

# 変調多値数と空間多重数を適応可変する シングルキャリア MIMO 伝送

長岡 諒<sup>†</sup> 熊谷 慎也<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> 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: <sup>†</sup> {nagaoka, kumagai}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 複数の送受信アンテナを用いる MIMO 伝送は、空間多重を行うことで最大スループットの向上、空間ダイバーシチを行うことで受信信号対雑音電力比(SNR)の向上が可能となる。ところで、無線セル中央に近いユーザは受信信号電力が高いから空間多重によりスループットを向上できるものの、無線セル端のユーザは伝搬損失および他セルからの同一周波数干渉(CCI)が大きいので、空間多重を行ってもスループットの向上が望めない。むしろセル端ユーザに対しては空間多重ではなく空間ダイバーシチを行って受信 SNR 向上を狙うことでスループット低下を防ぐのが重要である。筆者らは以前シングルキャリア(SC)-MIMO 多重数適応可変伝送を提案し、多重数を通信環境に応じて適応的に選択することで、その時どきの通信環境下で達成可能な最大スループットを得られることを示した。多重数の選択には、循環遅延パイロットチャネル推定(CDP-CE)により得られたチャネル情報(CSI)および(干渉+雑音)電力を用いた。これまでの検討では変調多値数を固定して空間多重数のみを可変としたが、本稿では変調多値数と空間多重数の両方を適応選択する。CDP-CEにより得られた瞬時のチャネル推定値と(干渉+雑音)電力推定値を用いて、スループットが最大となる変調多値数と空間多重数を適応的に選択する。変調多値数と空間多重数を適応可変する SC-MIMO 伝送について、計算機シミュレーションによりアウトゲージスループットを明らかにする。変調多値数と空間多重数の両方を適応選択することで、空間多重数のみを適応選択する場合よりアウトゲージスループットを向上できることを示す。

キーワード MIMO, マルチセル環境, 変調多値数, 空間多重数, 適応可変

## Single-carrier MIMO Transmission Using Adaptive Selection of Modulation Level and Spatial Multiplexing Order

Ryo NAGAOKA<sup>†</sup> Shinya KUMAGAI<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> 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: <sup>†</sup> {nagaoka, kumagai}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Multiple-input multiple-output (MIMO) transmission, which uses multiple antennas at transmitter and receiver, can increase the maximum throughput by using the spatial multiplexing or can improve the received signal-to-noise power ratio (SNR) by using the spatial diversity. In a cellular network, although the use of spatial multiplexing can increase the throughput for a user near the cell center, the throughput degrades for a user near the cell edge due not only to the path loss but also to strong co-channel interference (CCI) from neighboring cells. For a user near the cell edge, it is important to improve the received SNR so as not to degrade the throughput. Recently, we proposed single-carrier (SC) MIMO transmission using adaptive spatial multiplexing order selection to obtain the maximum throughput achievable with the present propagation environment. The spatial multiplexing order selection is based on the channel state information (CSI) and the (interference+noise) power obtained by the cyclic delay pilot channel estimation (CDP-CE). In our previous study, the spatial multiplexing order was adaptively selected while the modulation level was fixed. In this paper, we adaptively select both the modulation level and the spatial multiplexing order. The spatial multiplexing order and the modulation level which maximize the throughput are selected based on the CSI and (interference+noise) power estimated by CDP-CE. The outage throughput, achievable with the SC-MIMO transmission using adaptive selection of modulation level and spatial multiplexing order, is evaluated by computer simulation. It is shown that the throughput can be further increased by adaptively selecting both the spatial multiplexing order and the modulation level.

**Keyword** MIMO, multi-cell environment, modulation level, spatial multiplexing order, adaptive selection

### 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)伝送[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 改善よりも最大スループッ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。無線セル中央に近いユーザは受信信号電力が高いから空間多重によりスループットを向上できるものの、無線セル端のユーザは伝搬損失および他セルからの同一周波干渉(CCI)が大きいから空間多重を行ってもスループットの向上が望めない。むしろセル端ユーザに対しては空間多重ではなく空間ダイバーシチを行って SNR 向上を狙うことでスループット低下を防ぐのが重要である。

