

移動無線通信における選択 MIMO ダイバーシチに関する一考察

安達 文幸[†] アムナート ブンカジャイ^{††}

東北大学電気通信研究機構

〒980-8577 宮城県仙台市青葉区片平二丁目1番1号

E-mail: [†]adachi@ecei.tohoku.ac.jp, ^{††}amnart@riec.tohoku.ac.jp

あらまし マルチ送受信アンテナ(MIMO)ダイバーシチは周波数選択性フェージング環境下での伝送特性改善に効果的である。良く知られた最大比送信ダイバーシチ(MRTD)と最小平均自乗誤差合成ダイバーシチ(MMSECD)では、時空間ブロック符号化(STBC)を用いない限り、それぞれ1本の受信アンテナと1本の送信アンテナの利用しか許容しない。そこで、本論文では、ダイバーシチ次数の拡大を目的に、複数アンテナの中から伝搬環境の良好な1本のアンテナを選択する選択 MIMO ダイバーシチを提案し、サブキャリア平均アンテナ選択とサブキャリア毎アンテナ選択の2つのアンテナ選択法の効果を比較している。選択 MIMO ダイバーシチを OFDM 下りリンク伝送と SC 上りリンク伝送に適用したときのビット誤り率(BER)特性を計算機シミュレーションで求め、選択前のアンテナ本数、無線チャネルの周波数選択性の強さ、シャドウイング損失および伝搬損失の影響について考察している。

キーワード 選択 MIMO ダイバーシチ, 最大比送信ダイバーシチ, 最小平均自乗誤差合成ダイバーシチ

On Selective MIMO Diversity for Mobile Radio

Fumiyuki ADACHI[†] Amnart BOONKAJAY^{††}

ROEC, Tohoku University, 2-1-1 Katahira, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: [†]adachi@ecei.tohoku.ac.jp, ^{††}amnart@riec.tohoku.ac.jp

Abstract Multi-input multi-output (MIMO) diversity is an effective technique to improve the transmission performance in a frequency-selective fading environment. The well-known maximal-ratio transmit diversity (MRTD) and minimum mean square error combining diversity (MMSECD) allow only single antenna for reception and transmission, respectively, if the space-time block coding is not introduced. In this paper, aiming at increasing the diversity order, selective MIMO diversity is proposed, which selects the best antenna having good channel quality. Two antenna selection methods (i.e., the subcarrier-averaged antenna selection and the subcarrier-wise antenna selection) are considered. The achievable uncoded bit error rate (BER) performances when applying selective MIMO diversity to OFDM downlink and SC uplink are evaluated by computer simulation. Impacts of various design parameters, e.g., the number of antennas, the frequency selectivity of channel, the shadowing loss and path loss, are discussed.

Keyword Selective MIMO diversity, maximal-ratio transmit diversity, minimum mean square error combining diversity

1. まえがき

2020年ころの運用開始を目指して第5世代移動通信システム(5Gシステム)の研究開発が世界中で活発に進められている[1]。日本では2015年9月より、5Gシステム実現に向けた総務省委託研究開発が開始された[2]。1Gbps/ユーザを越える超高速データ通信サービスが期待され、面的スペクトル利用効率(bps/Hz/km²)とエネルギー利用効率(bits/Joule)の大幅な向上が求められている。

面的スペクトル利用効率とエネルギー利用効率の同時向上実現に期待される無線通信技術の一つがマルチ送受信アンテナ(MIMO)ダイバーシチ[3-5]である。ところで、かなり多数の送受信アンテナを基地局(BS)に搭載できるものの、ユーザ端末(UE)が搭載できる送受信アンテナ本数は高々数本に限定されてしまう。MIMOダイバーシチとして良く知られているものに時空間ブロック符号化(STBC)MIMO協調ダイバーシチ[4, 5]がある。STBC MIMOダイバーシチでは、送信アンテナ本数×受信アンテナ本数に等しい次数のダイバーシチ次数が得られるという利点がある。しかし、STBCブ

ロック長が長くなることから高速移動環境への適応が難しくなるという課題がある。そこで期待されるのが、STBCを用いないMIMOダイバーシチである。このようなMIMOダイバーシチとして期待できるのは、UE側で利用する受信/送信アンテナ本数を1本に限定する最大比送信ダイバーシチ(MRTD)[6]や最小平均自乗誤差合成ダイバーシチ(MMSECD)[7]である。前者はOFDM伝送に、後者はSC伝送に適用できる。ところが、MRTDおよびMMSECDの共通の課題は、前者では受信アンテナは1本(UE側)、後者は送信アンテナが1本(UE側)に限定されてしまうことから大きなダイバーシチ次数を実現できないことである。

そこで、本論文ではMRTD/MMSECDのダイバーシチ次数拡大を目的に、UE側に複数アンテナを搭載してそれらの中から伝搬環境の良好な1本を選択する選択 MIMO ダイバーシチを提案し、サブキャリア平均アンテナ選択とサブキャリア毎アンテナ選択の効果を比較している。なお、BSでは多数のアンテナを搭載でき、MRTDの送信アンテナ数とMMSECDの受信アンテナ数には制限がないものの、BSア

ンテナについても選択するものとした。そして、選択 MIMO を OFDM 下りリンク伝送と SC 上りリンク伝送へ適用したときのビット誤り率 (BER) 特性を計算機シミュレーションで求め、選択前の基地局および移動端末アンテナ数、無線チャネルの周波数選択性の強さ、シャドウイング損失および伝搬損失の影響について考察している。

