

マルチセル環境下における シングルキャリア MIMO 空間多重/ダイバーシチ切替え法の検討

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 送受信アンテナを複数用いる Multiple-Input Multiple-Output(MIMO)通信は、空間多重度を高くすれば伝送レートの向上を狙えるが、ダイバーシチ次数が低くなるので伝搬環境が劣悪な場合にはスループットが低下してしまう。伝搬環境の変化に適応して MIMO 空間多重度を可変することによって、その環境下で実現可能な最大スループットを達成できる。筆者らは、セルラーネットワークの上りリンクスループット向上を狙って、適応シングルキャリア(SC)MIMO 空間多重に関する検討を行っている。本稿では、その第一歩として、フル空間多重度の周波数領域空間分割多重(FD-SDM)とフルダイバーシチ次数の周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチ(FD-STTD)とを切替える SC-MIMO 空間多重/ダイバーシチ適応切替えについて検討している。モンテカルロ数値計算手法により、マルチセル環境下における SC-MIMO 空間多重/ダイバーシチ適応切り替えのスループット特性を明らかにしている。

キーワード MIMO, 空間多重, ダイバーシチ, マルチセル環境, 切替え

Study on Single-carrier MIMO Spatial Multiplexing/Diversity Switching Method in a Multi-cell Environment

Ryo NAGAOKA[†] Shinya KUMAGAI[†] Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiya 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 Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) which uses multiple transmit and receive antennas can increase the maximum transmission rate by setting the spatial multiplexing order high, but the throughput degrades in a poor propagation environment due to low spatial diversity order. By adaptively changing the spatial multiplexing order according to changing propagation environment, the maximum throughput achievable in the present propagation environment can always be obtained. We have been studying single-carrier (SC)-MIMO adaptive multiplexing for the uplink access in a cellular network. In this paper, as the first step, we study a SC-MIMO multiplexing/diversity adaptive switching, which switches between the frequency-domain space division multiplexing (FD-SDM) with full spatial multiplexing order and the frequency-domain space-time block coded transmit diversity (FD-STTD) with full diversity order. The throughput performance achievable with SC-MIMO multiplexing/diversity adaptive switching in a multi-cell environment is evaluated by Monte Carlo numerical computation method.

Keyword MIMO, spatial multiplexing, diversity, multi-cell environment, switching

1. はじめに

複数のアンテナを送受信機で用いる Multiple-Input Multiple-Output(MIMO)通信[1]では、多重度数(データストリーム数)を可変することにより、空間多重とダイバーシチとの間を自由に行き来できる。極端な例は1ストリーム送信である。これは受信信号対雑音電力比(SNR)の最大化に重きを置くもので、フルダイバー

シチ次数を得ることができ、伝送品質改善効果を最大にできる。フルダイバーシチ伝送の代表は送受信アンテナダイバーシチ[2]である。もう一方の極端な例は、送信および受信アンテナのいずれか少ない本数に等しいストリーム数の送信を行うフル空間多重伝送である。これは通信品質の改善より伝送レート最大化に重きを置くもので、ダイバーシチ次数は最小になる。この代

表は空間分割多重(SDM)[3]である。SDMでは、各データストリームの伝送レートは同じであるから、帯域の拡大なしに伝送レートの向上が可能である。

ところで、広帯域移動無線チャンネルは、伝搬損失、シャドウイング損失、周波数選択性フェージングの3つで特徴づけられる[4]。セルラーネットワークでは、移動端末が無線セル端に近づくにつれて受信信号電力が低下する。また、セルラーネットワークでは、限られた周波数帯域を有効利用するために、同一周波数を異なる無線セルで繰り返し使用する。そのため、隣接セルからの干渉(CCI)が生じる。これらの影響により、特にセル端付近における受信信号電力対(干渉+雑音)電力比(SINR)が極端に低下してしまうが、ダイバーシチを用いることでセル端でも高品質通信が可能となる。一方、高 SINR が保証されるセル中央では空間多重を用いることで更なる通信速度の向上が期待できる。そこで、伝搬環境に適応して多重数を可変にできれば、伝搬環境が良くなるにつれ送信ストリーム数を増やすことができ、無線セル内のどこに端末がいても、その環境下で実現可能な最大データレートを常に達成可能である。このように伝搬環境の変化に適応して多重数とダイバーシチ次数のトレードオフを行う信号伝送を、本稿では適応 MIMO 空間多重と呼ぶ[5]。

