

循環遅延パイロットチャネル推定を用いた シングルキャリア MIMO 多重度数適応可変通信

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 複数の送受信アンテナを用いる Multiple-input multiple-output(MIMO)通信では空間ダイバーシチと空間多重との間にトレードオフの関係がある. ところで, 従来のセルラーネットワークでは, セル中心では受信信号対(干渉+雑音)電力比(SINR)が高いため空間多重によりスループット向上が可能であるが, 伝搬損失や同一周波数を使用する他セルからの干渉(CCI)の大きいセル端では空間ダイバーシチが重要である. 筆者らは以前シングルキャリア(SC)MIMOを対象に, 多重度を適応制御することで空間ダイバーシチと空間多重間のトレードオフを制御すれば, 常に最大のスループットを達成できることを示した. しかし, その検討では理想チャネル推定を仮定していた. そこで, 本稿では MIMO 多重度数適応可変通信のスループットに及ぼす循環遅延パイロットチャネル推定(CDP-CE)の影響について検討を行う. CDP-CE で得られたチャネル推定値および(干渉+雑音)電力推定値を用いて多重度を決定する. 計算機シミュレーションによりスループット特性を明らかにし, チャネル推定誤差が MIMO 多重度数適応可変通信に与える影響について考察する.

キーワード MIMO, チャネル推定, マルチセル環境, 多重度数適応可変通信

Single-carrier MIMO Adaptive Multiplexing Order Selecting Transmission Using Cyclic Delay Pilot Channel Estimation

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

[†] [‡] Dept. of Communications 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 There is a trade-off between the spatial diversity and the spatial multiplexing in multiple-input multiple-output (MIMO) systems which use multiple transmit and receive antennas. In a conventional cellular networks, the throughput can be increased near the center of the cell by the spatial multiplexing because the received signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) is high. On the other hand, near the cell edge, the spatial diversity is effective because the impacts of path loss and co-channel interference (CCI) from neighboring cells which use the same frequency are large. Recently, we showed that the maximum throughput can be achieved by adaptively controlled the trade-off between the spatial diversity and the spatial multiplexing assuming a single-carrier (SC) MIMO transmission. However, in the previous study, we assumed the ideal channel estimation. In this paper, we discuss the impact of cyclic delay pilot channel estimation (CDP-CE) on the throughput of MIMO adaptive multiplexing order selecting transmission. The multiplexing order is selected using the channel estimate and (interference+noise) power estimate obtained from CDP-CE. We evaluate the throughput by computer simulation and discuss the impact of the channel estimation error.

Keyword MIMO, channel estimation, multi-cell environment, multiplexing order adaptive selecting transmission

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]には, 空間ダイバーシチと空間多重の間にトレードオフの関係がある. 極端な例は送受信アンテナダイバーシチによる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)改善に重きを置くもので, 簡易な伝送法として時空間符号化(STBC)ダイバーシチ[2]がある. 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. これは受信 SNR 改善よりも伝送レート向上に重きを置くものであり, 具体的な伝送法として空間分割多重(SDM)[3]がある.

ところで, 広帯域移動無線チャネルは, 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, 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. そのため, 受信 SINR が低いセル端では空間ダイバーシチが重要であり, 一方で高 SINR が保証されるセル中央付近では, SDM を用いることでスループットの向上が可能となる.

筆者らは以前上りリンクシングルキャリア(SC)-MIMO を対象に, 多重度数適応可変通信を提案した[5]. 提案した多重度数適応可変通信では, 多重度数が 1 の周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチ(FD-STTD)[6]と多重度数が 2 以上の周波数領域SDM(FD-SDM)[7]を用いる. 提案法は端末-基地局間の伝搬環境に応じて適応的に多重度数を変更し, 空間ダイバーシチと空間多重間のトレードオフを制御することで, その環境下で最大のスループットを達成できることを示した. しかしながら, 多重度数の選択に用いたチャンネル利得や(干渉+雑音)電力値は理想的なものであり, チャンネル推定誤差が多重度数の選択に与える影響について検討していなかった. そこで, 本稿ではチャンネル推定誤差が MIMO 多重度数適応可変通信へ与える影響について検討を行う. チャンネル推定および(干渉+雑音)電力推定には, 循環遅延パイロットチャンネル推定(CDP-CE)[8]を用いる. CDP-CE は異なる循環遅延を与えたパイロット信号を全送信アンテナから同時に送信することで, 全送受信アンテナ間のチャンネル利得の同時推定を可能とする技術であり, 時間多重パイロットチャンネル推定[9]と比べてパイロットブロック数が送受信アンテナ本数に依らないという利点がある.

