE との併用に関する基礎的研究を行う。

3. 研究の方法

理論解析とそれにもとづくモンテカルロ数値計算により周波数領域 STBC-JTRD の効果を明らかにし、実際に近いチャネルモデルを用いて信号伝送する計算機シミュレーションを行って理論解析の妥当性を示している。

4. 研究成果

(1) STBC-JTRD 信号伝送系

(N_t, N_r) STBC-JTRD を用いる MC-CDMA を考える。送信アンテナ数は N_t , 受信アンテナ数は N_r 本である。送信局では、送信シンボル系列に拡散率 SF の拡散符号 $\{c(t); t=0 \sim SF-1\}$ を乗算した後、 N_c チップのブロックに分け、 Q ブロック毎に STBC-JTRD 符号化を行って $I \times N_t$ ブロックの STBC-JTRD 符号化送信ブロックを生成し (図 1), N_c ポイント IFFT を用いて N_t 個の STBC-JTRD 符号化 MC-CDMA 信号を生成する。なお、 Q は 1 符号語に含まれる情報データブロック数、 I は符号語ブロック長をそれぞれ表している。各受信アンテナ数と Q, I および符号化率 R との関係を表 1 に示す。符号化ブロックにガードインターバル (GI) を付加して送信する。

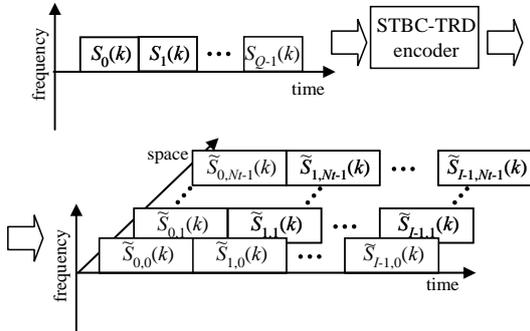


図 1 STBC-TRD 送信符号化 (第 k サブキャリア)

受信局では各受信アンテナの受信信号から GI を取り除いた後に N_c ポイント FFT を適用し N_c 個のサブキャリア成分に分解して STBC-JTRD 復号する。その後逆拡散を行い、最後にデータ復調を行う。STTD では送信アンテナ数が 3 以上のとき伝送レートの低下を招いてしまうが、提案方式は伝送レートの低下なしに任意の本数の送信アンテナを用いることができる。しかし、3 アンテナ以上の受信アンテナを用いる場合、符号化率は $3/4$ となる。以下では、一般性を失うことなく、 Q ブロックのデータシンボル $\{d(u); u=0 \sim (QN_c/SF)-1\}$ を送信するものとする。

表 1 受信アンテナ数 N_r と情報ブロック数 Q , 符号ブロック長 I および符号化率 R の関係

N_r	Q	I	R
2	2	2	1
3	3	4	3/4
4	3	4	3/4

(2) STBC-JTRD 符号化

第 q 番目の情報ブロックの第 k サブキャリア成分は次式のように表される。

$$S_q(k) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} c((k+qN_c) \bmod SF) d\left(\left\lfloor \frac{k+qN_c/SF}{SF} \right\rfloor\right) \quad (1)$$

$$q = 0 \sim (Q-1), k = 0 \sim N_c - 1$$

ここで、 P は送信電力を表し、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数である。ここで第 n 送信アンテナから送信される第 i 送信符号化ブロックの第 k サブキャリア成分を $\tilde{S}_{i,n}(k)$ で表す。STBC-TRD 符号化は次式のように表される。