本稿では、適応 MIMO 空間多重への第一歩として、適応 MIMO 空間多重の極端な例であるフル空間多重とフルダイバーシチとを切替える MIMO 空間多重/ダイバーシチ切替えの検討を行っている。周波数領域等化(FDE)[6, 7]を用いる上りリンクシングルキャリア(SC)伝送を対象に、フル空間多重伝送には最小平均二乗誤差に基づく信号分離(MMSED)による周波数領域空間分割多重(FD-SDM)[8]を、フルダイバーシチ伝送には周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチ(FD-STTD)[9, 10]を考える。空間多重/ダイバーシチの切替え規範について検討し、スループット特性で評価を行う。FD-STTD は、送信機でチャンネル情報(CSI)が不要であるにも関わらずフルダイバーシチ次数を獲得でき、端末の処理負担を低く抑えられるため、上りリンクに適している。

本稿の構成は以下のようになっている。まず第2章でマルチセル環境における上りリンク SC-MIMO 伝送のシステムモデルを示し、次いで第3章で FD-SDM と FD-STTD の伝送方式について述べる。そして第4章で切替え規範について述べ、第5章でスループット特性を示す。第6章はまとめである。

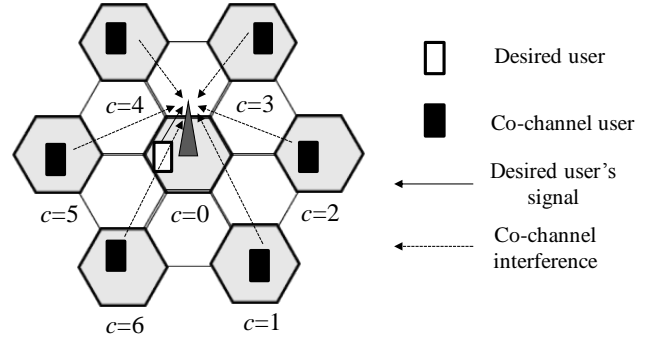


図1 ネットワークモデル($F=3$)

2. 上りリンク SC-MIMO ネットワークモデル

2.1. ネットワークモデル

セルラーネットワークにおける上りリンク SC-MIMO のネットワークモデルを図1に示す。中央のセル($c=0$)が対象とするセルであり、同一周波数を用いる周辺6セルからの CCIのみを考慮し、それより遠方に存在するセルからの CCIは十分小さく無視できるものとする。シングルユーザ環境を仮定しており、 N 本の送信アンテナを有する移動端末が各セルに様に発生するものとする。各セルの基地局は M 本の受信アンテナを有するものとする。

セルラーネットワークでは、使用可能な帯域が F 個に分割され、それぞれのセルに割り当てられる。この F をクラスタサイズと呼ぶ。 F が小さいと各セルに割り当てられる帯域は広がるが、CCIの影響が強くなる。また、 F が大きいと各セルに割り当てられる帯域は狭くなるが、CCIの影響は小さくなる。

2.2. チャンネルモデル

広帯域チャンネルは、距離に依存する伝搬損失、対数分布するシャドウイング損失および周波数選択性フェージングにより特徴づけられる。 L 個の離散パスから構成される周波数選択性チャンネルを仮定したとき、第 c セルにおける第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間のチャンネルのインパルス応答 $h_{m,n}^{(c)}(\tau)$ は次式で与えられる。

$$h_{m,n}^{(c)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{(c,l)} \cdot \delta(\tau - \tau_{m,n}^{(c,l)}) \quad (1)$$