本稿は以下のような構成になっている。第 2 章では、選択 MIMO ダイバーシチにおけるアンテナ選択法について述べ、第 3 章で無符号化 BER 特性の計算機シミュレーション結果を示して、2 つのアンテナ選択法の比較をする。さらに選択前の基地局および移動端末アンテナ数、無線チャネルの周波数選択性の強さ、シャドウイング損失および伝搬損失の影響について考察している。第 4 章でまとめる。

本論文では、上りリンクチャネルおよび下りリンクチャネルの対称性を利用できる時分割複信 (TDD) を仮定している。OFDM 下り伝送および SC 上り伝送共に N_c 本のサブキャリアを用いるものとする。基地局アンテナ本数を N_{BS} 本、UE アンテナ本数を N_{UE} 本とし、それらの中から伝搬環境の良好な N_{bs} ($\leq N_{BS}$) 本の BS アンテナと 1 本の UE アンテナを選択するものとする。また、IDFT 標準化周期 T_s で正規化した離散時刻表示を用いる。ここで、 $T_s = T/N_c$ であり、 T は IDFT ブロック長、 N_c はサブキャリア数である。 $N_{BS} \times N_{UE}$ 個のチャネルは独立で最大遅延時間差が τ_{\max} ($< \lfloor N_c / \max\{N_{BS}, N_{UE}\} \rfloor$) の準静的周波数選択性レイリーフェージングチャネルであるものとする。第 m ($= 0 \sim N_{BS} - 1$) BS アンテナと第 n ($= 0 \sim N_{UE} - 1$) UE アンテナ間の伝搬路のチャネル利得を $H_{m,n}(k)$ で表す。ここで、 $E[|H_{m,n}(k)|^2] = 1$ である。 N_{BS} 本の BS アンテナと N_{UE} 本の UE アンテナの集合をそれぞれ \mathbf{N}_{BS} と \mathbf{N}_{UE} で表す。また、 N_{BS} 本の BS アンテナの中から選択された最良の N_{bs} ($< N_{BS}$) 本の BS アンテナの集合を \mathbf{N}_{bs} で表す。

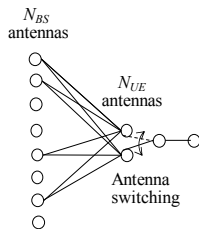


図 1 選択 MIMO ダイバーシチの概念。(N_{BS}, N_{UE})=(8, 2), (N_{bs}, N_{ue})=(4, 1)

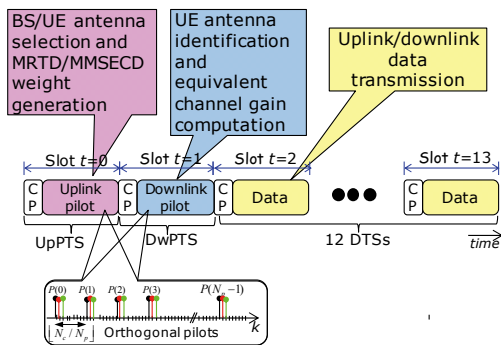


図 2 選択 MIMO ダイバーシチのためのチャネル推定手順

2. アンテナ選択法

選択 MIMO ダイバーシチの概念を図 1 に示す。 N_{BS} 本の BS アンテナと N_{UE} 本の UE アンテナの中からそれぞれ N_{bs} ($\leq N_{BS}$) 本と $N_{ue}=1$ 本のアンテナを選択して、MRTD を用いる OFDM 下り伝送および MMSECD を用いる SC 上り伝送

を行う。図 2 は、アンテナ選択と MRTD/MMSECD 重み生成のためのチャネル推定手順 [8] を示したものである。

2.1 直交パイロット生成 [8]

N_p シンボル長の Zadoff-Chu 系列 $\{P(\omega); \omega=0 \sim N_p - 1\}$ (ただし $|P(\omega)|=1$) [9] を用いる。 N_p 個のサブキャリア $\{k=g+\omega \cdot \lfloor N_c/N_p \rfloor; \omega=0 \sim N_p - 1\}$ に $\{P(\omega); \omega=0 \sim N_p - 1\}$ を、それ以外の $N_c - N_p$ 個のサブキャリア $\{k \neq g+\omega \cdot \lfloor N_c/N_p \rfloor; \omega=0 \sim N_p - 1\}$ に 0 を入力して N_c ポイント IDFT を行って直交パイロット系列 $\{p_g(v); v=0 \sim N_c - 1, g=0 \sim \lfloor N_c/N_p \rfloor - 1\}$ を得る。 $p_g(v)$ は次式のように表せる。

$$\begin{cases} p_g(v) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sqrt{2S} P_g(k) \exp\left(j2\pi \frac{k}{N_c} v\right) \\ P_g(k) = \begin{cases} P(\omega) & \text{if } k=g+\omega \cdot \lfloor N_c/N_p \rfloor; \omega=0 \sim N_p - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 $\lfloor a \rfloor$ は a よりも大きい等しい正の整数である。伝搬路の最大遅延時間差を τ_{\max} とすると、Zadoff-Chu 系列長 N_p は、 $\tau_{\max} < N_p \leq \lfloor N_c / \max\{N_{BS}, N_{UE}\} \rfloor$ を満たす必要がある。なお、 S はスロット時刻 $t=2 \sim 13$ で送信されるデータ信号の平均送信電力を表し、直交パイロット信号の平均送信電力は $S(N_p/N_c)$ である。