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 CDP-CE を用いた MIMO 多重度数適応可変通信の伝送系について述べる. そして第 4 章で計算機シミュレーション結果について述べ, 第 5 章でまとめる.

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一樣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くなるが, CCI の影響が強くなる. 一方, 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

広帯域移動無線チャンネルは, 距離に依存する伝搬損失, 対数正規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 セルにおける端末の第 n 送信アンテナと基地局の第 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,

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

である. 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, 零平均で標準偏差 σ_s の正規分布に従うシャドウイング損失(dB), 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 セル端末の第 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. また, 第 c セルの中心から r_c の地点における第 n 送信アンテナからの信号の平均受信電力 $\Phi_r^{(c,n)}$ は次式で与えられる.

$$\Phi_r^{(c,n)} = \Phi_t^{(c,n)} \cdot r_c^{-\alpha} \quad (3)$$

ここで, $\Phi_t^{(c,n)}$ は第 c セルにおける第 n 送信アンテナの送信電力である. ここで, セルの半径を R とし, 正規化距離を r_c/R , 正規化送信電力を $\phi_t^{(c,n)} = \Phi_t^{(c,n)} \cdot R^{-\alpha}$ とすると, 式(3)は以下のように表せる.

$$\Phi_r^{(c,n)} = \phi_t^{(c,n)} \cdot \left(\frac{r_c}{R}\right)^{-\alpha} \quad (4)$$

なお, 送信電力はすべてのセルで等しいものとする.

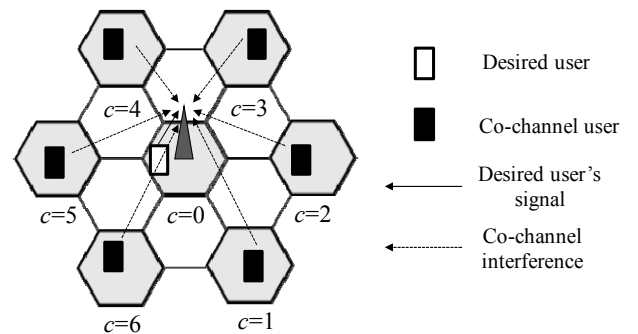


図 1 ネットワークモデル($F=3$)

3. 信号伝送系

本章では, CDP-CE の伝送系について述べた後, 各多重度数における伝送系について述べる. 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. CDP-CE

図2にCDP-CEの伝送系を示す。CDP-CEでは、異なる循環遅延を与えたパイロットブロックを各送信アンテナから同時に送信することで、全送受信アンテナ間のチャンネル利得を同時に推定する。なお、本稿では1フレーム内で N_p 個のパイロットブロックを送信した後に N_d 個のデータブロックを送信する。なお、フレーム内でチャンネルの変動はないものとする。

パイロットブロック $\{p(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に対して送信アンテナ毎に異なる循環遅延を与える。第 n 送信アンテナのパイロットブロックは次式で与えられる。

$$p_n(t) = p((t - \Delta n) \bmod N_c), t = 0 \sim N_c - 1 \quad (5)$$

ここで、 Δ は循環遅延量を表し、 Δ の条件は $N_g \leq \Delta \leq N_c / N$ である。 N_g はガードインターバル(GI)である。循環遅延を与えたパイロットブロックに対し、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。

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 m 受信アンテナにおける第 v 受信パイロットブロックの第 k 周波数成分は次式で与えられる。

$$R_m^{(v)}(k) = \sum_{l=0}^{N_c-1} H_{m,n}(k) \exp(-j2\pi k \Delta n l / N_c) P(k) + \Pi_m^{(v)}(k) + \Psi_m^{(v)}(k) \quad (6)$$