筆者らは以前、上りリンクシングルキャリア(SC)-MIMO 伝送を対象に、空間多重数を適応可変する SC-MIMO 伝送を提案した[5]。この SC-MIMO 伝送では、多重数が1の周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチ(FD-STTD)[6]と多重数が2以上の周波数領域SDM(FD-SDM)[7]を用い、それらを適応選択する。空間多重数を適応可変する SC-MIMO 伝送では、循環遅延パイロットチャネル推定(CDP-CE)[8]で得られた端末-基地局間のチャネル推定値および(干渉+雑音)電力推定値を用いて適応的に多重数を変更することで、その時々の環境下で達成可能な最大スループットを得ることができる。しかし、これまでの検討では変調多値数を固定として空間多重数のみを適応選択していた。本稿では、空間多重数を適応可変する SC-MIMO 伝送に適応変調[9]を導入し、変調多値数と空間多重数の両方を適応選択することで、極端に受信品質の劣悪な通信環境および受信品質の良い通信環境におけるスループットをさらに向上させる。CDP-CE により得られた瞬時のチャネル推定値および(干渉+雑音)電力推定値を用いて、スループットを最大とする変調多値数と空間多重数の両方を適応的に選択する。変調多値数と空間多重数を適応可変する MIMO 伝送について、計算機シミュレーションによりアウトゲージスループットを明らかにする。変調多値数と空間多重数の両方を適応選択することで、空間多重数のみを適応選択する場合よりアウトゲージスループットを向上できることを示す。

本稿の構成は以下になっている。まず第2章でマルチセル環境における SC-MIMO 上りリンクモデルを示し、次いで第3章で変調多値数と空間多重数の両方を適応可変する SC-MIMO 伝送について述べる。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 伝送系

### 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、 $N_r$

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  $N_r$  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. チャネルモデル

広帯域移動無線チャネルは、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ネルを仮定したとき、第  $c$  セルにおける端末の第  $n_t$  送信アンテナと基地局の第  $n_r$  受信アンテナ間のチャネルのインパルス応答  $h_{n_r, n_t}^{(c)}(\tau)$  は次式で与えられる。

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

ただし、

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

である。ここで、 $r_c$ 、 $\eta_c$ 、および  $\alpha$  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  $\sigma_s$  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、 $g_{n_r, n_t}^{(c,l)}$  と  $\tau_{n_r, n_t}^{(c,l)}$  はそれぞれ、第  $c$  セル端末の第  $n_t$  送信アンテナと第 0 セルの基地局の第  $n_r$  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、 $E\left[\sum_{l=0}^{L-1} |g_{n_r, n_t}^{(c,l)}|^2\right] = 1$  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  $n_t$  送信アンテナからの信号の平均受信電力  $\Phi_r^{(c, n_t)}$  は次式で与えられる。

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

ここで、 $\Phi_t^{(c, n_t)}$  は第  $c$  セルにおける第  $n_t$  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  $\phi_r^{(c, n_t)} = \Phi_r^{(c, n_t)} \cdot R^{-\alpha}$  とすると、式(3)は以下のように表せる。

$$\Phi_r^{(c, n_t)} = \phi_t^{(c, n_t)} \cdot (r_c/R)^{-\alpha} \quad (4)$$

なお、送信電力はすべてのセルで等しいものとする。

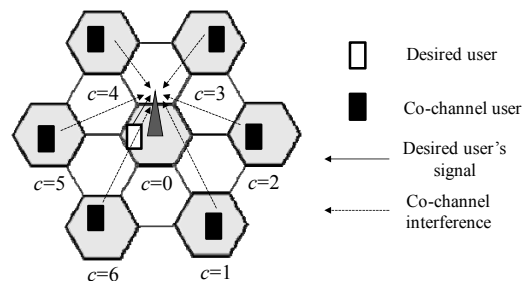


図1 ネットワークモデル( $F=3$ )

## 3. 変調多値数と空間多重数を適応可変する SC-MIMO 伝送

変調多値数と空間多重数の両方を適応可変する SC-MIMO 伝送について述べる前に、CDP-CE の伝送系

について述べる．以下， $N_t$ 本の送信アンテナを用いて送信し， $N_r$ 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, 3に CDP-CE の伝送系および送信フレームモデルを示す．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 $n_t$ 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．

$$p_{n_t}(t) = p((t - \Delta n_t) \bmod N_c), t = 0 \sim N_c - 1 \quad (5)$$

ここで， $\Delta$ は循環遅延量を表し， $\Delta$ の条件は $N_g \leq \Delta \leq N_c/N_t$ である． $N_g$ はガードインターバル(GI)長である．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(IBI)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， $N_t$ 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 $N_r$ 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 $n_r$ 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．

$$R_{n_r}^{(v)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} H_{n_r, n_t}(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k \Delta n_t}{N_c} t\right) P(k) + \Pi_{n_r}^{(v)}(k) + \Psi_{n_r}^{(v)}(k) \quad (6)$$