上記のように生成された $\lfloor N_c/N_p \rfloor$ 個のパイロット系列は互いに直交である。スロット時刻 $t=0$ に UE が、異なる N_{UE} 個の直交パイロットを N_{UE} 本の UE アンテナから同時送信する。スロット時刻 $t=1$ には BS が、異なる N_{BS} 個の直交パイロットを N_{BS} 本の BS アンテナから同時送信する。

2.2 BS 側における最良 BS・UE アンテナ組の選択と MRTD/MMSECD 重みの計算 ($t=0$)

UpPTS 区間 (スロット時刻 $t=0$) にて、UE では N_{UE} 本の UE アンテナ ($n=0 \sim N_{UE} - 1$) より直交パイロット $\{p_{n=g}(v); n=0 \sim N_{UE} - 1\}$ を同時送信する。ここでは、一般性を失うことなく、番号 g の若い順に式 (1) の直交パイロットを選択するものとした。これらを N_{BS} 本の BS アンテナ ($m=0 \sim N_{BS} - 1$) で受信して、 $N_{BS} \times N_{UE}$ MIMO チャネルのパイロットチャネル推定 (PACE) を行う [8]。 N_c ポイント DFT により N_c 本のサブキャリア成分に分解した上でサブキャリア番号 $\{k=n+\omega \cdot \lfloor N_c/N_p \rfloor; \omega=0 \sim N_p - 1\}$ の周波数成分だけを取り出す。ここで、 $\tau_{\max} < \lfloor N_c / \max\{N_{BS}, N_{UE}\} \rfloor$ であるので、良く知られた遅延時間領域窓関数法 [10, 11] を適用してチャネル推定値 $\{\hat{H}_{m,n}(k, t=0); k=0 \sim N_c - 1, m \in \mathbf{N}_{BS}, n \in \mathbf{N}_{UE}\}$ を得ることがができる。BS では、こうして得られたチャネル推定値を用いて、 N_{bs} ($< N_{BS}$) 本の BS アンテナ $\{m(k)\}$ と 1 本の UE アンテナ $\{n(k)\}$ の組を選択する。

本論文で提案するアンテナ選択は、サブキャリア平均選

択とサブキャリア毎選択の2つであり、次式で表わせる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \{\hat{m}(k), \hat{n}(k)\} = \arg \max_{\substack{m \in \mathbf{N}_{BS} \\ n \in \mathbf{N}_{UE}}} \sum_m \left(|\hat{H}_{m,n}(k, t=0)|^2 \right) \\ \text{for subcarrier-wise selection} \\ \{\hat{m}, \hat{n}\} = \arg \max_{\substack{m \in \mathbf{N}_{BS} \\ n \in \mathbf{N}_{UE}}} \sum_m \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_{m,n}(k, t=0)|^2 \right) \\ \text{for subcarrier-averaged selection} \end{array} \right. \quad (2)$$

以下では表記を簡単のため、特に断りの無い限り、サブキャリア毎選択の場合も $m(k)$ と $\hat{n}(k)$ からサブキャリア番号を削除することに注意されたい。

BS では、OFDM 下りリンク送信用 MRTD 重み $W_m^{MRTD}(k)$ と SC 上りリンク受信用 MMSECD 重み $W_m^{MMSECD}(k)$ を次のように生成する[12]。

$$W_m^{MRTD}(k) = \frac{\left(\frac{\hat{H}_{m,\hat{n}}^*(k, t=0)}{\sum_{m \in \mathbf{N}_{BS}} |\hat{H}_{m,\hat{n}}(k, t=0)|^2} \right)}{\sqrt{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left(\sum_{m \in \mathbf{N}_{BS}} |\hat{H}_{m,\hat{n}}(k, t=0)|^2 \right)^{-1}}} \quad \text{for OFDM downlink transmission} \quad (3)$$

$$W_m^{MMSECD}(k) = \frac{\hat{H}_{m,\hat{n}}^*(k, t=0)}{\sum_{m \in \mathbf{N}_{BS}} |\hat{H}_{m,\hat{n}}(k, t=0)|^2 + (E_s / N_0)^{-1}} \quad \text{for SC uplink reception} \quad (4)$$

ここで、 E_s はスロット時刻 $t=3 \sim 13$ で送信されるデータ信号のシンボルエネルギーであり、 $E_s = S \cdot (T / N_c)$ で与えられる。また、 N_0 は相加性白色複素ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。

OFDM 下りリンク伝送では、周波数選択性チャンネルを非周波数選択性チャンネルに変換して伝送できるものの、各サブキャリア周波数におけるチャンネル利得が変動する。そこで BS では、送信電力を常に一定値 S に保ちつつ、全サブキャリアの受信信号対雑音電力比(SNR)を等しくし(非周波数選択性の再生)、かつ最大とする MRTD を用いる。文献[6]の MRTD では送信電力分配を用いていないが、本論文の式(3)の MRTD では UE で観測される等価チャンネルを非周波数選択性に変換するように、電力分配を組み合わせて用いているのが特徴である。一方、SC 上りリンク伝送では、周波数選択性チャンネルにより発生する符号間干渉(ISI)の影響を無視できない。そこで BS では、ダイバーシチ合成後等価チャンネルの周波数選択性を十分弱めるように、式(4)の MMSECD 重みを用いてダイバーシチ合成する。なお、等価チャンネルについては第3章で述べる。