ここで、 $P(k)$ はパイロットブロックの第 k 周波数成分であり、 $\Pi_m^{(v)}(k)$ および $\Psi_m^{(v)}(k)$ はそれぞれ平均0、分散 $2\sigma_{noise}^2$ の加法的白色ガウス雑音(AWGN)およびCCI成分である。 $H_{m,n}(k)$ は送信電力を含んだ第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ンネルの伝達関数を表し、次式で与えられる。

$$H_{m,n}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n}^{(0,l)} \exp(-j2\pi k \tau_{m,n}^{(0,l)} / N_c) \quad (7)$$

ここで、 $E_s = \phi_l \cdot T_s$ は正規化送信シンボルエネルギーであり、 $\phi_l = \sum_{n=0}^{N-1} \phi_l^{(0,n)}$ を満たす。また、 T_s はシンボル長である。式(6)内の $\exp(\cdot)$ は循環遅延で生じた位相回転項である。

周波数領域受信信号に対し、参照信号 $X(k)$ を乗算し、瞬時の複合チャンネルの伝達関数を推定する。 $X(k)$ は次式で与えられる。

$$X(k) = P^*(k) / |P(k)|^2 \quad (8)$$

参照信号乗算後の瞬時の複合チャンネルの伝達関数の推定値は次式で表せる。

$$\hat{H}_m^{(v)}(k) = X(k) R_m^{(v)}(k) \quad (9)$$

得られた瞬時複合チャンネルの伝達関数の推定値を N_p 個分平均化し、チャンネル推定精度を向上させる。

平均化した瞬時複合チャンネルの伝達関数の推定値に対し、 N_c ポイント逆FFT(IFFT)を適用して複合チャンネルのインパルス応答の推定値 $\{\hat{h}_m(\tau); \tau=0 \sim N_c-1\}$ を得る。ここで、循環遅延量 Δ はGI長以上としており、GI長はパスの最大遅延時間以上に設定することにより、各送受信アンテナ間のインパルス応答が遅延時間領域で重ならない。よって、各インパルス応答に応じた遅延時間領域窓関数法[10]と遅延時間シフトを用いることで、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の推定値は次式で与えられる。

$$\hat{h}_{m,n}(\tau) = \begin{cases} \hat{h}_m(\tau + \Delta n) & \text{if } 0 \leq \tau < \Delta \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

その後、 N_c ポイントFFTを $\hat{h}_{m,n}(\tau)$ に適用し、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伝達関数の推定値 $\hat{H}_{m,n}(k)$ を得る。

また、全送信アンテナのインパルス応答は遅延時間 ΔN に収まっているため、インパルス応答が含まれない範囲において(干渉+雑音)電力推定を行う。CCI $\Psi_m^{(v)}(k)$ を複素ガウス変数だと近似すると、(干渉+雑音)電力推定値 $\hat{\sigma}_{CCI+noise}^2$ は次式で与えられる。

$$\hat{\sigma}_{CCI+noise}^2 = \frac{1}{(N_c - \Delta N)} \sum_{\tau=\Delta N}^{N_c-1} |\hat{h}_m(\tau)|^2 / \frac{2}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{1}{|P(k)|^2} \quad (11)$$