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_0(k) \\ \tilde{S}_1(k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{C_2(k)}} \begin{pmatrix} S_0(k)\mathbf{H}_0^*(k) + S_1(k)\mathbf{H}_1^*(k) \\ S_0^*(k)\mathbf{H}_1^*(k) - S_1^*(k)\mathbf{H}_0^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=2 \quad (2-a)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_0(k) \\ \tilde{S}_1(k) \\ \tilde{S}_2(k) \\ \tilde{S}_3(k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{C_3(k)}} \begin{pmatrix} S_0(k)\mathbf{H}_0^*(k) + S_1(k)\mathbf{H}_1^*(k) + S_2(k)\mathbf{H}_2^*(k) \\ S_0^*(k)\mathbf{H}_1^*(k) - S_1^*(k)\mathbf{H}_0^*(k) \\ S_0^*(k)\mathbf{H}_2^*(k) - S_2^*(k)\mathbf{H}_0^*(k) \\ S_1^*(k)\mathbf{H}_2^*(k) - S_2^*(k)\mathbf{H}_1^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=3 \quad (2-b)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_0(k) \\ \tilde{S}_1(k) \\ \tilde{S}_2(k) \\ \tilde{S}_3(k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{C_4(k)}} \begin{pmatrix} S_0(k)\mathbf{H}_0^*(k) + S_1(k)\mathbf{H}_1^*(k) + S_2(k)\mathbf{H}_2^*(k) \\ S_0^*(k)\mathbf{H}_1^*(k) - S_1^*(k)\mathbf{H}_0^*(k) + S_2(k)\mathbf{H}_3^*(k) \\ S_0^*(k)\mathbf{H}_2^*(k) - S_1(k)\mathbf{H}_3^*(k) - S_2^*(k)\mathbf{H}_0^*(k) \\ S_0(k)\mathbf{H}_3^*(k) + S_1^*(k)\mathbf{H}_2^*(k) - S_2^*(k)\mathbf{H}_1^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=4 \quad (2-c)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{S}}_i(k) = [\tilde{S}_{i,0}(k), \tilde{S}_{i,1}(k), \dots, \tilde{S}_{i,N_t-1}(k)]^T$ である ($i=0 \sim (I-1)$)。また、 $\mathbf{H}_m(k) = [H_{m,0}(k), H_{m,1}(k), \dots, H_{m,N_t-1}(k)]^T$ であり ($m=0 \sim (N_r-1)$)、 $H_{m,n}(k)$ は第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナとの間を結ぶチャネル利得を表す。また、 $C_{N_r}(k)$ は各ブロックの送信電力を一定にするための正規化係数であり、次式で与えられる。

$$C_{N_r}(k) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 \quad (3)$$

次式のように、 N_c -ポイント IFFT を適用して STBC-JTRD 符号化された MC-CDMA 信号を生成する。

$$\tilde{\mathbf{s}}_i(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\mathbf{S}}_i(k) \exp\left(j \frac{2\pi k}{N_c} t\right) \quad (4)$$

$$i = 0 \sim (I-1), k = 0 \sim N_c - 1$$

これにガードインターバル (GI) を付与して送信する。

(3) STBC-JTRD復号

送信信号は、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して N_r 本の受信アンテナで受信される。フェージング変動は十分に緩慢であるとし、1 符号語間にわたってチャネル利得が変動しないブロックフェージングを仮定している。フェージングチャネルは遅延時間の異なる L 個の離散パスから構成され、パス l の遅延時間 τ_l はFFT/IFFTサンプリング周期の整数倍であるものとする。 $\mathbf{H}_m(k)$ は、各送信アンテナと第 m 番目受信アンテナとを結ぶチャネルのパス利得行列 $\mathbf{h}_{m,l}=[h_{m,l,0}, h_{m,l,1}, \dots, h_{m,l,N_r-1}]^T$ を用いて次式のように表される。

$$\mathbf{H}_m(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{m,0} & \dots & \mathbf{h}_{m,l} & \dots & \mathbf{h}_{m,L-1} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi k\tau_l/N_c) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi k\tau_{L-1}/N_c) \end{bmatrix} \quad (5)$$

第 i 受信ブロックにおける第 m 受信アンテナ($m=0 \sim N_r-1$)の受信信号を $r_{i,m}(t)$ で表すと、受信信号は次式のようになる。

$$r_{i,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_{m,l}^T \tilde{\mathbf{s}}_i(t - \tau_l) + \eta_{i,m}(t) \quad (6)$$

ここで、 $\eta_{i,m}(t)$ は第 i 受信ブロックにおける第 m 受信アンテナにおける平均0で分散 $2N_0/T_c$ の加法性白色ガウス雑音(AWGN)を表す。なお、 N_0 はAWGNの片側電力スペクトル密度を表す。