ただし、

$$h_{m,n}^{(c,l)} = \sqrt{r_c^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_c/10}} \cdot g_{m,n}^{(c,l)} \quad (2)$$

ここで、 r_c 、 η_c 、および α はそれぞれ、第 c セルのユーザと第0セルの基地局間の距離、シャドウイング損失、および伝搬損失指数を表す。また、 $g_{m,n}^{(c,l)}$ および $\tau_{m,n}^{(c,l)}$ はそれぞれ、第 c セルユーザの第 n 送信アンテナと第0セルの基地局の第 m 受信アンテナ間の第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり、 $E\left[\sum_{l=0}^{L-1} |g_{m,n}^{(c,l)}|^2\right] = 1$ であるものとしている。

3. 信号伝送系

本章では、FD-SDM の送受信系について述べた後、FD-STTD 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 本の受信アンテナで受信する場合を考える。

3.1. FD-SDM

図2にFD-SDMの伝送系を示す。情報ビット系列に対し、直並列(S/P)変換を行い、 N 個のビット系列に変換し、各ビット系列をデータ変調する。そして、 N_c 個のデータシンボルから成る情報ブロックに対し、ブロック間干渉(ABI)の影響を避けるために、ブロックの末尾 N_g シンボルをコピーし、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等電力で信号を送信する。 $N \times 1$ 送信信号ベクトル $\mathbf{s}(t)$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{s}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{d}(t) \quad (3)$$

ここで、 E_s は送信シンボルエネルギー、 T_s はシンボル長を表す。 $\mathbf{d}(t) = [d_0(t), \dots, d_{N-1}(t)]^T$ は変調後の送信信号ベクトルを表す。なお、 $(\cdot)^T$ は転置演算子である。

送信信号はMIMOチャネルを伝搬し、受信機の M 本のアンテナで受信される。受信信号ブロックからCPを除去した後、 N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)により周波数領域受信信号ブロックに変換する。第 k 周波数における $M \times 1$ 受信信号ベクトル $\mathbf{R}(k) = [R_0(k), \dots, R_{M-1}(k)]^T$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(k) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \mathbf{r}(t) \exp\left(-j \frac{2\pi k}{N_c} t\right) \\ &= \mathbf{H}(k)\mathbf{S}(k) + \mathbf{I}(k) + \mathbf{N}(k), \quad (k=0 \sim N_c-1) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{H}(k)$ 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0セルの第 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。

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} H_{0,0}(k) & \cdots & H_{0,N-1}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M-1,0}(k) & \cdots & H_{M-1,N-1}(k) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$\mathbf{S}(k) = [S_0(k), \dots, S_{N-1}(k)]^T$ は第 k 周波数における $N \times 1$ 送信信号ベクトルを表す。 $\mathbf{I}(k) = [I_0(k), \dots, I_{M-1}(k)]^T$ は $M \times 1$ の周波数領域CCIベクトルであり、各要素は零平均で分散が $2\sigma_{CCI}^2$ の複素ガウス変数ある。 $\mathbf{N}(k) = [N_0(k), \dots, N_{M-1}(k)]^T$ は $M \times 1$ 周波数領域雑音ベクトルであり、各成分は平均0、分散 $2\sigma_{noise}^2$ の加法的白色ガウス雑音(AWGN)を表している。

$\mathbf{R}(k)$ に対してMMSE規範に基づく信号分離を行う。 $N \times M$ のMMSE重み行列 $\mathbf{W}(k)$ は次式で与えられる[8]。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(k) &= \mathbf{H}^H(k) \left(\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k) + (\sigma_{CCI}^2 + \sigma_{noise}^2) \left(\frac{1}{N} \cdot \frac{E_s}{T_s} \right)^{-1} \mathbf{E} \right)^{-1} \quad (6) \end{aligned}$$