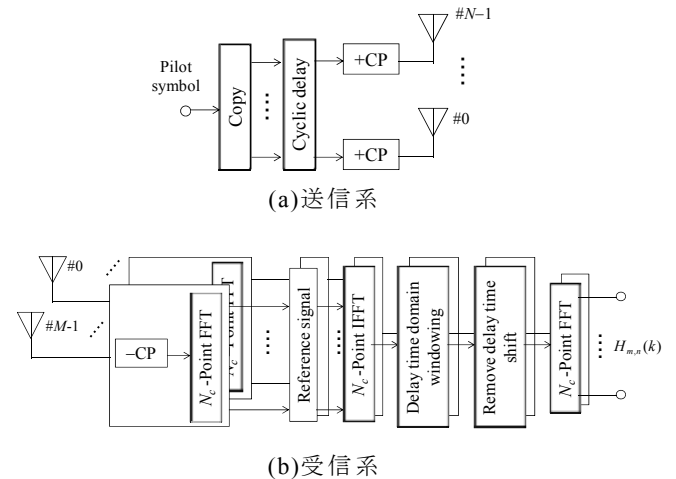


図2 CDP-CE 伝送系

3.2. 多重度数選択規範

CDP-CEで得られたチャンネル推定値、(干渉+雑音)電力推定値をもとに、多重度数(O_M)の選択を行う。本稿では、送信機と受信機でそれぞれ4本のアンテナを有しているとする。 $O_M=1$ のとき、単一データストリームは $N=2$ のFD-STTDによって伝送される。なお、 $N=2$ のときFD-STTDのスループットは最良となることが知られている[11]。また、 $O_M \geq 2$ のとき、複数データストリームは $N=O_M$ のFD-SDMによって伝送される。

本稿の O_M 選択はスループット最大規範に基づいている。まず、CDP-CE により得られたチャネルの伝達関数の推定値より、各 O_M における瞬時の SINR を算出する。FD-STTD($O_M=1$)における瞬時の SINR は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \gamma_0^{\text{STTD}(O_M)} & \left(\frac{E_s}{N_0}, \{\hat{H}_{m,n}(k)\} \right) \\ & = \frac{\left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{N=2}^{\text{STTD}}(k) \right|^2}{\sigma_{\text{ISI}}^2 + \hat{\sigma}_{\text{CCI+noise}}^2 \cdot \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{m,n}(k)|^2} \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、

$$\begin{aligned} 2\sigma_{\text{ISI}}^2 & \\ & = \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{H}_{N=2}^{\text{STTD}}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{N=2}^{\text{STTD}}(k) \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (13)$$

であり、 $\tilde{H}_{N=2}^{\text{STTD}}(k)$ は次式で与えられる等価チャネル利得である。

$$\tilde{H}_{N=2}^{\text{STTD}}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \hat{H}_{m,0}(k) W_{m,0}^*(k) + \hat{H}_{m,1}^*(k) W_{m,1}(k) \right\} \quad (14)$$

なお、(*)は複素共役を表す。また、 $W_{m,n}(k)$ は FD-STTD における MMSE 規範に基づく重みであり、次式で与えられる [6]。

$$W_{m,n}(k) = \frac{\hat{H}_{m,n}(k)}{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2 + \hat{\sigma}_{\text{CCI+noise}}^2} \quad (15)$$

FD-SDM($O_M \geq 2$)の第 $n(=0 \sim O_M-1)$ ストリームの瞬時の SINR は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \gamma_n^{\text{SDM}(O_M)} & \left(\frac{E_s}{N_0}, \{\hat{H}_{m,n}(k)\} \right) \\ & = \frac{\left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{n,n}^{\text{SDM}}(k) \right|^2}{\sigma_{\text{ISI},n}^2 + \sigma_{\text{IAl},n}^2 + \hat{\sigma}_{\text{CCI+noise}}^2 \cdot \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\bar{W}_{m,n}(k)|^2} \end{aligned} \quad (16)$$

ここで、

$$\begin{aligned} 2\sigma_{\text{ISI},n}^2 & \\ & = \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{H}_{n,n}^{\text{SDM}}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{n,n}^{\text{SDM}}(k) \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (17)$$

$$2\sigma_{\text{IAl},n}^2 = \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{n'=0 \\ n' \neq n}}^{N-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{H}_{n,n'}^{\text{SDM}}(k)|^2 \quad (18)$$

であり、 $\tilde{H}_{n,n}^{\text{SDM}}(k)$ は次式で与えられる等価チャネル利

得である。

$$\tilde{H}_{n,n}^{\text{SDM}}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \bar{W}_{m,n}(k) \hat{H}_{m,n}(k) \quad (19)$$

また、 $\bar{W}_{m,n}(k)$ は FD-SDM における MMSE 規範に基づく重み成分であり、 $\bar{W}_{m,n}(k)$ を第 (n,m) 要素に持つ $N \times M$ 重み行列 $\bar{\mathbf{W}}(k)$ は次式で与えられる [7]。

$$\bar{\mathbf{W}}(k) = \hat{\mathbf{H}}^H(k) \left(\hat{\mathbf{H}}(k) \hat{\mathbf{H}}^H(k) + \hat{\sigma}_{\text{CCI+noise}}^2 \mathbf{E} \right)^{-1} \quad (20)$$