受信信号に N_c ポイントFFTを適用することにより、次式のように N_c 個のサブキャリア成分に分解する。

$$R_{i,m}(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} r_{i,m}(t) \exp\left(-j\frac{2\pi t}{N_c}k\right) \quad (7)$$

式(7)に式(6)を代入して第 i 番目受信ブロックの第 k サブキャリア成分 $R_{i,m}(k)$ を求めると、次式のようになる。

$$R_{i,m}(k) = \mathbf{H}_m^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_i(k) + N_{i,m}(k) \quad (8)$$

ここで、 $N_{i,m}(k)$ は次式で与えられる雑音成分であり、平均0で分散 $2N_0/N_c T_c$ のガウス変数である。

$$N_{i,m}(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{i,m}(t) \exp\left(-j\frac{2\pi t}{N_c}k\right) \quad (9)$$

次に、 $R_{i,m}(k)$ を用いて次式に示すような

STBC-JTRD復号を行う。

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) \end{pmatrix} \text{ for } N_r=2 \quad (10-a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \\ \hat{S}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) + R_{2,2}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) + R_{3,2}^*(k) \\ R_{0,2}(k) - R_{2,0}^*(k) - R_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \text{ for } N_r=3 \quad (10-b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \\ \hat{S}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) + R_{2,2}^*(k) + R_{3,3}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) - R_{2,3}^*(k) + R_{3,2}^*(k) \\ R_{0,2}(k) + R_{1,3}^*(k) - R_{2,0}^*(k) - R_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \text{ for } N_r=4 \quad (10-c)$$

上式に式(7)を代入し、更に式(2)を用いると次式を得る。

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \end{pmatrix} = \sqrt{C_2(k)} \begin{pmatrix} S_0(k) \\ S_1(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{0,0}(k) + N_{1,1}^*(k) \\ N_{0,1}(k) - N_{1,0}^*(k) \end{pmatrix} \text{ for } N_r=2 \quad (11-a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \\ \hat{S}_2(k) \end{pmatrix} = \sqrt{C_3(k)} \begin{pmatrix} S_0(k) \\ S_1(k) \\ S_2(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{0,0}(k) + N_{1,1}^*(k) + N_{2,2}^*(k) \\ N_{0,1}(k) - N_{1,0}^*(k) + N_{3,2}^*(k) \\ N_{0,2}(k) - N_{2,0}^*(k) - N_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \text{ for } N_r=3 \quad (11-b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \\ \hat{S}_2(k) \end{pmatrix} = \sqrt{C_4(k)} \begin{pmatrix} S_0(k) \\ S_1(k) \\ S_2(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{0,0}(k) + N_{1,1}^*(k) + N_{2,2}^*(k) + N_{3,3}^*(k) \\ N_{0,1}(k) - N_{1,0}^*(k) - N_{2,3}^*(k) + N_{3,2}^*(k) \\ N_{0,2}(k) + N_{1,3}^*(k) - N_{2,0}^*(k) - N_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \text{ for } N_r=4 \quad (11-c)$$

上式は、受信側でチャネル情報を必要とせずに N_r ブランチMRC受信ダイバーシチ合成を行えることを示している。

この後、次式に示すように逆拡散を行うことにより送信シンボル系列 $\{d(u); u=0 \sim (QN_c/SF)-1\}$ に対応する軟判定値系列 $\{\hat{d}(u)\}$ を得る。

$$\hat{d}(u+qN_c/SF) = \sum_{u=SF}^{(u'+1)SF-1} \hat{S}_q(k) c^*(k \bmod SF) \quad (12)$$

$$, q=0 \sim Q-1, u'=0 \sim N_c/SF-1$$

(4) 条件付BERの導出

シングルコード伝送時において、送信アンテナ数が N_t で受信アンテナが数 N_r のときの

(N_r, N_t) STBC-JTRD の条件付 BER を導出する。一般性を失うことなく、QPSK データ変調を仮定し、送信データとしてすべて”1”を送信した場合を考える。チャネル利得 $\{\mathbf{H}_m(k), m=0 \sim (N_r-1)\}$ が与えられた時の条件付 BER は次式となる。

$$p_b\left(\frac{E_s}{N_0}, \{\mathbf{H}_m(k)\}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{1}{2} \gamma\left(\frac{E_s}{N_0}, \{\mathbf{H}_m(k)\}\right)}\right] \quad (13)$$