2.3 UE 側における最良 UE アンテナの同定と OFDM 下りリンク等化チャンネル利得の計算 ($t=1$)

DwPTS 区間(スロット時刻 $t=1$)にて、BS では $t=0$ で選択した N_{bs} 本の BS アンテナより直交パイロット $\{p_{g=m}(v); m=0 \sim N_{bs}-1\}$ を同時送信する。UE では、BS で行う PACE 処理と同様に、下りリンク $N_{bs} \times N_{UE}$ MIMO チャ

ネルの PACE 処理を行ってチャンネル推定値 $\{\hat{H}_{m,n}(k, t=1); k=0 \sim N_c-1, m \in \mathbf{N}_{bs}, n \in \mathbf{N}_{UE}\}$ を得て、これに基づいて、BS で選択した最良 UE アンテナ \hat{n} を次式のようにして同定する。

$$\hat{n} = \left\{ \begin{array}{l} \arg \max_{n \in \mathbf{N}_{UE}} \sum_{m \in \mathbf{N}_{bs}} \left(|\hat{H}_{m,n}(k, t=1)|^2 \right) \\ \text{for subcarrier-wise selection} \\ \arg \max_{n \in \mathbf{N}_{UE}} \sum_m \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_{m,n}(k, t=1)|^2 \right) \\ \text{for subcarrier-averaged selection} \end{array} \right. \quad (5)$$

準静的フェージング環境であれば、TDD を用いるとき $\hat{H}_{m,n}(k, t=0) \approx \hat{H}_{m,n}(k, t=1)$ であるので、最良 UE アンテナ \hat{n} の誤同定確率は十分小さいと仮定できる(なお、計算機シミュレーションでは BS で行う最良 UE アンテナ \hat{n} の選択と UE で行うそのアンテナの同定とを、実際と同様に BS 側と UE 側で独立に行っている)。また、サブキャリア毎アンテナ選択では、 N_{BS} 本の BS アンテナと N_{UE} 本の UE アンテナを用いてデータ信号を送受信するため、全てのアンテナに RF 回路が必要になる。

3. 選択 MIMO ダイバーシチを用いる OFDM 下りリンク伝送および SC 上りリンク伝送

選択 MIMO ダイバーシチを用いる OFDM 下りリンク伝送系および SC 上りリンク伝送系を図3に示す。フェージングが十分に準静的であればサブフレーム区間($t=0 \sim 13$)におけるフェージング変動を無視できる。そこで、BS では、スロット時刻 $t=0$ に受信したパイロットによる PACE 処理で求めた式(3)の MRTD 重み $W_m^{MRTD}(k)$ および式(4)の MMSECD 重みを、スロット時刻 $t=2 \sim 13$ での OFDM 下りリンク伝送および SC 上りリンク伝送に用いる。

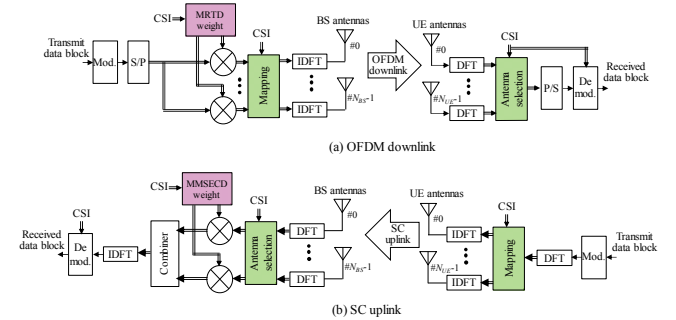


図3 選択 MIMO ダイバーシチ

3.1 OFDM 下りリンク伝送

BS では、第 $t(=2 \sim 13)$ スロットで送信する N_c 個のデータシンボルから成る時間領域シンボル系列 $\{d(v, t); n=0 \sim N_c-1\}$ を周波数領域信号 $\{d(k, t); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換した後、MRT 重み $W_m^{MRTD}(k)$ を乗算する。このようにして得られた周波数領域信号 $\{\sqrt{2S}W_m^{MRTD}(k)d(k, t); k=0 \sim N_c-1\}$ を N_c ポイント逆 DFT (IDFT) により時間領域 OFDM 信号に変換して第 $m(m \in \mathbf{N}_{bs})$ アンテナから送信する。ここで、 S はデータ信号の平均送信電力である。また、 $E[|d(k, t)|^2] = 1$ である。

一方 UE では、 N_{UE} 本のアンテナの受信信号を N_c ポイン

ト DFT により周波数領域信号に変換する。サブキャリア $k(=0 \sim N_c - 1)$ 毎に、最良 UE アンテナ $\bar{n}(k)$ で受信した周波数成分 $R_n(k, t)$ を選択する。アンテナ選択後の周波数領域信号 $\{R(k, t); n = 0 \sim N_c - 1\}$ は次式のように表せる。

$$R(k, t) = \sqrt{2S} H_e(k, t) d(k, t) + N_{\bar{n}}(k, t) \quad (6)$$

ここで、 $H_e(k, t)$ は次式で与えられる下りリンク等価チャネル利得であり、 $N_{\bar{n}}(k, t)$ は雑音成分である。

$$H_e(k, t) = \sum_{m \in N_{bs}} W_m^{MRTD}(k) H_{m, \bar{n}}(k, t) \quad (7)$$

第 $t(=2 \sim 13)$ スロットのデータシンボル判定を次式のように行って硬判定シンボル $\hat{d}(k, t)$ を得る。

$$\hat{d}(k, t) = \arg \min_{d \in \mathbf{D}} |R(k, t) - \sqrt{2S} \hat{H}_e(k, t) d|, k = 0 \sim N_c - 1 \quad (8)$$