ここで、 \mathbf{E} は $M \times M$ 単位行列を表す。なお、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算子である。また、 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ は第 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以下で表される。

$$\hat{\mathbf{H}}(k) = \begin{bmatrix} \hat{H}_{0,0}(k) & \cdots & \hat{H}_{0,N-1}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{H}_{M-1,0}(k) & \cdots & \hat{H}_{M-1,N-1}(k) \end{bmatrix} \quad (21)$$

瞬時の SINR より、条件付きビット誤り率(BER)が求まる。QPSK 変調における条件付き BER は次式で与えられる [12]。

$$\begin{aligned} p_{b,\text{QPSK}}^{(O_M)} & \left(\frac{E_s}{N_0}, \{\hat{H}_{m,n}(k)\} \right) \\ & = \frac{1}{2O_M} \sum_{n=0}^{O_M-1} \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma_n^{(O_M)} \left(\frac{E_s}{N_0}, \{\hat{H}_{m,n}(k)\} \right)} \right] \end{aligned} \quad (22)$$

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

条件付き BER から、瞬時のパケット誤り率(PER)が求まる。PER は次式で与えられる。

$$\text{PER}^{(O_M)} = 1 - \left\{ 1 - p_{b,\text{QPSK}}^{(O_M)} \left(\frac{E_s}{N_0}, \{\hat{H}_{m,n}(k)\} \right) \right\}^K \quad (23)$$

ここで、 K はパケットサイズである。瞬時の PER から、瞬時のスループットの推定値を求める。スループットは次式で与えられる。

$$\eta^{(O_M)} \equiv \frac{O_M \times \log_2 Z \times (1 - \text{PER}^{(O_M)})}{F} \times \frac{N_c}{N_c + N_g} \times \frac{N_d}{N_d + N_p} \quad (24)$$

ここで、 Z は変調多値数を表す(QPSK のとき、 $Z=4$)。最も高いスループットをもつ多重度数 $\bar{O}_M(k)$ を選択する。

$$\bar{O}_M = \arg \max_{O_M} \eta^{(O_M)} \quad (25)$$

選択した多重度数を送信機にフィードバックし、 $O_M=1$ のとき FD-STTD、 $O_M \geq 2$ のとき FD-SDM を用いて通信を行う。なお、本稿では多重度数のフィードバックは理想的に行えるものとする。

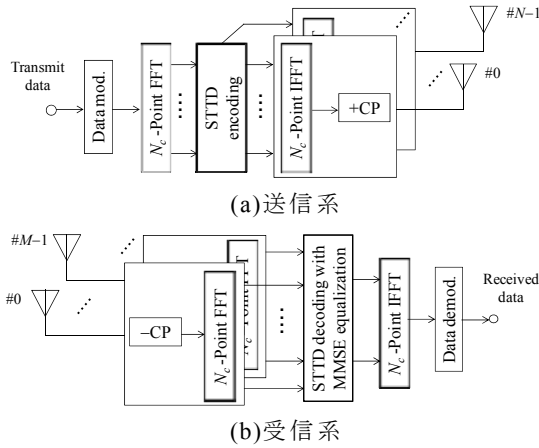


図 3 FD-STTD($O_M=1$)伝送系

3.3. FD-STTD($O_M=1$)

N_c 個のデータシンボルから成る 2 個のブロックに対して 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に変換する。2 個の周波数領域データシンボルブロックに対して STBC 符号化を適用する。符号化後の各送信信号ブロックに 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。得られた周波数領域受信信号ブロックに対して STBC 復号と周波数領域等化 (FDE) を同時に行う。このときの FDE 重みは式(15)で与えられる。復号後の受信信号に 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。

