

空間多重数を適応選択するシングルキャリア MIMO 通信の HARQ スループット

長岡 諒[†] 熊谷 慎也[†] 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}@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)通信は、空間多重を行うことで最大伝送レートの向上、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。しかしながら基地局にアンテナが集中配置されている従来のセルラネットワーク(CAN)では、自セルにおける周波数選択性フェージングや伝搬損失、シャドウイング損失に加え、同一周波数を使用する他セルからの干渉(CCI)の影響により、特にセル端における通信品質が劣化してしまう。筆者らは以前空間多重数を適応選択するシングルキャリア(SC)-MIMO 通信を提案し、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。無線パケット伝送においては、誤り訂正符号と自動再送要求(ARQ)を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)の採用が必須である。多数のアンテナがセル内に分散配置する分散アンテナネットワーク(DAN)では、セル全域で高い受信信号電力を達成できるため、更なるスループット特性の向上が期待できる。本報告では、再送毎に多重数を選択しビット対数尤度比(LLR)合成するパケット合成法と、初回送信時の多重数を再送時にも用いて最小平均二乗誤差(MMSE)合成するパケット合成法を提案する。DAN および CAN における HARQ を用いた空間多重数を適応選択する SC-MIMO 通信の HARQ 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、比較する。

キーワード MIMO, 空間多重数適応選択, HARQ, 分散アンテナネットワーク

HARQ Throughput of Single-carrier MIMO Communication with Adaptive Multiplexing Order

Ryo NAGAOKA[†] Shinya KUMAGAI[†] 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}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] 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 conventional cellular network or centralized antenna network (CAN) where antennas are co-located at the base station, 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 co-channel interference (CCI) from neighboring cells. Recently, we proposed single-carrier (SC)-MIMO communication using adaptive spatial multiplexing order selection to obtain the maximum throughput achievable with the present propagation environment. For wireless packet communications, hybrid automatic repeat-request (HARQ) is essential. Also distributed antenna network (DAN), where multiple antennas are distributed in a cell, can further improve the throughput performance because the high received signal power can be obtained over the entire cell. In this paper, we propose two packet combining methods: the bit log likelihood ratio (LLR) combining for adaptive selection of multiplexing order at each re-transmission and the minimum mean square error (MMSE) based combining for using the same multiplexing order as the first transmission. We compare the HARQ throughput performance of SC-MIMO communication with adaptive multiplexing order in DAN and CAN by computer simulation.

Keyword MIMO, adaptive multiplexing order, HARQ, distributed antenna network

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、時空間符号化(STBC)ダイバーシチ

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、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]。基地局にアンテナが集中配置

されている従来のセルラネットワーク(CAN)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CCIの影響が大きいので、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。一方、基地局アンテナがセル内に分散配置する分散アンテナネットワーク(DAN)[5,6]では、移動端末が高確率で距離の近い分散アンテナと通信できるため、CANに比べセル内の広い範囲で空間多重を用いることにより高いスループット特性を達成できる。

筆者らは以前、上りリンクシングルキャリア(SC)-MIMO通信を対象に、空間多重数を適応選択するSC-MIMO通信を提案した[7]。このSC-MIMO通信では、空間多重数が1の周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチ(FD-STTD)[8]と空間多重数が2以上の周波数領域SDM(FD-SDM)[9]の理論スループットを比較し、最大スループットが得られる空間多重数を適応選択する。理論スループットの計算には、循環遅延パイロットチャンネル推定(CDP-CE)[10]で得られた端末-基地局間のチャンネル推定値および(干渉+雑音)電力推定値を用いる。