ここで、 \mathbf{E} は $M \times M$ 単位行列を表す。また、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算子である。式(6)を式(4)に左から乗算することで、信号分離が可能となる。分離後の受信信号に対し、 N_c ポイント逆FFT(IFFT)を行い、時間領域信号に変換する。その後データ復調を行い、並直列(P/S)変換し信号の判定を行う。

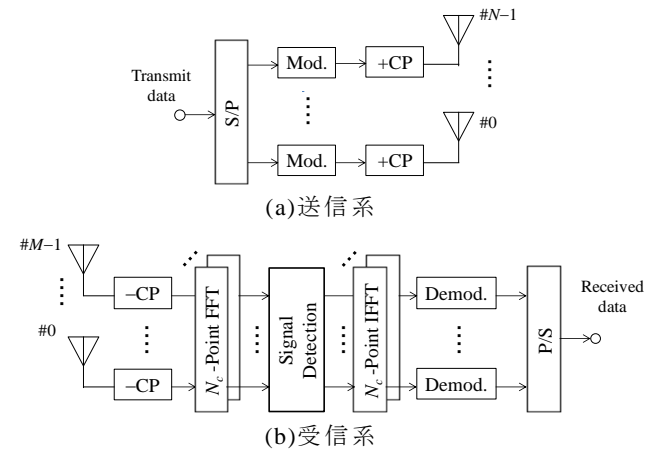


図2 FD-SDM 伝送系

3.2. FD-STTD

図3にFD-STTD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、周波数領域で時空間ブロック符号化(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、STTDは送信アンテナ本数を3本以上とすると符号化レートが低下し、送信アンテナ本数が2本のときに最良のスループット特性が得られることが知られている[11]ため、以下 $N=2$ の場合を用いて説明を行う。

N_c 個のデータシンボルから成る J 個のブロック $\{\bar{d}_j(t); t=0 \sim N_c-1\}$, $j=0 \sim J-1$ に対して N_c ポイントFFTを適用し、周波数領域上のデータシンボルブロック $\{\bar{D}_j(k); k=0 \sim N_c-1\}$, $j=0 \sim J-1$ に変換する。第 k 周波数における第 j 番目の周波数領域のデータシンボル $\bar{D}_j(k)$ は次式で与えられる。

$$\bar{D}_j(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \bar{d}_j(t) \exp\left(-j \frac{2\pi k}{N_c} t\right) \quad (7)$$

J 個の周波数領域データシンボルブロックにおける第 k シンボルベクトルに対してSTBC符号化を適用する。 $N=2$ における符号化後の $N \times Q$ の送信信号行列 $\bar{\mathbf{S}}(k)$

は次式で与えられる.

$$\bar{\mathbf{S}}(k) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{pmatrix} \bar{D}_0(k) & -\bar{D}_1^*(k) \\ \bar{D}_1(k) & \bar{D}_0^*(k) \end{pmatrix} \quad (8)$$

各送信信号ブロックに対して N_c ポイントの 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. その後 CP を挿入し, 信号を送信する.

送信信号は MIMO チャンネルを伝搬し, 受信機の M 本のアンテナで受信される. 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 k 周波数における第 q 番目の受信信号ベクトル $\bar{\mathbf{R}}_q(k) = [\bar{R}_{0,q}(k), \dots, \bar{R}_{M-1,q}(k)]^T$ は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_q(k) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \bar{\mathbf{r}}_q(t) \exp\left(-j \frac{2\pi k}{N_c} t\right) \\ &= \mathbf{H}(k) \bar{\mathbf{S}}_q(k) + \bar{\mathbf{I}}_q(k) + \bar{\mathbf{N}}_q(k), \quad (k=0 \sim N_c-1) \end{aligned} \quad (9)$$

$\bar{\mathbf{S}}_q(k) = [\bar{S}_{0,q}(k), \dots, \bar{S}_{N-1,q}(k)]^T$ の要素 $\bar{S}_{n,q}(k)$ は第 k 周波数における第 q 番目の送信信号ベクトルを表す.