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， $\Pi_{n_r}^{(v)}(k)$ および $\Psi_{n_r}^{(v)}(k)$ 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． $H_{n_r, n_t}(k)$ は送信電力を含んだ第0セルの第 $n_t$ 送信アンテナと第 $n_r$ 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．

$$H_{n_r, n_t}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r, n_t}^{(0, l)} \exp\left(-j 2\pi k \frac{\tau_{n_r, n_t}^{(0, l)}}{N_c}\right) \quad (7)$$

ここで， $E_s = \phi_t \cdot T_s$ は正規化送信シンボルエネルギーであり， $\phi_t = \sum_{n=0}^{N_t-1} \phi_t^{(0, n_t)}$ 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．

$$\hat{H}_{n_r}^{(v)}(k) = X(k) R_{n_r}^{(v)}(k) \quad (9)$$

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 $\{\hat{h}_{n_r}(\tau); \tau=0 \sim N_c-1\}$ を得る．ここで，循環遅延量 $\Delta$ 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 $n_t$ 送信アンテナと第 $n_r$ 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．

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

その後， $N_c$ ポイントFFTを $\hat{h}_{n_r, n_t}(\tau)$ に適用し，第 $n_t$ 送信アンテナと第 $n_r$ 受信アンテナ間のチャンネルの伝達関数の推定値 $\hat{H}_{n_r, n_t}(k)$ 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 $\Delta N_t$ 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 $\Psi_{n_r}^{(v)}(k)$ 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．

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

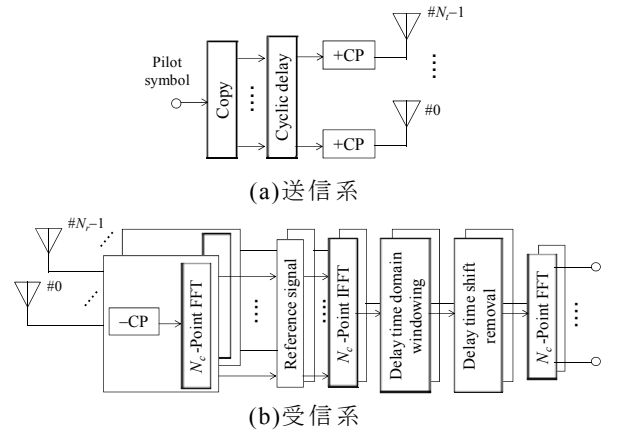


図2 CDP-CE 伝送系

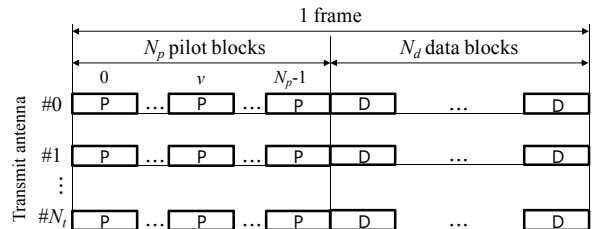


図3 フレーム構成

### 3.2. 変調多値数と空間多重数の選択規範

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，変調多値数 $M$ と空間多重数 $Z$ 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． $Z=1$ のとき，単一データストリームは $N_t=2$ のFD-STTDによって伝送され

る. なお,  $N_r=2$  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,  $Z \geq 2$  のとき, 複数データストリームは  $N_r=Z$  の FD-SDM によって送信される. また, 変調方式は BPSK( $M=2$ ), QPSK( $M=4$ ), 8PSK( $M=8$ ), 16QAM( $M=16$ )を仮定する. 本稿の  $M$ ,  $Z$  の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ンネルの伝達関数の推定値より, 各  $Z$  における瞬時の SINR を算出する. FD-STTD( $Z=1$ )における瞬時の SINR は次式で与えられる.

$$\gamma_0^{\text{STTD}(Z)} \left( \frac{E_s}{N_0}, \{\hat{H}_{n_r, n_t}(k)\} \right) = \frac{\left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{N_r=2}^{\text{STTD}}(k) \right|^2}{\bar{\sigma}_{\text{ISI}}^2 + \hat{\sigma}_{\text{CCI+noise}}^2 \cdot \frac{1}{N_c} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{n_t=0}^{N_c-1} |W_{n_r, n_t}(k)|^2} \quad (12)$$

ここで,

$$2\bar{\sigma}_{\text{ISI}}^2 = \left[ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{H}_{N_r=2}^{\text{STTD}}(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{N_r=2}^{\text{STTD}}(k) \right|^2 \right] \quad (13)$$

であり,  $\tilde{H}_{N_r=2}^{\text{STTD}}(k)$  は次式で与えられる等価チャンネル利得である.