ところで、無線パケット伝送においては、誤り訂正符号と自動再送要求(ARQ)を組み合わせたハイブリッドARQ(HARQ)[11]の採用が必須である。また、DANおよびCANが空間多重数の選択およびスループット特性に与える影響について明らかにすることも重要である。そこで本稿では、再送毎に空間多重数を選択しビット対数尤度比(LLR)合成[12]するパケット合成法と、初回送信時の空間多重数を再送時にも用いて最小平均二乗誤差(MMSE)パケット合成[11]するパケット合成法を提案する。CDP-CEにより得られた瞬時のチャンネル推定値および(干渉+雑音)電力推定値を用いて、計算機シミュレーションによりスループットを最大とする受信SINRしきい値を予め求め、しきい値に基づいて空間多重数を適応選択する。DANおよびCANにおけるHARQ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、比較を行う。

本稿の構成は以下のようになっている。まず第2章でSC-MIMO上りリンクモデルを示し、次いで第3章で空間多重数を適応選択するSC-MIMO通信について述べる。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

上りリンクSC-MIMO通信のネットワークモデルを図1に示す。また、セルモデルを図2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、4本の送信アンテナを有する移動端末が各セルに一様に発生するものとする。各セルの基地局は7本の受信アンテナを有するものとする。DANにおいてはセル内に7

本のアンテナが等間隔で分散配置されており、隣接するアンテナ間の距離はセル半径 R の2/3倍としている。一方、CANにおいてはセル中央に7本のアンテナが集中配置されている。

セルラネットワークでは、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 $c(=0\sim6)$ セルにおける端末の第 $n_t(=0\sim3)$ 送信アンテナと対象セル($c=0$)の基地局の第 $n_r(=0\sim6)$ 受信アンテナ間のチャン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、

$$h_{n_r, n_t}^{(c,l)} = \sqrt{r_{c, n_r}^{-\alpha} \cdot 10^{-\eta_{c, n_r} / 10}} \cdot \bar{h}_{n_r, n_t}^{(c,l)} \quad (2)$$

である。ここで、 r_{c, n_r} 、 η_{c, n_r} 、および α はそれぞれ、第 c セルの端末と第0セルの第 n_r 受信アンテナ間の距離、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、 $\bar{h}_{n_r, n_t}^{(c,l)}$ 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 $l(=0\sim L-1)$ パスの複素パス利得および遅延時間であり、 $E\left[\sum_{l=0}^{L-1} |\bar{h}_{n_r, n_t}^{(c,l)}|^2\right] = 1$ であるものとしている。また、第 c セルの第 n_r アンテナから r_{c, n_r} 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。

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

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 R で正規化した正規化距離を $r_{c, n_r}/R$ 、正規化送信電力を $\phi_t^{(c, n_t)} = \Phi_t^{(c, n_t)} \cdot R^{-\alpha}$ とすると、式(3)は以下のように表せる。

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

なお、総送信電力はすべてのセルで等しいものとする。

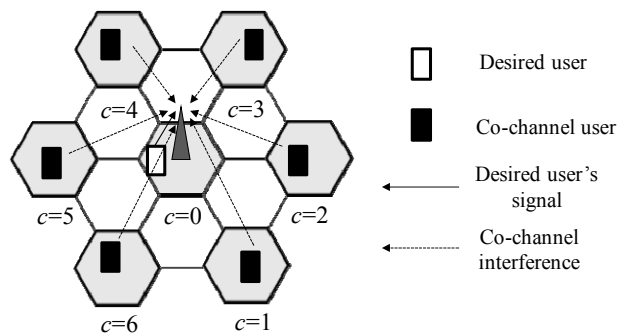


図1 ネットワークモデル($F=3$)