ここで、 $E_s = P N_c T_c$ は 1 シンボルあたりの信号エネルギーであり、 $\operatorname{erfc}[x] = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ は誤差補関数である。また、 $\gamma(E_s/N_0, \{\mathbf{H}_m\})$ は瞬時信号電力対雑音電力比 (SNR) であり、式 (11) および式 (12) より次式で表される (導出略)。

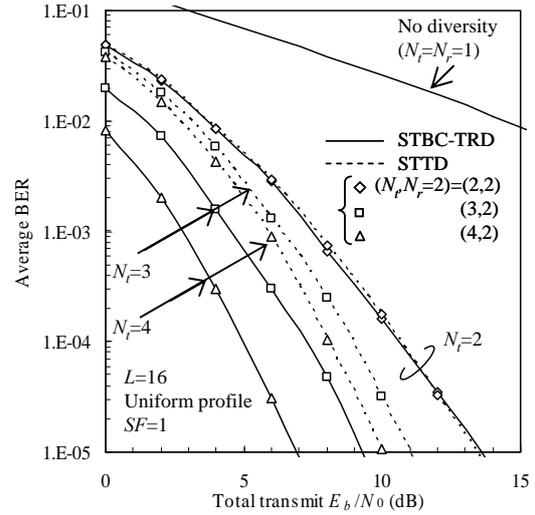
$$\gamma\left(\frac{E_s}{N_0}, \{\mathbf{H}_m\}\right) = \frac{1}{N_r} \frac{E_s}{N_0} \frac{1}{SF} \times \left(\sum_{k=uSF}^{(u+1)SF-1} \sqrt{\frac{1}{SF} \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{m,n}|^2} \right)^2 \quad (14)$$

すべての $\{\mathbf{H}_m(k), m=0 \sim (N_r-1)\}$ について式 (14) を平均することで平均 BER が求められる。

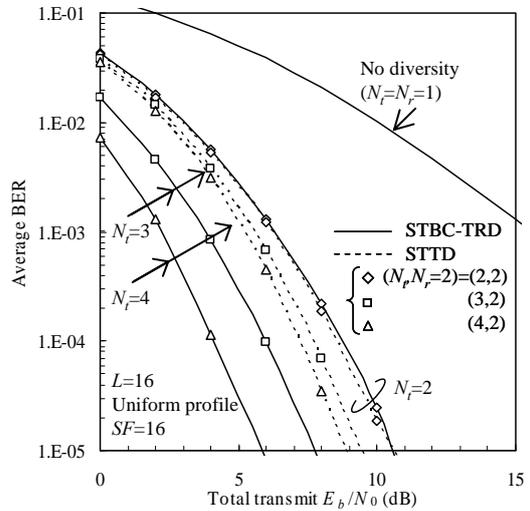
(5) BER 特性に関する数値計算および計算機シミュレーション結果

256 サブキャリアの MC-CDMA に STBC-JTRD を用いた場合の平均 BER の理論値を、条件付 BER を用いるモンテカルロ数値計算で求めた。また、計算機シミュレーションにより STBC-JTRD 信号伝送を行って平均 BER を測定し、理論検討の妥当性を示した。チャネルのパス数は $L=16$ で FFT/IFFT サンプリグ周期を T_c としたときパス l の遅延時間が $\tau_l = lT_c$ で、一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性レイリーフェージングを仮定している。また、チャネル推定は理想としている。

受信アンテナ数を $N_r=2$ としたときに送信アンテナ数 N_t をパラメータとしてプロットした BER 特性のシミュレーション結果を図 2 に示す。 $N_r=2$ のときは STBC-JTRD と STTD で同じ BER 特性であるが、 $N_r=3, 4$ では STTD より優れた BER 特性が得られることが分かる。また、 $N_r=3, 4$ のときの STTD では伝送レートが $3/4$ になってしまうが、STBC-JTRD では伝送効率は劣化しない。また、 $SF=16$ の場合においても STBC-JTRD が STTD よりも優れた BER 特性が得られている。