ここで、 d および \mathbf{D} は、それぞれシンボル候補およびその集合を表す。また、 $\hat{H}_e(k, t)$ は等価チャネル利得 $H_e(k, t)$ の推定値である。最後に $\{\hat{d}(k, t); k = 0 \sim N_c - 1\}$ を受信シンボル系列 $\{\hat{d}(n, t); n = 0 \sim N_c - 1\}$ として出力する。 $\hat{H}_e(k, t)$ は次式のように求めることができる。

$$\begin{aligned} \hat{H}_e(k, t) &= \sum_{m \in N_{bs}} W_m^{MRTD}(k) \hat{H}_{m, \bar{n}}(k, t = 1) \\ &= \frac{\left(\frac{\sum_{m \in N_{bs}} \hat{H}_{m, \bar{n}}^*(k, t = 1) \hat{H}_{m, \bar{n}}(k, t = 1)}{\sum_{m \in N_{bs}} |\hat{H}_{m, \bar{n}}(k, t = 1)|^2} \right)}{\sqrt{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left(\sum_{m \in N_{bs}} |\hat{H}_{m, \bar{n}}(k, t = 1)|^2 \right)^{-1}}} \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、UE では、式(3)の $W_m^{MRTD}(k)$ の中の $\hat{H}_{m, \bar{n}}(k, t = 0)$ は未知なため、 $\hat{H}_{m, \bar{n}}(k, t = 1)$ に置き換えていることに注意されたい。また、 \bar{n} はサブキャリア番号の関数であることにも注意されたい。

3.2 SC 上りリンク伝送

UE では、第 $t(=2 \sim 13)$ スロットで送信する N_c 個のデータシンボルからなるシンボル系列 $\{d(v, t); v = 0 \sim N_c - 1\}$ を N_c ポイント DFT により周波数領域信号 $\{D(k, t); k = 0 \sim N_c - 1\}$ に変換した上で、UE アンテナの同定結果に基づいて N_{UE} 本の UE アンテナへと分配する。こうして得られた第 $n (\in N_{ue})$ UE アンテナから送信すべき周波数領域信号 $\{\sqrt{2S} D_n(k, t); k = 0 \sim N_c - 1\}$ を得て、 N_c ポイント IDFT により時間領域信号に変換する。ここで、 $D_n(k, t) = D(k, t)$ if $n = \bar{n}(k)$, $D_n(k, t) = 0$ otherwise である。

BS では、第 $m (\in N_{bs})$ BS アンテナで受信した SC 信号を N_c ポイント DFT により周波数領域信号 $\{R_m(k, t); k = 0 \sim N_c - 1\}$ に変換して、次式のように MMSECD を行う。

$$R(k, t) = \sum_{m \in N_{bs}} W_m^{MMSECD}(k) R_m(k, t) \quad (10)$$

次いで、 $\{R(k, t); k = 0 \sim N_c - 1\}$ に N_c ポイント IDFT を適用して時間領域信号 $\{r(v, t); v = 0 \sim N_c - 1\}$ に変換してシンボル判定を行う。 $R(k, t)$ は次式のように表せる。

$$R(k, t) = \sqrt{2S} H_e(k, t) D(k, t) + \sum_{m \in N_{bs}} W_m^{MMSECD}(k) N_m(k, t) \quad (11)$$

ここで、 $H_e(k, t) = \sum_{m \in N_{bs}} W_m^{MMSECD}(k) H_{m, \bar{n}}(k, t)$ は上りリンク等価チャネル利得である。しかし、これは BS では未知なので、その推定値 $\hat{H}_e(k, t)$ に置き換える。式(4)の $W_m^{MMSECD}(k)$ と上りリンクパイロット受信による PACE 処理で得られた $\hat{H}_{m, \bar{n}}(k, t = 0)$ とを用いて、 $\hat{H}_e(k, t)$ を次式のように求める。

$$\begin{aligned} \hat{H}_e(k, t) &= \sum_{m \in N_{bs}} W_m^{MMSECD}(k) \hat{H}_{m, \bar{n}}(k, t = 0) \\ &= \frac{\sum_{m \in N_{bs}} |\hat{H}_{m, \bar{n}}(k, t = 0)|^2}{\sum_{m \in N_{bs}} |\hat{H}_{m, \bar{n}}(k, t = 0)|^2 + (E_s / N_0)^{-1}} \end{aligned} \quad (12)$$

そして、第 $t(=2 \sim 13)$ スロットのデータシンボル判定を次式のように行って硬判定シンボル $\hat{d}(v, t)$ を得る。

$$\hat{d}(v, t) = \min_{d \in \mathbf{D}} \left| r(v, t) - \sqrt{2S} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_e(k, t) \right) d \right|, v = 0 \sim N_c - 1 \quad (12)$$