$\bar{\mathbf{I}}_q(k) = [\bar{I}_{0,q}(k), \dots, \bar{I}_{M-1,q}(k)]^T$ は $M \times 1$ の第 k 周波数における第 q 番目の周波数領域 CCI ベクトルであり, 各要素は零平均で分散が $2\sigma_{CCI}^2$ の複素ガウス変数である. また, $\bar{\mathbf{N}}_q(k) = [\bar{N}_{0,q}(k), \dots, \bar{N}_{M-1,q}(k)]^T$ 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 $2\sigma_{noise}^2$ の AWGN を表している. $\bar{\mathbf{R}}_q(k)$ に対して次式の STBC 復号と FDE を同時に行う.

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{R}}_0^T(k) \bar{\mathbf{W}}_0^*(k) + \bar{\mathbf{R}}_1^H(k) \bar{\mathbf{W}}_1(k) \\ \bar{\mathbf{R}}_0^T(k) \bar{\mathbf{W}}_1^*(k) - \bar{\mathbf{R}}_1^H(k) \bar{\mathbf{W}}_0(k) \end{pmatrix} \quad (10)$$

ここで, $\hat{D}_j(k)$ は第 k 周波数における第 j ブロックの復号後受信信号成分であり, $\bar{\mathbf{W}}_n(k) = [\bar{W}_{0,n}(k), \dots, \bar{W}_{M-1,n}(k)]^T$ は第 k 周波数の第 n 送信アンテナにおける $M \times 1$ 重みベクトルである. $\bar{W}_{m,n}(k)$ は以下のように表される.

$$\bar{W}_{m,n}(k) = H_{m,n}(k) \cdot \hat{W}(k) \quad (11)$$

ここで, $H_{m,n}(k)$ は STTD 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, 次式で与えられる MMSE 規範に基づく重み[10]を用いる.

$$\bar{W}_{m,n}(k) = \frac{H_{m,n}(k)}{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2 + (\sigma_{CCI}^2 + \sigma_{noise}^2) \left(\frac{1}{N} \cdot \frac{E_s}{T_s}\right)^{-1}} \quad (12)$$

式(10)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は次式のようになる.

$$\hat{D}_j(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2 \hat{W}(k) \bar{D}_j(k) + \hat{I}_j(k) + \hat{N}_j(k) \quad (13)$$

ここで, $\hat{I}_j(k)$ および $\hat{N}_j(k)$ はそれぞれ等化後の CCI 成

分および雑音成分を表している. $\hat{D}_j(k)$ に対し N_c ポイント IFFT を行い, 時間領域信号に変換した後, データ復調を行い, 信号の判定を行う.

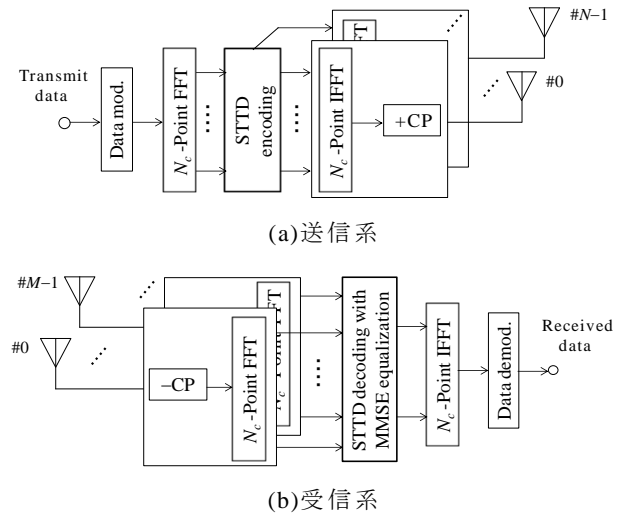


図3 FD-STTD 伝送系

4. 切替え規範

本稿で用いる MIMO 切替え規範について示す. 本稿では, スループットを最大化する切替え規範について検討している.