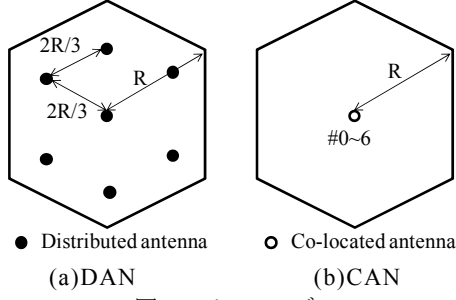


図2 セルモデル

3. 空間多重数を適応選択する SC-MIMO 通信

本章では、HARQ において空間多重数を適応選択する SC-MIMO 通信について述べる。まず、CDP-CE により、チャンネル推定値を求める。次に、推定値を用いて空間多重数の選択を行い、選択された多重数に基づいて信号の伝送を行う。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3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。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、 N_d 個のデータブロックを送信する。なお、フレーム内では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 ($n_t=0 \sim N_t-1$) 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、 Δ は循環遅延量を表し、 Δ 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 g 回目のパケット再送時において、第 n_r ($n_r=0 \sim N_r-1$) 受信アンテナの第 v ($v=0 \sim N_p-1$) 受信パイロットブロックの第 k ($k=0 \sim N_c-1$) 周波数成分は次式で与えられる。

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

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、 $\Pi_{n_r, g}^{(v)}(k)$ および $\Psi_{n_r, g}^{(v)}(k)$ 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。 $H_{n_r, n_t, g}(k)$ は送信電力を含んだ第 0 セルの第 g 回目のパケット再送時における第 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。

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

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、 $\phi_t = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \phi_t^{(0, n_t)}$ 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、参照信号を乗算し、瞬時の複合チャンネルの伝達関数を推定する。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。

$$\hat{H}_{n_r, g}^{(v)}(k) = R_{n_r, g}^{(v)}(k) P^*(k) / |P(k)|^2 \quad (8)$$

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 $\{\hat{h}_{n_r, g}(\tau); \tau=0 \sim N_c-1\}$ 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[13]と遅延時間シフトを用いることで、第 g 回目のパケット再送時における第 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。

$$\hat{h}_{n_r, n_t, g}(\tau) = \begin{cases} \hat{h}_{n_r, g}(\tau + \Delta n_t) & \text{if } 0 \leq \tau < \Delta \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

その後、 N_c ポイント FFT を $\hat{h}_{n_r, n_t, g}(\tau)$ 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 $\hat{H}_{n_r, n_t, g}(k)$ 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_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 $\Psi_{n_r, g}^{(v)}(k)$ を複素ガウス変数だと近似すると、第 g 回目のパケット再送時における(干渉+雑音)電力推定値 $\hat{\sigma}_{g(CCI+noise)}^2$ は次式で与えられる。

$$\hat{\sigma}_{g(CCI+noise)}^2 = \frac{1}{(N_c - \Delta N_t)} \sum_{\tau=\Delta N_t}^{N_c-1} |\hat{h}_{n_r, g}(\tau)|^2 / \left(\frac{2}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{1}{|P(k)|^2} \right) \quad (10)$$

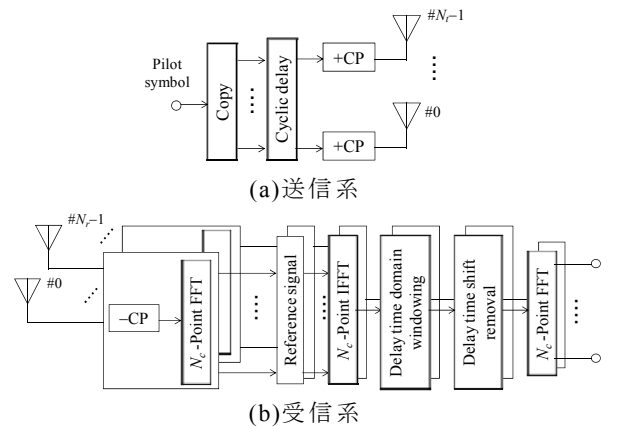


図3 CDP-CE 伝送系

3.2. 空間多重数の適応選択法

CDP-CE で得られたチャネル推定値, (干渉+雑音)電力推定値をもとに, 空間多重数 Z の選択を行う. 本稿では, 送信端末は 4 本, 受信基地局は 7 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 $N_f=2$ の FD-STTD によって伝送される. なお, $N_f=2$ 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 [14]. また, $Z \geq 2$ のとき, 複数データストリームは $N_f=Z$ の FD-SDM によって送信される. チャネル推定値によりチャネル利得の二乗和が大きい送受信アンテナを選択する.