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

なお,  $(\cdot)^*$  は複素共役を表す. また,  $W_{n_r, n_t}(k)$  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].

$$W_{n_r, n_t}(k) = \frac{\hat{H}_{n_r, n_t}(k)}{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{n_t=0}^{N_c-1} |\hat{H}_{n_r, n_t}(k)|^2 + \hat{\sigma}_{\text{CCI+noise}}^2} \quad (15)$$

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

$$\gamma_{n_t}^{\text{SDM}(Z)} \left( \frac{E_s}{N_0}, \{\hat{H}_{n_r, n_t}(k)\} \right) = \frac{\left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{n_r, n_t}^{\text{SDM}}(k) \right|^2}{\sigma_{\text{ISI}, n_t}^2 + \sigma_{\text{IAI}, n_t}^2 + \hat{\sigma}_{\text{CCI+noise}}^2 \cdot \frac{1}{N_c} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{n_t=0}^{N_c-1} |\bar{W}_{n_r, n_t}(k)|^2} \quad (16)$$

ここで,

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

$$2\sigma_{\text{IAI}, n_t}^2 = \frac{1}{N_c} \sum_{n_t=0}^{N_c-1} \sum_{n_t' \neq n_t}^{N_c-1} \left| \tilde{H}_{n_r, n_t'}^{\text{SDM}}(k) \right|^2 \quad (18)$$

であり,  $\tilde{H}_{n_r, n_t}^{\text{SDM}}(k)$  は次式で与えられる等価チャンネル利得である.

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

また,  $\bar{W}_{n_r, n_t}(k)$  は FD-SDM における MMSE 規範に基づく重み成分であり,  $\bar{W}_{n_r, n_t}(k)$  を第  $(n_t, n_r)$  要素に持つ  $N_r \times N_r$  重み行列  $\bar{\mathbf{W}}(k)$  は次式で与えられる[12].

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

ここで,  $\mathbf{E}$  は  $N_r \times N_r$  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  $N_r \times N_r$  周波数領域チャンネル利得行列であり以下で表される.

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

瞬時の SINR より, 条件付きビット誤り率(BER)が求まる. 各変調方式における条件付き BER は次式で与えられる[7].

$$p_b^{(Z,M)} \left( \frac{E_s}{N_0}, \{\hat{H}_{n_r, n_t}(k)\} \right) = \frac{1}{2Z} \sum_{n_r=0}^{Z-1} a \cdot \text{erfc} \left[ \sqrt{\frac{1}{b} \gamma_{n_r}^{(Z)} \left( \frac{E_s}{N_0}, \{\hat{H}_{n_r, n_t}(k)\} \right)} \right] \quad (22)$$

ここで,  $\text{erfc}[x] = (2/\pi) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$  は誤差補関数である.  $a$  および  $b$  は変調方式に対応した係数であり, 表 1 のようになる.

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.

$$\text{PER}^{(Z,M)} = 1 - \left\{ 1 - p_b^{(Z,M)} \left( \frac{E_s}{N_0}, \{\hat{H}_{n_r, n_t}(k)\} \right) \right\}^K \quad (23)$$

ここで,  $K$  はパケットサイズ(bits)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.

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

これより, 最も高いスループットをもつ変調多値数  $\bar{M}$  と空間多重数  $\bar{Z}$  を選択する.

$$(\bar{Z}, \bar{M}) = \arg \max_{(Z, M)} \eta^{(Z, M)} \quad (25)$$

選択した変調多値数と空間多重数を送信機にフィードバックする.  $Z=1$  のとき FD-STTD,  $Z \geq 2$  のとき FD-SDM を用いて通信を行う. なお, 本稿では変調多値数と空間多重数のフィードバックは理想的に行えるものとする.