まず, 基地局においてチャンネルの伝達関数 $\{H_{m,n}(k)\}$ が与えられたときのそれぞれの通信方式の瞬時 SINR の理論値を求める. なお, SDM では $N=2,3,4$ とし, STTD では $N=2$ で最良のスループット特性が得られることが知られている[11]ため, $N=2$ における瞬時 SINR を求める. FD-SDM の瞬時 SINR は次式で与えられる(導出略).

$$\begin{aligned} \gamma_n^{SDM} \left(\frac{E_s}{N_0}, H_{m,n}(k) \right) &= \frac{\frac{2}{N} \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{n,n}^{SDM}(k) \right|^2}{\sigma_{ISI}^2 + \sigma_{IAI}^2 + \sigma_{noise}^2 + \sigma_{CCI}^2 \cdot \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} |W_{m,n}(k)|^2} \quad (14) \end{aligned}$$

ここで,

$$2\sigma_{ISI}^2 = \frac{1}{N} \frac{E_s}{N_0} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N-1} \left| \hat{H}_{n,n}^{SDM}(k) \right|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{H}_{n,n}^{SDM}(k) \right|^2 \right] \quad (15)$$

$$2\sigma_{IAI}^2 = \frac{1}{N} \frac{E_s}{N_0} \frac{1}{N_c} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \left| \hat{H}_{n,n'}^{SDM}(k) \right|^2 \quad (16)$$

$$2\sigma_{noise}^2 = \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N-1} |W_{m,n}(k)|^2 \quad (17)$$

である. また, FD-STTD の瞬時 SINR は次式で与えら

れる(導出略).

$$\begin{aligned} & \gamma^{\text{STTD}}\left(\frac{E_s}{N_0}, H_{m,n}(k)\right) \\ &= \frac{\frac{2}{N} \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N=2}^{\text{STTD}}(k) \right|^2}{\bar{\sigma}_{\text{ISI}}^2 + \bar{\sigma}_{\text{noise}}^2 + \sigma_{\text{CC}}^2 \cdot \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} \left| \bar{W}_{m,n}(k) \right|^2} \end{aligned} \quad (18)$$

ここで,

$$\begin{aligned} & 2\bar{\sigma}_{\text{ISI}}^2 \\ &= \frac{1}{N} \frac{E_s}{N_0} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left| \hat{H}_{N=2}^{\text{STTD}}(k) \right|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N=2}^{\text{STTD}}(k) \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (19)$$

$$2\bar{\sigma}_{\text{noise}}^2 = \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} \left| \bar{W}_{m,n}(k) \right|^2 \quad (20)$$

である. $\hat{H}_{n,n}^{\text{SDM}}(k)$, $\hat{H}_{N=2}^{\text{STTD}}(k)$ はそれぞれ FD-SDM と FD-STTD の等価チャネル利得を表し, 次式で与えられる.

$$\hat{H}_{n,n}^{\text{SDM}}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} W_{m,n}(k) H_{m,n}(k) \quad (21)$$

$$\hat{H}_{N=2}^{\text{STTD}}(k) = \mathbf{H}_0^T(k) \bar{\mathbf{W}}_0^*(k) + \mathbf{H}_1^H(k) \bar{\mathbf{W}}_1(k) \quad (22)$$

なお, 式(22)において $\mathbf{H}_n = [H_{0,n}(k), \dots, H_{M-1,n}(k)]^T$ であり, $\bar{\mathbf{W}}_n = [\bar{W}_{0,n}(k), \dots, \bar{W}_{M-1,n}(k)]^T$ である. なお, 中心極限定理 [4] より σ_{CC} を以下のように近似する.

$$2\sigma_{\text{CC}}^2 \approx \frac{2E_s}{T_s} \sum_{c=1}^6 (r_c^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{n_c}{10}}) \quad (23)$$

ここで, $r_c^{-\alpha}$ は第 c セルの端末と第 0 セルの基地局間の伝搬損失を表し, $10^{-\frac{n_c}{10}}$ はシャドウイング損失を表す.