本稿の空間多重数の選択はスループット最大規範に基づいている. CDP-CE により得られたチャネルの伝達関数の推定値より, 空間多重数 1 における瞬時の SINR を算出する. 第 g 回目のパケット再送時における FD-STTD($Z=1$)の瞬時 SINR は次式で与えられる.

$$\gamma_0 \left(\frac{E_s}{N_0}, \{\hat{H}_{n_r, n_t, g}(k)\} \right) = \frac{\left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_g(k) \right|^2}{\hat{\sigma}_{g(ISI)}^2 + \hat{\sigma}_{g(CCI+noise)}^2 \cdot \frac{1}{N_c} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} |W_{n_r, n_t, g}(k)|^2} \quad (11)$$

ここで,

$$2\hat{\sigma}_{g(ISI)}^2 = \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\tilde{H}_g(k)|^2 - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_g(k) \right|^2 \right] \quad (12)$$

であり, $\tilde{H}_g(k)$ は次式で与えられる等価チャネル利得である.

$$\tilde{H}_g(k) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \left\{ \hat{H}_{n_r, 0, g}(k) W_{n_r, 0, g}^*(k) + \hat{H}_{n_r, 1, g}(k) W_{n_r, 1, g}(k) \right\} \quad (13)$$

なお, $(\cdot)^*$ は複素共役を表す. また, $W_{n_r, n_t, g}(k)$ は FD-STTD における FDE 重みであり, パケット合成法により異なる. ビット LLR 合成を用いる場合, 第 g 回目のパケット再送時における重みは次式で与えられる [14].

$$W_{n_r, n_t, g}^{(LLR)}(k) = \frac{\hat{H}_{n_r, n_t, g}(k)}{\sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} |\hat{H}_{n_r, n_t, g}(k)|^2 + \hat{\sigma}_{g(CCI+noise)}^2} \quad (14)$$

また, MMSE パケット合成を用いる場合, 重みは次式で与えられる [11,14].

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

ここで, G は第 g 回目のパケット再送時点における同一パケットの送信回数である.

得られた $Z=1$ の受信 SINR と各空間多重数 ($Z=1 \sim 4$) におけるスループット値の関係を事前の計算機シミュレーションにより求め, スループットを最大とする $Z=1$ の受信 SINR しきい値を設定する. QPSK 変調時におけるしきい値を表 1 に示す. しきい値に応じて空間多重数の選択を行う. なお, 初回送信時の空間多重数を再送時にも用いる場合は, MMSE パケット合成によ

りパケット合成を行う. 再送の度に空間多重数の適応選択を行う場合は, 再送毎に異なる多重数が選択された場合, シンボル数が異なり MMSE パケット合成が行えないため, ビット LLR 合成を用いる.

選択した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 受信 SINR しきい値(QPSK)

$Z=1$	$Z=2$	$Z=3$	$Z=4$
$\gamma_0 \leq 1.68$	$1.68 < \gamma_0 \leq 4.2$	$4.2 < \gamma_0 \leq 23$ $140 < \gamma_0 \leq 630$	$23 < \gamma_0 \leq 140$ $630 < \gamma_0$

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

図 4 に FD-STTD 伝送系を示す. 符号化, パンクチャおよびインターリーブを行った後のビット系列を変調し, 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 を適用することで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 を用いて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, ビット LLR 合成を用いる場合は STBC 復号と FDE を同時に行い, MMSE パケット合成を用いる場合は STBC 復号とパケット合成を行う. 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, ビット LLR 合成を用いる場合は LLR を計算し, 再送パケットがある場合は LLR 合成 [12] を行う. その後, デインターリーブおよびデパンクチャを行い, ターボ復号を行う. 誤り検出を行い, 誤りが検出された場合には Negative Acknowledgement (NACK) 信号を送信機に送り, 再送を要求する. 誤りが検出されなければ ACK 信号を送り, 次の情報ビット系列の送信を要求する.