(a) $SF=1, N_r=2$



(b) $SF=16, N_r=2$

図 2 STBC-JTRD と STTD との比較

(6) スループット特性に関する計算機シミュレーション結果

STBC-JTRD におけるターボ符号化 HARQ のスループット特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。符号化には 2 つの (13, 15) 再帰的組織畳込み (RSC) 符号器からなるチャネル符号化率 $R_c=1/3$ のターボ符号器を用い、パリティ系列をバンクチャすることで符号化率 $R_c=1/2$ のターボ符号を生成した。比較のため、従来の時空間ブロック符号化送信ダイバシティ (STTD) のスループット特性も示した。STBC-JTRD と STTD の送信アンテナ数および受信アンテナ数と符号化率の関係を表 2 にまとめる。

STBC-JTRD と従来の STTD との比較を、送信アンテナ数および受信アンテナ数をパラメータとして、それぞれ図 3(a) および (b) に示す。図 3(a) より、 $N_r > 2$ のとき、STBC-JTRD は STTD よりも優れたスループット特性を与えることが分かる。これは STTD の受信 SNR が

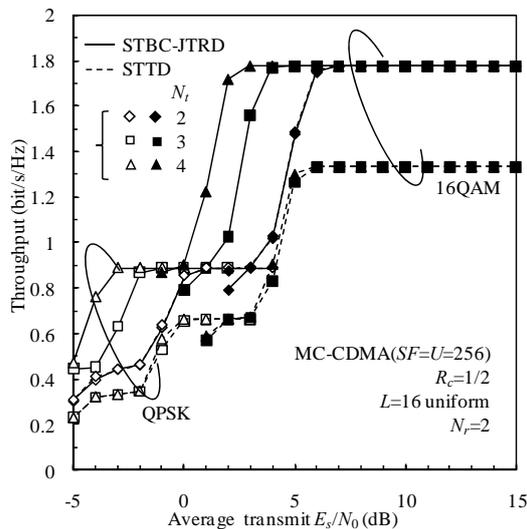
STBC-JTRD の受信 SNR の $1/N_r$ 倍になるためである。また、STTD では $N_r > 2$ とすると伝送効率が $3/4$ に低下してしまうが、STBC-JTRD では送信アンテナ数をいくら増加させても伝送効率の低下は発生しない。

表 2 STBC-JTRD と STTD

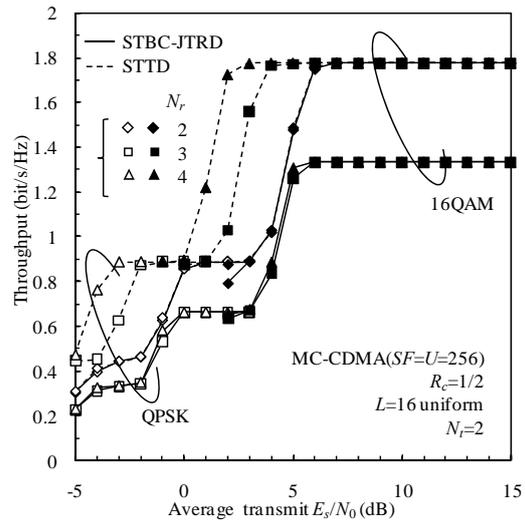
Diversity scheme	No. of transmit antennas, N_t	No. of receive antennas, N_r	CSI Required at	Coding rate, R_s
STBC-JTRD	Arbitrary	1, 2	Transmitter side	1
		3, 4		$3/4$
STTD	1, 2	Arbitrary	Receiver side	1
	3, 4			$3/4$

一方、受信アンテナを増加させた場合、送信アンテナ数を増加させたときと異なり、 $N_r > 2$ において STTD の方が STBC-JTRD よりも優れたスループット特性を与えることが分かる。これは、送信アンテナ数を増加させた場合とは逆に N_r 本の受信アンテナを用いる STBC-JTRD のアンテナ合成後の受信 SNR は N_r 本の受信アンテナを用いる STTD と比較して $1/N_r$ 倍になるためである。

また、3 本以上の受信アンテナを用いる場合、STBC-JTRD では伝送効率が $3/4$ になってしまう。このことから STBC-JTRD は送信側にアンテナを集中した方が優れたスループット特性を実現できるため下りリンク伝送に適しており、STTD は受信機のアンテナ数の増加が容易な上りリンクに適していると言える。