次に, 瞬時 SINR から, チャネルの伝達関数 $\{H_{m,n}(k)\}$ が与えられたときの条件付きビット誤り率(BER)を求める. QPSK 変調における条件付き BER は次式で与えられる [12].

$$P_{b,\text{QPSK}}\left(\frac{E_s}{N_0}, H_{m,n}(k)\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma\left(\frac{E_s}{N_0}, H_{m,n}(k)\right)}\right] \quad (24)$$

ここで, $\operatorname{erfc}[x] = (2/\pi) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ は誤差補関数である.

条件付き BER から, モンテカルロ法により $\{H_{m,n}(k)\}$ のとり得る全ての範囲にわたって式(24)を平均化することで, 平均 BER が求められる.

$$P_{b,\text{QPSK}}\left(\frac{E_s}{N_0}\right) = \operatorname{ave}_{H_{m,n}(k)} \left[P_{b,\text{QPSK}}\left(\frac{E_s}{N_0}, H_{m,n}(k)\right) \right] \quad (25)$$

得られた平均 BER から, パケット誤り率(PER)を求める. PER は次式で与えられる.

$$\text{PER} = \left(1 - \left(1 - P_{b,\text{QPSK}}\left(\frac{E_s}{N_0}\right) \right)^K \right) \quad (26)$$

ここで, K はパケット長である. 得られた PER から, 各伝送方式の瞬時スループットの理論値を求める. 本稿ではスループットを次式で定義する.

$$\eta_{\text{SDM}} \equiv \frac{N \times \log_2 M \times (1 - \text{PER}_{\text{SDM}})}{F} \times \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (27)$$

$$\eta_{\text{STTD}} \equiv \frac{\log_2 M \times (1 - \text{PER}_{\text{STTD}})}{F} \times \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (28)$$

ここで, M は変調多値数, F はクラスタサイズを表している. 得られた瞬時スループットの理論値から, スループットが一番良い伝送方式を選択し, 通信を行う.

表 1 数値計算諸元

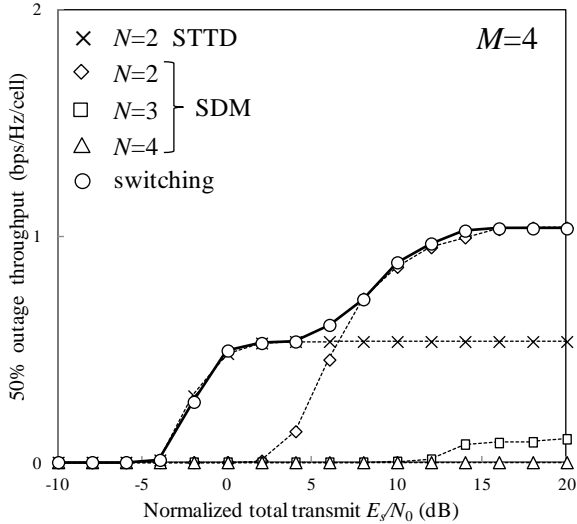
Transmitter	Data modulation	QPSK
	Number of users per cell	$U=1$
	No. of FFT points	$N_c=64$
	Length of CP	$N_g=16$
Channel model	No. of transmit antennas	$N=2,3,4$
	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l = lT_s, l=0 \sim L-1$
	Path-loss exponent	$\alpha=3.5$
	Standard deviation of shadowing loss	$\sigma=7.0\text{dB}$
	Cluster size	$F=3$
Receiver	No. of receive antennas	$M=4$
	Packet size	$K=1536\text{bits}$
	Channel estimation	Ideal