4. 計算機シミュレーション

$N_{BS}=8$ 本の BS アンテナと $N_{UE}=2$ 本の UE アンテナを用いる(8,2)選択 MIMO ダイバーシチにより得られる無符号化 BER 特性を計算機シミュレーションで求めた。本論文で用いた(8,2)選択 MIMO ダイバーシチは、OFDM 下りリンク伝送では $(N_{bs}, 1)$ MRTD、SC 上りリンク伝送では $(1, N_{bs})$ MMSECD である。また、比較のため、常に $N_{BS}=4$ 本の BS アンテナと $N_{UE}=1$ 本の UE アンテナを用いる(4,1)非選択 MISO/(1,4)SIMO ダイバーシチにより得られる無符号化 BER 特性も計算機シミュレーションで求めた。

表 1 シミュレーション諸元

Subframe structure (14 slots)	No. of subcarriers	$N_c = 1024$
	CP length	$N_{cp} = 128$ samples
	Pilot (one uplink slot, one downlink slot)	Zadoff-Chu
	Data (12 slots)	4QAM
Fading channel model	Type of fading	Quasi-static $L=16$ -path block Rayleigh
	Power delay profile	Uniform
	Maximum delay time	$\tau_{\max} = 16$ samples
Shadowing model	Log-normal distribution	Standard deviation $\sigma=6$ dB
Pathloss model	Fixed	0dB, 10, 20dB, 30dB
No. of BS/UE antennas	BS	$N_{BS}=4, 8$
	UE	$N_{UE}=2$

シミュレーション諸元を表 1 に示す。パイロット信号は Zadoff-Chu 系列[9]であり、データ変調には 4QAM を用いた。なお、SC 上りリンクでの MMSECD のためには受信 E_s/N_0 の推定が必要であるが、受信 E_s/N_0 が理想的に推定

できているものと仮定した。

まず、図 4 に、(8,2) 選択 MIMO ダイバーシチ ($(N_{BS}=8, N_{UE}=1)$ MRTD) を用いる OFDM 下りリンク伝送の場合の最良 UE アンテナ \bar{n} と等価チャネル利得 $H_c(k, t)$ を示す。 $N_{BS}=8$ 本の BS アンテナ全てを用いて MRTD を行った ($N_{BS}=N_{BS}$)。伝搬路は $L=16$ パス周波数選択性レイリーのみで、シャドウイングと伝搬損失は無いものとした。つまり、 $N_{BS}=8$ 本の各 BS アンテナと各 UE アンテナ間のシャドウイングと伝搬損失の違いが無視できレイリーフェージングが独立になる程度(数波長)だけ互いに離して設置されているものとした。UE で常に 1 本のアンテナを用いる(8,1)非選択 MISO ダイバーシチについても比較のため図示した。図より、選択 MISO ダイバーシチでは高い等価チャネル利得が得られることが分かる。

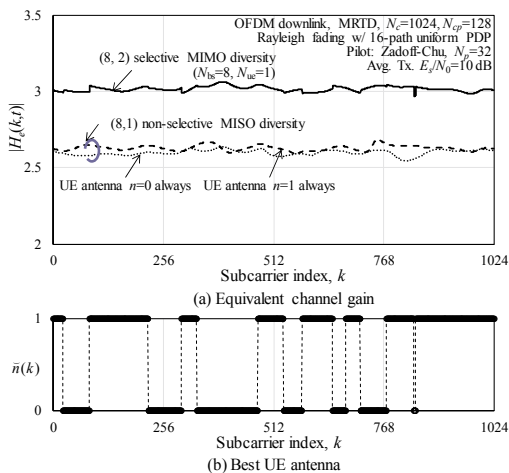


図 4 選択 MIMO ダイバーシチを用いる OFDM 下りリンク伝送の最良 UE アンテナと等価チャネル利得。サブキャリア毎 UE アンテナ選択。 ($N_{BS}=8, N_{UE}=2$), ($N_{BS}=8, N_{UE}=1$)

図 5 に、(N_{BS}, N_{UE}) 選択 MIMO ダイバーシチ ((4,1) MRTD) を用いる OFDM 下りリンクを対象に、サブキャリア毎アンテナ選択とサブキャリア平均アンテナ選択のダイバーシチ効果の比較を示す。また同図に、BS アンテナのみを選択するときと UE アンテナのみを選択するときのダイバーシチ効果を比較した。まず分かることは、サブキャリア毎アンテナ選択はサブキャリア平均アンテナ選択より大きなダイバーシチ効果が得られることである。また、(4,1)非選択 MISO ダイバーシチと比較して、BS および UE 両方のアンテナを選択することで大きな効果が得られる。

図 6 に、($N_{BS}=8, N_{UE}=2$) 選択 MIMO ダイバーシチ ($(N_{BS}, 1)$ MRTD/MMSECD) のアンテナ選択数の影響を示す。BS アンテナを全て利用 ($N_{BS}=8$) すれば大きなダイバーシチ効果が得られるものの、(4,1)非選択 MISO ダイバーシチからの改善は少ない。

図 7 に、($N_{BS}=8, N_{UE}=2$) 選択 MIMO ダイバーシチ ((4,1) MRTD) を用いる OFDM 下りリンクを対象に、パス数(つまり、無線チャネルの周波数選択性の強さ)の影響を示す。周波数選択性が強くなるにつれて、サブキャリア平均アンテナ選択では BER 特性が劣化するものの、サブキャリア毎アンテナ選択を用いればわずかであるが改善できることが分かる。