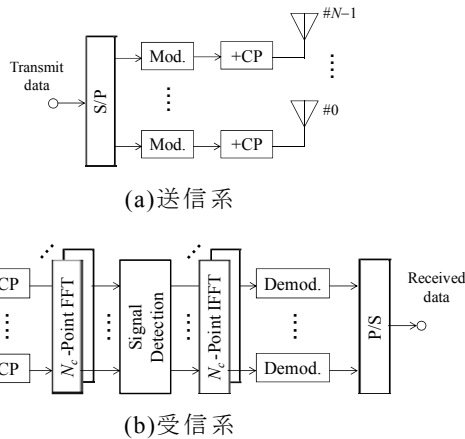


図 4 FD-SDM($O_M \geq 2$)伝送系

3.4. FD-SDM($O_M \geq 2$)

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。CP を挿入した後、 N 本のアンテナを用いて等電力で信号を送信する。

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 FFT により周波数領域受信信号ブロックに変換する。変換後の受信信号ブロックに対して MMSE 規範に基づく信号分離を行う。MMSE 規範に基づく重みは式(20)で与えられる。信号分離後の受信信号に対し、 N_c ポイント 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、並列(P/S)変換し信号の判定を行う。

表 1 計算機シミュレーション諸元

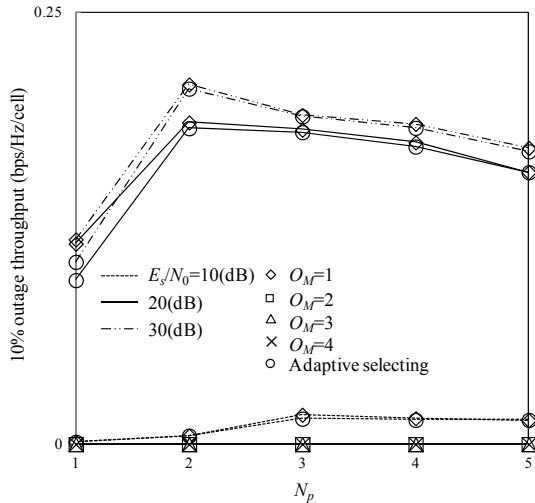
Transmitter	Data modulation	QPSK
	No. of users per cell	$U=1$
	No. of FFT points	$N_c=64$
	Length of CP	$N_g=8$
	No. of pilot blocks	$N_p=1,2,3,4$
	No. of data blocks	$N_d=12$
	Packet size	$K=1536$ bits
	Pilot sequence	Chu sequence [13]
Channel model	No. of transmit antennas	$N=2,3,4$
	Fading	Frequency-selective Block Rayleigh
	No. of paths	$L=8$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_{l,n,s}^0 = lT_s, l=0-L-1$
	Path-loss exponent	$\alpha=3.5$
	Standard deviation of shadowing loss	$\sigma_s=7.0$ dB
Receiver	Cluster size	$F=7$
	No. of receive antennas	$M=4$
	Channel estimation	CDP-CE

4. 計算機シミュレーション

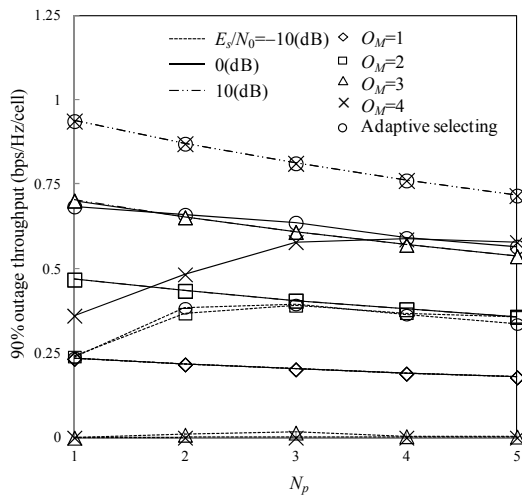
対象セルのスループット分布を計算機シミュレーションによって求める。計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。8 パス等電力の周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャンネルを仮定し、各パスの遅延時間はシンボル長間隔であるものとする。また、各送受信アンテナ間のフェージングは無相関とする。QPSK 変調を仮定しており、端末および基地局は 4 本のアンテナを備えているものとし、スループット最大規範により多重度数の選択を行う。計算機シミュレーションにより、10%および 90%アウトエージスループット(スループットの累積分布関数(CDF)の 10%および 90%値)を求める。