5. モンテカルロ数値計算

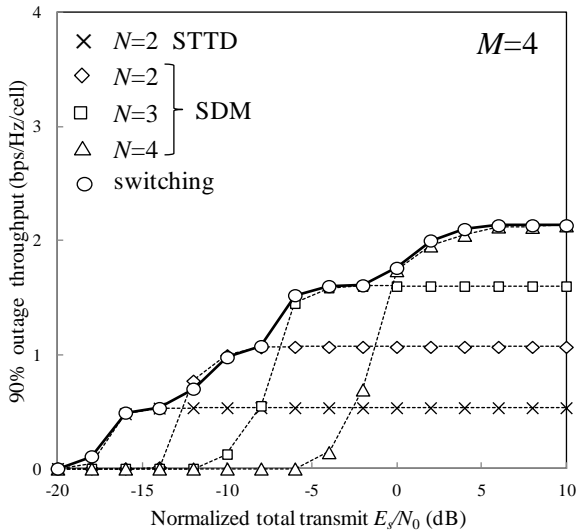
対象セルのスループット特性をモンテカルロ数値計算手法によって求める. 数値計算諸元を表 1 に示す. 16 パス等電力の周波数選択性ブロックレイリーフェーディングチャネルを仮定し, 各パスの遅延時間はシンボル長間隔であるものとする. また, 各送受信アンテナ間のチャネルは無相関であり, チャネル推定は理想的とする. QPSK 変調を仮定しており, ユーザおよび基地局は 4 本のアンテナを備えているものとし, 切替え規範により, $N=2,3,4$ の空間多重または $N=2$ のダイバーシチを選択するものとする. 数値計算により, 50% および 90% アウテージスループット(累積分布関数の 50% および 90% 値)を求める.

図 4 にスループット最大規範による切替え通信を行ったときのスループット特性を示す. クラスタサイズ $F=3$ としている. 図 4(a) より, 50% アウテージスループットでは低 SNR において STTD, 高 SNR において SDM に切替えることで, 切替えない場合に比べスループット特性が向上していることがわかる. 図 4(b) より, 90% アウテージスループット(ユーザの位置がセル中央付近)では $N=4$ を用いる SDM に切替えることで最良

のスループット特性が達成可能であることが分かる。以上より、提案空間多重/ダイバーシチ適応切替えは、伝搬環境に適応してスループットを最大化できる。



(a)50%アウトエージスループット



(b)90%アウトエージスループット

図4 適応切替えのスループット特性 ($F=3$)

6. むすび

本稿では、上りリンクスループット向上を狙い、SC-MIMO 空間多重/ダイバーシチ適応切替えについて検討した。マルチセル環境下におけるフル空間多重 (FD-SDM) とフルダイバーシチ (FD-STTD) の瞬時スループットの理論値を求め、SC-MIMO 空間多重/ダイバーシチ適応切替えを用いたときの上りリンクスループット特性をモンテカルロ数値計算手法により求めた。その結果、空間多重/ダイバーシチ適応切替えを行うことで、FD-SDM あるいは FD-STTD のどちらかを常に用

いるときよりもスループットを向上できることを示した。

文 献

- [1] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [2] 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.
- [3] A. van Zelst and T. C. W. Schenk, "Implementation of a MIMO OFDM-based wireless LAN system," *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 52, No. 2, pp. 483-494, Feb. 2004.
- [4] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [5] L. Zheng, and D. N. C. Tse, "Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol. 49, No. 5, pp. 1073-1096, May. 2003
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 菊池信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 2003.
- [9] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques, Special issue on modulation, coding and signal processing," *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [10] 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.
- [11] H. Tomeba and F. Adachi, "Throughput performance of MC-CDMA HARQ using space-time block coded-joint transmit/receive antenna diversity," *Proc. IEEE 70th, Vehicular Technology Conference (VTC2009-Fall)*, Anchorage, Alaska, USA 20-23 Sept. 2009.
- [12] J. G. Proakis, *Digital communication mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.