表 1 各変調方式の  $a$  および  $b$

Data modulation	$a$	$b$
BPSK( $M=2$ )	1/2	2
QPSK( $M=4$ )	1/2	4
8PSK( $M=8$ )	1/3	$2/\sin^2(\pi/8)$
16QAM( $M=16$ )	3/8	20

### 3.3. FD-STTD(Z=1)

フィードバックされた変調方式により情報ビット系列をデータ変調した後、 $N_c$ 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 $N_r$ 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。

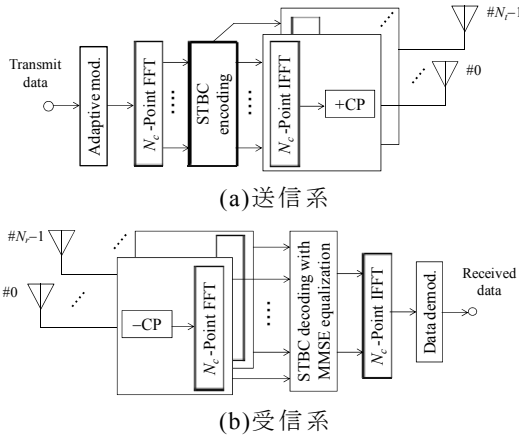
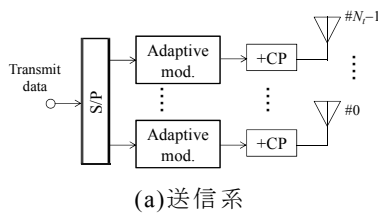


図4 FD-STTD(Z=1)伝送系

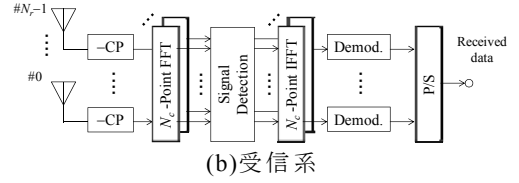
### 3.4. FD-SDM(Z ≥ 2)

情報ビット系列に対し、直並列(S/P)変換を行い、 $N_r$ 個のビット系列に変換し、各ビット系列をフィードバックされた変調方式によりデータ変調する。CPを挿入した後、 $N_r$ 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 $N_r$ 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、並直列(P/S)変換し信号の判定を行う。



(a)送信系



(b)受信系

図5 FD-SDM(Z ≥ 2)伝送系

表2 計算機シミュレーション諸元

	Data modulation	BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM
	Transmitter	No. of users per cell
No. of FFT points		$N_c=64$
Length of CP		$N_{cp}=8$
No. of pilot blocks		$N_p=1,2,3,4,5$
No. of data blocks		$N_d=144$
Packet size		$K=9216$ bits
Pilot sequence		Chu sequence [13]
No. of transmit antennas	$N_t=2,3,4$	
Channel model	Fading	Frequency-selective Block Rayleigh
	No. of paths	$L=8$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_{l,s}^{(i)} = lT_s, l=0-L-1$
	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	$N_r=4$
	Channel estimation	Ideal, CDP-CE

## 4. 計算機シミュレーション

対象セルの上りリンク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2に示す。8パス等電力遅延プロファイルを有する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。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、クラスタサイズは7とする。スループット最大規範により変調多値数と多重度の選択を行う。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(上りリンク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6(a), (b)にチャンネル推定が理想的な時について、「変調多値数と空間多重数を適応可変するSC-MIMO伝送」と、「空間多重数のみを適応可変するSC-MIMO伝送」、また、「変調多値数と空間多重数の両方も固定したときのSC-MIMO伝送」の10%および90%アウトエージスループット特性を示す。横軸は正規化送信 $E_s/N_0$ である。図6(a)より、10%アウトエージスループット(セル端付近のスループット)特性については、CCIの影響が強いため、提案法により $Z=1$ の空間多重数を選択し、BPSKまたはQPSKの変調多値数をチャンネル状態に応じて適応選択することで、従来の空間多重数のみを適応可変するSC-MIMO伝送、変調多値数と空間多重数の両方も固定したときのSC-MIMO伝送に比べ、スループット特性を向上することができる。一方、図6(b)より、90%アウトエージスループット(セル中央付近のスループット)特性については、受信SINRに応じて、従来の空間多重数選択に加えて適応的に変調多値数を選択することで、その伝搬環境下で最良のスループット特性を得られ、従来の空間多重数のみを適応可変するSC-MIMO伝送に比べて、スループット特