次に図 8 で、周波数選択性レイリーフェージングと対数正規シャドウイング(標準偏差 6dB)のある時について、(N_{BS}, N_{UE}) 選択 MIMO ダイバーシチを用いる OFDM 下りリンクに及ぼすサブキャリア平均アンテナ選択とサブキャリア毎

アンテナ選択の違いを示す(図 5 ではレイリーフェージングのみのときのサブキャリア平均アンテナ選択とサブキャリア毎アンテナ選択の効果を比較した)。シャドウイングが存在する時には、($N_{BS}=8, N_{UE}=2$) 選択 MIMO ダイバーシチのサブキャリア毎選択とサブキャリア平均選択の BER 特性差は僅かではあるが小さくなっている。

図 9 に周波数選択性レイリーフェージングと対数正規シャドウイング(標準偏差 6dB)に加えて伝搬損失(8本のBSアンテナのうちそれぞれ2本に0dB, 10dB, 20dB および30dBの伝搬損失が加わる)場合について、(N_{BS}, N_{UE}) 選択 MIMO ダイバーシチを用いる OFDM 下りリンクに及ぼすサブキャリア平均アンテナ選択とサブキャリア毎アンテナ選択の違いを示す。横軸は伝搬損失が 0dB の送信 E_s/N_0 である。シャドウイング損失も伝搬損失も BS アンテナ間では独立であるが、アンテナ間隔が高々半波長程度の2本のUEアンテナ間では同じであるとした。また、(4,1)非選択 MISO ダイバーシチの場合、4本のBSアンテナの伝搬損失を(0, 0, 10, 10) dB に設定した。図より対数正規シャドウイングに伝搬損失が加わると、サブキャリア平均アンテナ選択とサブキャリア毎アンテナ選択による特性差はかなり小さくなる事が分かる。

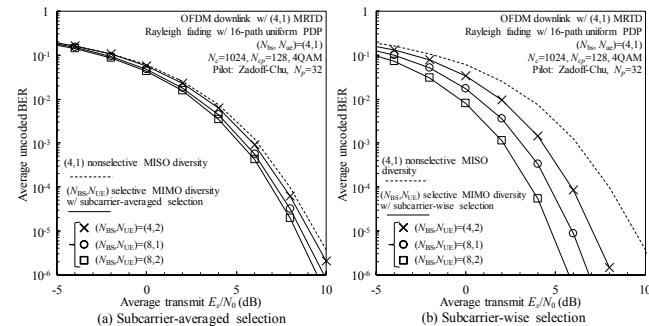


図 5 (N_{BS}, N_{UE}) 選択 MIMO ダイバーシチを用いる OFDM 下りリンク伝送におけるアンテナ選択法の比較。レイリーフェージング

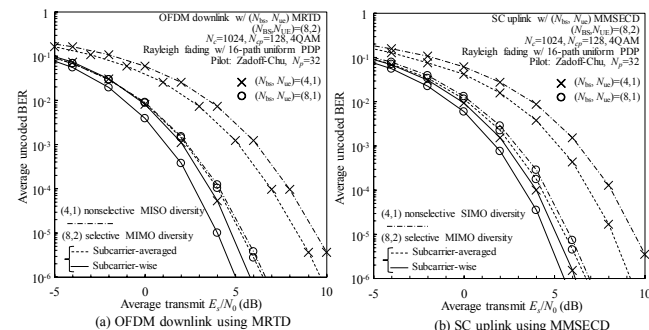


図 6 アンテナ選択数の影響。レイリーフェージング

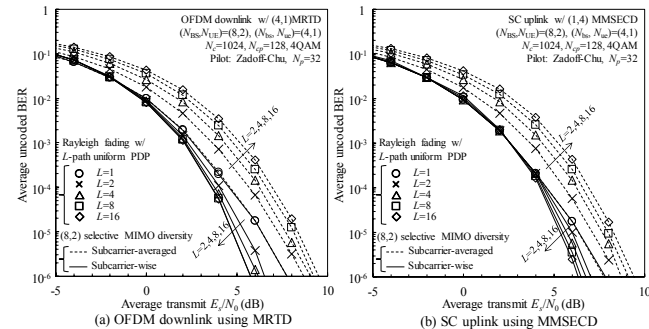


図 7 パス数の影響。レイリーフェージング

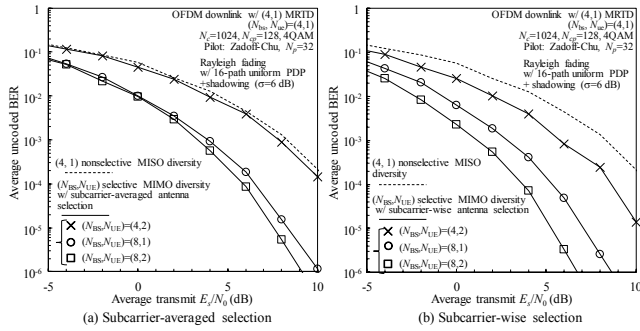


図8 シャドウイング+フェージングのある時のアンテナ選択の効果. (N_{BS}, N_{UE}) 選択 MIMO ダイバーシチを用いる OFDM 下りリンク

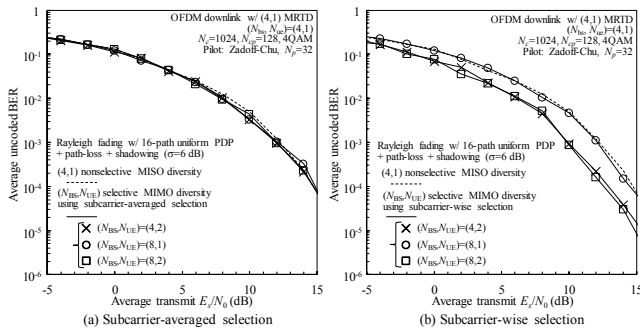


図9 伝搬損失+シャドウイング+フェージングのある時のアンテナ選択の効果. (N_{BS}, N_{UE}) 選択 MIMO ダイバーシチを用いる OFDM 下りリンク