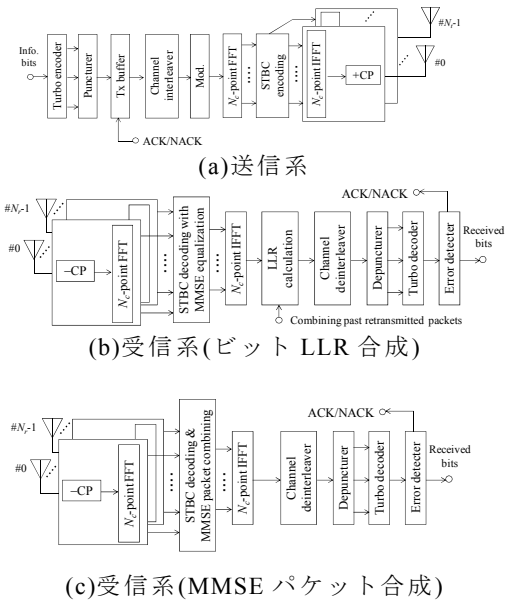


図 4 FD-STTD($Z=1$)伝送系

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

図 5 に FD-SDM 伝送系を示す。符号化, パンクチャおよびインターリーブを行った後のビット系列に対し, 直並列(S/P)変換を行い, N_t 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_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 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[15]を行う。MMSE パケット合成を用いる場合は, パケットの合成[15]を行う。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。ビット LLR 合成を用いる場合はビット LLR を計算し, 再送パッケージがある場合は LLR 合成を行う。その後, デインターリーブおよびデパンクチャを行い, ターボ復号を行う。誤り検出を行い, 誤りが検出された場合には NACK 信号を送信機に送り, 再送を要求する。誤りが検出されなければ ACK 信号を送り, 次の情報ビット系列の送信を要求する。

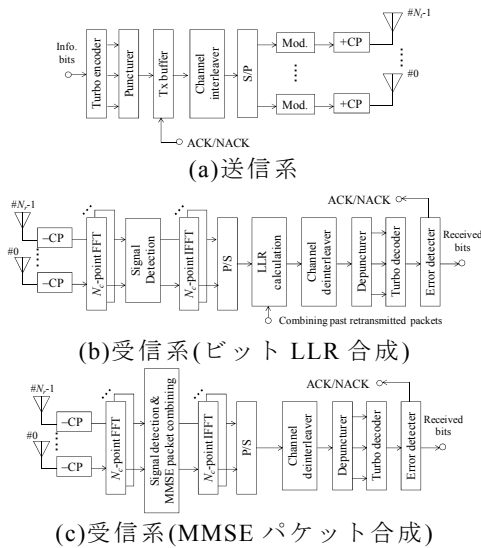


図 5 FD-SDM($Z \geq 2$)伝送系

表 2 計算機シミュレーション諸元

Transmission model	Data modulation	QPSK
	No. of FFT points	$N_c=64$
	Length of CP	$N_g=8$
	No. of data blocks	$N_b=12$
	No. of information bits	$K=1536\text{bits}(N_b=12)$
	No. of pilot blocks	$N_p=1,2,3,4$
	No. of transmit antennas	$N_t=2,3,4$
	No. of receive antennas	$N_r=4$
	Encoder & coding rate	(13, 15)RSC, $R=1/3$
	Packet combining	TYPE II S-P2
Channel model	Decoder	Log MAP (8 iterations)
	Channel estimation	Ideal, CDP-CE
	Pilot sequence	Chu sequence [16]
	Fading	Frequency-selective Block Rayleigh
	No. of paths	$L=8$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_{m,n}^{(l)}=lT_s, l=0-L-1$
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Standard deviation of shadowing loss	$\sigma_s=7.0\text{dB}$
Cluster size	$F=3$	