性を大幅に向上できることがわかる。

図 7(a), (b)に CDP-CE を用いるときの提案法の 10% および 90% アウテージスループット特性を示す。図 7(a)より、10% アウテージスループットに関して、パイロットブロック数  $N_p=1$  のときに他の  $N_p$  に比べてスループット特性が大幅に劣化することがわかる。これは、チャンネルの伝達関数および(干渉+雑音)電力の推定誤差が大きいためである。 $N_p$ 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、スループット特性が向上していく。しかし、 $N_p=5$  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、スループット特性が劣化する。このため、 $N_p=4$  程度で優れたスループット特性を示すことがわかる。一方、図 7(b)より、90% アウテージスループットでは低い正規化送信  $E_s/N_0$  の領域において、推定精度の影響により  $N_p=2$  以上のときに優れたスループット特性を示す。しかし、高い正規化送信  $E_s/N_0$  の領域では  $N_p$ が増えるにつれ推定精度の影響に比べてパイロット挿入損の影響が大きくなり、スループット特性が劣化するため、 $N_p=4$  程度で優れたスループット特性を示すことがわかる。

### 5. むすび

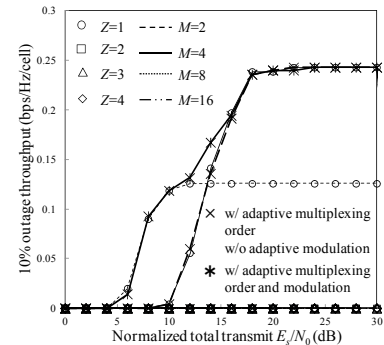
本稿では、変調多値数と空間多重数の両方を適応可変する SC-MIMO 伝送を提案し、マルチセル環境下におけるスループット特性を計算機シミュレーションにより求めた。その結果、空間多重数に加え変調多値数を適応選択することでセル端およびセル中央ともに多重数のみを適応選択する場合よりスループット特性を向上できることを示した。また、チャンネル推定に用いるパイロットブロック数は 4 程度で優れたスループット特性が得られることを示した。

今後は変調多値数と空間多重数の両方を適応可変する SC-MIMO 伝送の下りリンクへの適用効果についても検討する予定である。

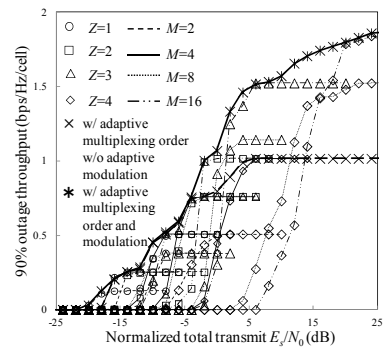
### 文 献

- [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, "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 多重度適応可変通信," *信学技報*, RCS2012-296, pp.73-78, 2013 年 2 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] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th edition, McGraw-Hill, 2008.
- [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] J. M. Torrance, and L. Hanzo, "Upper bound performance of adaptive modulation in a slow Rayleigh fading channel," *Electron. Letters*, pp. 718-719, 11 Apr. 1996.
- [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] A. Nakajima and F. Adachi, "Iterative joint PIC and 2D MMSE-FDE for turbo-coded HARQ with SC-MIMO multiplexing," *Proc. 2006 IEEE 63th Vehicular Technology Conference (VTC)*, Melbourne, Australia, 7-10 May. 2006.
- [13] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 5, no. 7, pp. 531-532, July 1972.

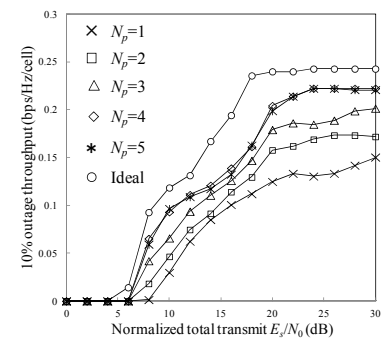


(a)10%アウテージスループット

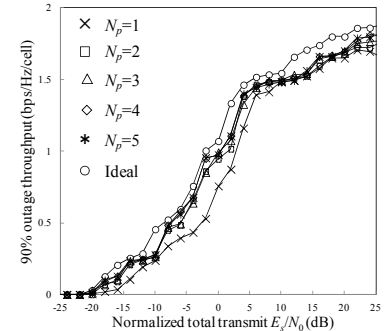


(b)90%アウテージスループット

図 6 理想チャネル推定下における変調多値数と空間多重数を適応可変する SC-MIMO 伝送のスループット



(a)10%アウテージスループット



(b)90%アウテージスループット

図 7 CDP-CE 環境下における  $N_p$  の影響