図 5(a), (b)に多重度数を固定したときと適応可変通信を行ったときの各 N_p における 10%および 90%アウトエージスループット特性を示す。なお、クラスタサイズ $F=7$ としている。図 5(a)より、 $O_M=1$ の多重度数を固定した通信に比べて適応可変通信の 10%アウトエージスループット特性がわずかに劣化していることがわかる。これは、チャンネルの伝達関数および(干渉+雑音)電力の推定誤差により多重度数選択が正しく行われなためである。 N_p を増やすことで(干渉+雑音)の平均化効果により推定精度が向上するため、多重度数選択が正しく動作し、多重度数を固定した通信と適応可変通信のスループットが一致していくことがわかる。また、 $N_p=1$ のとき他の N_p に比べ 10%アウトエージスループッ

ト特性が大幅に劣化することがわかる。これも上述と同様にチャンネルの伝達関数および(干渉+雑音)電力の推定精度が低いためである。一方、 N_p を増やすことで平均化効果により推定精度が向上するため、正規化送信 $E_s/N_0=10\text{dB}$ のときは $N_p=3$ で優れた特性を示す。しかし、正規化送信 $E_s/N_0=20$, および 30dB のときは推定精度の影響に比べパイロット挿入損の影響が大きいため、 N_p を大きくするとスループットが低下する。このため、 $N_p=2$ で優れた特性を示すことがわかる。図 5(b)より、適応可変通信の 90%アウトエージスループット特性が多重度を固定した通信における各 N_p での最大のスループット値を示すことがわかる。これより、多重度選択が正しく動作しており、多重度を固定した通信に比べ 90%アウトエージスループット特性が向上することを確認できた。また、正規化送信 $E_s/N_0=-10\text{dB}$ のときは $N_p=2$, また、正規化送信 $E_s/N_0=0$ および 10dB のときは $N_p=1$ で優れた特性が得られることがわかる。



(a)10%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 5 スループットに及ぼす N_p の影響

5. むすび

本稿では、MIMO 多重度適応可変通信に与えるチャンネル推定誤差の影響について検討した。マルチセル環境下において、CDP-CE を用いる適応可変通信のスループット特性を計算機シミュレーションにより求めた。結果より、通信品質が悪いときはチャンネル推定誤差の影響が大きいため、パイロットブロック数が少ないと多重度選択が正しく動作しないことがわかった。一方、通信品質が良いときはチャンネルの推定誤差よりもパイロットブロックを挿入することによる挿入損の影響が大きいため、パイロットブロック数が多いとスループットの低下を招くことがわかった。以上より、10%アウトエージスループットでは正規化送信 $E_s/N_0=10\text{dB}$ のとき $N_p=3$, また、正規化送信 $E_s/N_0=20$ および 30dB のとき $N_p=2$ で優れた特性となり、90%アウトエージスループットでは正規化送信 $E_s/N_0=-10\text{dB}$ のとき $N_p=2$, また、正規化送信 $E_s/N_0=0$ および 10dB のとき $N_p=1$ で優れた特性となる。

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] 長岡諒, 熊谷慎也, 山本哲矢, 安達文幸, "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," 信学技報, RCS2012-44, pp.7-12, 2012年6月.
- [6] 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.
- [7] 菊池信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 2003.
- [8] T. Fujimori, Kazuki Takeda, K. Ozaki, A. Nakajima, and F. Adachi, "Channel estimation using cyclic delay pilot for SC-MIMO multiplexing," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E91-B, no.09, pp.2925-2932, Sep. 2008.
- [9] N. Egashira, H. Takayama, and T. Saba, "Improvement of CCI and residual frequency offset compensation using feedback phase tracking in MIMO-OFDM systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E90-B, no.4, pp.934-942, Apr. 2007.
- [10] J. J. de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol.2, pp.815-819, July 1995.
- [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*, Wiley, Newyork, 1974.
- [13] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inf. Theory*. vol. 5, no. 7, pp. 531-532, July 1972.