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。HARQ に用いる誤り訂正符号として, (13, 15)再帰的組織畳込み(RSC)符号器を 2 つ用いる符号化率 1/3 のターボ符号を適用している。ターボ符号器では Log-MAP アルゴリズムを用いており, 復号の繰り返し回数は 8 回とした。HARQ には TYPE II S-P2[11]を用い, 誤り検出は理想とした。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, 各送信アンテナ間のフェージングは無相関とする。クラスタサイズ $F=3$ とする。

図 6(a), (b)にチャンネル推定が理想的な時について, DAN および CAN における, 空間多重数を固定したときと空間多重数を適応選択する SC-MIMO 通信の 10% および 90%アウテージスループット(HARQ スループットの累積分布関数の 10%および 90%値)を示す。なお, パケット合成法には MMSE パケット合成を用いている。横軸は正規化送信シンボルエネルギー対雑音電力スペクトル密度比(E_s/N_0)である。図 6(a)より, 10%アウテージスループット特性においては受信 SINR が低いため, 低 E_s/N_0 領域では空間多重数 $Z=1$ を選択し, E_s/N_0 が高くなるにつれて高多重数を選択することで, CAN, DAN ともに多重数を固定した場合に比べスループット特性が向上することがわかる。また, DAN は CAN に比べ高いスループット特性を達成できることがわかる。これは, 基地局アンテナがセル内に分散配置されていることで, 伝搬損失の影響を低減できるためである。一方, 図 6(b)より, 90%アウテージスループットについても空間多重数を適応的に選択することで空間多重数を固定した場合に比べスループット特性が向上することがわかるが, DAN は CAN に比べスループット特性が劣化することがわかる。これは, 90%アウテージのように端末がセル中央付近に存在する環境では, CAN はセル中央にアンテナが集中配置しているため全ての受信アンテナで高い受信電力が得られるが, DAN ではアンテナが分散配置しているため全ての受信アンテナで高い受信電力が得られないためである。

図 7 に DAN における空間多重数を適応選択する SC-MIMO 通信について, 再送毎に多重数を選択しビット LLR 合成するとき, 初回多重数を再送時に用いて MMSE パケット合成するときの 10%および 90%アウテージスループットを示す。なお, チャンネル推定は理想とする。図 7 より, 10%, 90%アウテージスループットともに, E_s/N_0 が低い領域では時間ダイバーシチ効果により若干 MMSE パケット合成を用いる場合のスループット特性が向上しているが, 両者はほぼ同一の特性を示すことがわかる。これは, ビット LLR 合成を用いる場合は再送毎に多重数を適応選択するため, チャンネルに応じた多重数を選択できる利点がある一方で, 選択された多重数でパケットが正しく受信されなかった場合は再送要求がされてしまうことにより, 再送毎に多重数を選択する効果があまり得られていないためと考えられる。

図 8 に端末が図 2 に示すセル中央から距離 x の位置に存在するときの CDP-CE を用いた空間多重数を適応選択する SC-MIMO 通信の平均スループット特性を示す。図 8 より, CAN はセル端に近づくに連れて平均ス

スループットが大幅劣化するが、DAN ではセル端でもスループット特性が極端に劣化しないことがわかる。これは、前述したように DAN では伝搬損失の影響を低減できるためである。また、チャンネル推定に用いるパイロットブロック数は、DAN において $E_s/N_0 = -20\text{dB}$ のときは $N_p = 3$ で優れた特性を示し、 $E_s/N_0 = 0\text{dB}$ のときは $N_p = 1$ と $N_p = 2$ の特性がほぼ一致するが、セル端に近づくに連れて $N_p = 1$ のスループット特性が若干劣化していくことがわかる。また、CAN においては $E_s/N_0 = -20\text{dB}$, 0dB とともにセル中央付近は $N_p = 1$ で優れた特性を示すが、セル端に近づくに連れて $N_p = 1$ のスループット特性が劣化していくことがわかる。これは、 E_s/N_0 が低い場合、あるいは端末がセル端に位置する場合、雑音や干渉の影響により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くなるため、 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が、 E_s/N_0 が高い場合は 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、スループット特性が劣化するためである。