(a) 送信アンテナ数の影響 ($N_r=2$)



(b) 受信アンテナ数の影響 ($N_t=2$)

図 3 STBC-JTRD と STTD の比較

(7) まとめ

周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ (STBC-JTRD) を提案し、その BER 特性を理論検討および計算機シミュレーションによって明らかにした。STBC-JTRD では任意のアンテナ数の送信ダイバーシチを実現できる。しかし、受信アンテナ数を 3 本、4 本とすると伝送レートは $3/4$ となる。一方、良く知られた STTD では伝送効率を犠牲にしないのは送信アンテナ数が 2 本までであるが、受信アンテナ数 N_r は任意である。

以上では 4 本の送信アンテナを用いる周波数領域 STBC-JTRD について述べたが、本研究では、5 本の受信アンテナまで拡張した下りリンクに STBC-JTRD を用い、上りリンクに STTD を用いれば、多数の送受信アンテナを基地局だけに配置して、移動局の複雑性を増加させることなく上下リンクの伝送で大きなダイバーシチ利得を得ることができる。

周波数領域 STBC-JTRD では狭い範囲に集中させた多数の送受信アンテナを用いているが、これらを十分離す分散アンテナネットワーク (DAN) についても基礎検討を行った。同一周波数を距離の離れたセルで再利用するセルラー DAN では、分散アンテナ数を増やすにつれて従来のセルラーシステムよりも高い周波数利用効率を達成できる。その他、トムリンソン・原島前置等化 (THP) と FDE とを結合した周波数領域送受信結合等化やランダム送信電力制御 (TPC) と周波数領域等化 (FDE) との併用に関する研究も行った。

5. 主な発表論文等

〔雑誌論文〕 (計 4 件)

- ① F. Adachi, A. Nakajima, K. Takeda, L. Liu, H. Tomeba, T. Yui, and K. Fukuda

Frequency-domain Equalization for block CDMA Transmission, European Transactions on Telecommunications, 19, 553-560, 2008, 査読有

- ② E. Kudoh, H. Ito, Z. Wang, and F. Adachi, Combined Effect of Random Transmit Power Control And Inter-Path Interference Cancellation on DS-CDMA Packet Mobile Communications, IEICE Trans. Fundamentals, E91-A, 1589-1596, 2008, 査読有
- ③ H. Sato, K. Takeda, and F. Adachi, DS-CDMA Downlink Site Diversity with Frequency-Domain Equalization and Antenna Diversity Reception, IEICE Trans. Commun., E90-B, 3591-3597, 2007, 査読有
- ④ H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, Frequency-domain Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity for Direct-Sequence Spread Spectrum Signal Transmission, IEICE Trans. Commun., E90-B, pp. 597-606, 2007, 査読有

[学会発表] (計6件)

- ① 留場宏道, 安達文幸, 時空間ブロック符号化送受信ダイバーシチのスループット特性, 信学会無線通信システム研究会, 2009年3月4日, 横須賀
- ② H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Antenna Diversity Using More Than 4 Receive Antennas, 2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), 2008年9月22日, Calgary, Canada
- ③ H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, Space-Frequency Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity for Multi-carrier transmission, The 11th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2008), 2008年9月8日, Lapland, Finland
- ④ H. Matsuda, H. Tomeba, and F. Adachi, Channel Capacity of Distributed Antenna System Using Maximal Ratio Transmission, The 5th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2008), 2008年8月21日, 仙台
- ⑤ F. Adachi, A. Nakajima, K. Takeda, L. Liu, H. Tomeba, and K. Fukuda, Frequency-domain Equalization for Block CDMA Transmission, Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS),

2007年5月7日, Herrsching, ドイツ

- ⑥ H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, Frequency-domain Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity for The Single Carrier Transmission, IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS2006), 2006年10月30日, シンガポール

[その他]

ホームページ等

<http://www.mobile.ecei.tohoku.ac.jp>

6. 研究組織

(1) 研究代表者

安達 文幸

東北大学・大学院工学研究科・教授

研究者番号：90323055

(2) 研究分担者

工藤 栄亮

東北大学・大学院工学研究科・准教授

研究者番号：80344696

(3) 連携研究者

なし