以上より, BS アンテナを広範囲に分散配置して BS アンテナ間の伝搬損失の差が大きく異なるような場合には, BS アンテナ選択はサブキャリア平均選択にし, UE アンテナ選択はサブキャリア毎選択にすることが好ましいということになる. なぜなら, このようなときには, 伝搬損失の最小の BS アンテナがいずれのアンテナ選択法を用いても選択されるようになるからである.

5. むすび

本論文では, UE 側で利用する受信/送信アンテナ本数を1本に限定する最大比送信ダイバーシチ(MRTD)を用いる OFDM 下りリンク伝送および最小平均自乗誤差合成ダイバーシチ(MMSECD)を用いる SC 上りリンク伝送を対象に, サブキャリア毎アンテナ選択とサブキャリア平均アンテナ選択の2つの選択法を提案し, 平均 BER 特性に及ぼす効果を計算機シミュレーションで明らかにした.

その結果, BS アンテナ間隔が, 数波長程度(BS アンテナ間のフェージングは独立変動であるがシャドウイングと伝搬損失は同じ)から数10波長程度(BS アンテナ間のフェージングとシャドウイングは独立変動であるが, 伝搬損失は同じ)で局所的に配置されるような場合には, BS アンテナ選択および UE アンテナ選択ともにサブキャリア毎選択とするほうが大きなダイバーシチ効果を得ることができる. しかし, 十分 BS アンテナ間隔を離す分散配置(フェージング, シャドウイングも伝搬損失も独立変動)するような場合には, BS アンテナ選択はサブキャリア平均, UE アンテナはサブキャリア毎選択とするほうが大きなダイバーシチ効果が得られることが分かった.

以上より, 分散アンテナシステム[13]あるいは分散 MIMO 協調伝送[4]への MRTD/MMSECD の適用に当たっては BS アンテナ選択にサブキャリア平均選択, UE アンテナ選択にサブキャリア毎選択を用いることが望ましいと言える.

今後は, UE アンテナを常に2本用いる MRTD/MMSECD

と組み合わせた STBC-TD[4]と本論文で検討した選択 MIMO ダイバーシチとの比較を行う.

謝辞

本報告の一部は, 総務省委託研究開発「第5世代移動通信システム実現に向けた研究開発~超高密度マルチバンド・マルチアクセス多層セル構成による大容量化技術の研究開発~」による委託を受けて実施した研究開発による成果である.

文献

- [1] C. X. Wang, et al., "Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks," IEEE Commun. Mag., Vol. 52, Issue 2, pp. 122-130, Feb. 2014.
- [2] 平成27年度における電波資源拡大のための研究開発. http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban09_02000169.html
- [3] W. C. Jakes, Jr. (Ed.), Microwave Mobile Communications, Wiley, New York, 1974.
- [4] F. Adachi, A. Boonkajay, Y. Seki, T. Saito, S. Kumagai, and H. Miyazaki, "Cooperative Distributed Antenna Transmission for 5G Mobile Communications Network," IEICE Trans. Commun., Vol.E100-B, No.8, pp. 1190-1204, Aug. 2017. <http://doi.org/10.1587/transcom.2016FGP0019>.
- [5] 齋藤, 安達, "STBC 送信ダイバーシチを用いた大規模分散アンテナ小セルネットワークにおけるスケジューリングに関する一検討," 信学技報, Vol.116, No.479, RCS2016-296, pp.43-48, 2017年3月.
- [6] J. K. Cavers, "Single-user and multiuser adaptive maximal ratio transmission for Rayleigh channels," IEEE Trans. Vehi. Technol., Vol. 49, No.6, pp. 2043-2050, Nov. 2000.
- [7] F. Adachi, H. Tomeba, and Kazuki Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmissions in a wireless channel," IEICE Trans. Commun., Vol.E92-B, No.09, pp. 2789-2808, Sep. 2009.
- [8] 安達, ブンカジャイ, 齋藤, 関, "TDD 分散アンテナ協調伝送のためのチャネル推定の一検討," 信学技報, Vol.116, No.394, RCS2016-263, pp.159-164, 2017年1月.
- [9] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," IEEE Trans. Inf. Theory, Vol. 8, No. 4, pp. 531-532, July 1972.
- [10] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC1995), Chicago, USA, Vol. 2, pp. 815-819, Jul. 1995.
- [11] T. Fujimori, K. 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.
- [12] 安達, ブンカジャイ, "分散 MIMO 協調伝送における適応チャネル推定に関する一検討", 信学技報, Vol.117, No.246, RCS2017-173, pp.31-36, 2017年10月.
- [13] A. A. M. Saleh, A. J. Rustako, and R. S. Roman, "Distributed antennas for indoor radio communications," IEEE Trans. Commun., Vol. 35, No.12, pp. 1245-1251, Dec. 1987.