5. むすび

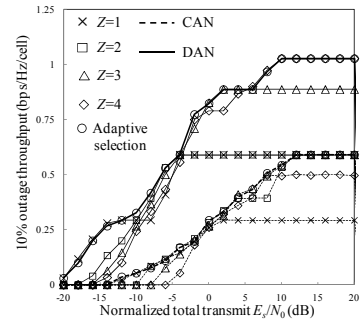
本稿では HARQ を用いる空間多重数を適応選択する上りリンク SC-MIMO 通信を提案し、DAN および CAN におけるスループット特性を計算機シミュレーションにより求めた。その結果、10%アウトエージスループット(セル端)および90%アウトエージスループット(セル中央)ともに空間多重数を固定する場合に比べ HARQ スループット特性を向上できることを示した。また、DAN は CAN に比べ高い10%アウトエージスループットを達成できることを示した。更に、初回送信時の空間多重数を再送時にも用いる MMSE パケット合成と、再送毎に空間多重数を適応選択するビット LLR 合成とはほぼ同等のスループット特性が得られることがわかった。

文 献

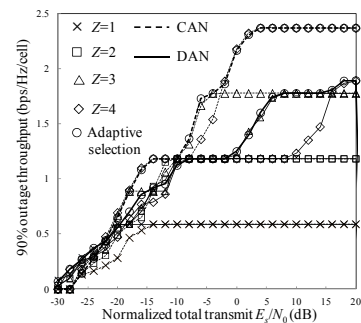
- [1] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, vol. 16, no. 8, 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] W. Choi, "Downlink performance and capacity of distributed antenna systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 1, pp. 69-73, Jan. 2007.
- [6] F. Adachi, K. Takeda, T. Yamamoto, R. Matsukawa, and S. Kumagai, "Recent Advances in Single-carrier Distributed Antenna Network," *Wireless Communications and Mobile Computing*, Vol. 11, Issue 12, pp. 1551-1563, Dec. 2011.
- [7] 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ン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.
- [8] 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.
- [9] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th edition, McGraw-Hill, 2008.
- [10] 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.
- [11] D. Garg and F. Adachi, "Throughput comparison of turbo-coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-SS with frequency-domain equalization," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, no. 2, pp. 664-677, Feb. 2005.
- [12] E. W. Jang, J. Lee, H. Lou, and J. M. Cioffi, "Optimal combining schemes for MIMO systems with hybrid ARQ," *Proc. IEEE International Symposium on Information*

Theory, June 2007.

- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 熊谷慎也, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "送受信協調 MMSE フィルタリングを用いるシングルキャリア MIMO 空間多重の HARQ スループット," *信学技報*, RCS2012-61, pp. 105-110, 2012年6月.
- [16] 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6 理想チャンネル推定下におけるスループット

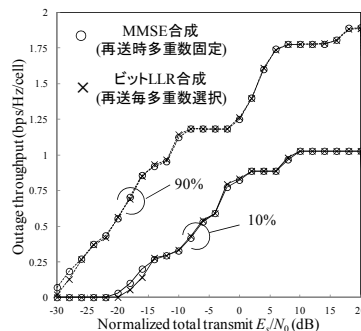


図7 再送時の空間多重数選択法の影響

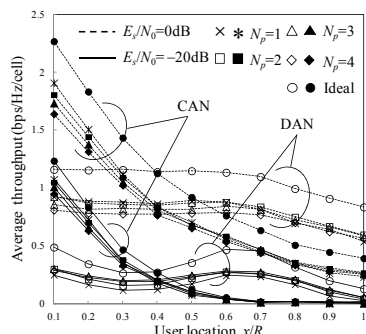


図8 平均スループットの時空間分布