

# 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

安達 文幸<sup>†</sup> アムナート ブンカジヤイ<sup>††</sup>

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: <sup>†</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp, <sup>††</sup>amnart@riec.tohoku.ac.jp

**あらまし** 時分割複信 (TDD) を用いる分散 MIMO 協調伝送では、まずユーザ端末から上りリンクパイロットを送信して、これを受信したマクロ基地局側では MIMO チャネル推定を行って高々4本程度の分散アンテナを選択し、次いで、UE 側でチャネル推定のために、選択した分散アンテナより直交下りリンクパイロットを送信する。このようにすれば、基地局及び端末で MIMO チャネル情報を共有できる。しかし、パイロットスロットを伝送サブフレームの先頭に配置しているために、高速移動環境下ではサブフレーム後半のデータスロット時点のチャネルとチャネル推定値との誤差が大きくなってしまふ。そこで、本稿では、データスロットを受信する毎に硬判定シンボルを帰還して線形予測 (LP) によりチャネル再推定する判定帰還適応チャネル推定を提案している。そして、最大比送信ダイバーシチ (MRTD) を用いる OFDM 下りリンクおよび最大比合成ダイバーシチ (MRCD) / 最小自乗誤差合成ダイバーシチ (MMSECD) を用いるシングルキャリア (SC) 上りリンクのビット誤り率 (BER) 特性を計算機シミュレーションにより評価し、高速移動環境下での BER 特性を大幅に改善できることを明らかにしている。

**キーワード** 分散 MIMO, 協調伝送, TDD, チャネル推定, 判定帰還, 線形予測

## A Study on Adaptive Channel Estimation for Distributed MIMO Cooperative Transmission

Fumiyuki ADACHI<sup>†</sup> Amnart BOONKAJAY<sup>††</sup>

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

E-mail: <sup>†</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp, <sup>††</sup>amnart@riec.tohoku.ac.jp

**Abstract** In distributed MIMO cooperative transmission using time division duplex (TDD), base station (BS) selects at most 4 distributed antennas by carrying out channel estimation using the uplink pilot transmitted from user equipment (UE) and then, transmits the downlink pilot from selected distributed antennas for channel estimation at UE. By doing so, both BS and UE sides can share the MIMO channel state information (CSI) before data transmission and reception. However, in a high mobility environment, CSI acquired by using uplink and downlink pilots will become outdated for data transmission and reception closer to the subframe end. In this paper, we propose a decision-feedback adaptive channel estimation scheme. The linear prediction (LP) is applied. The bit error rate (BER) performances of OFDM downlink using maximal ratio transmit diversity (MRTD) and single-carrier (SC) uplink using maximal ratio combining diversity (MRCD)/minimum mean square error combining diversity (MMSECD) is evaluated by computer simulation in a high mobility environment. It is confirmed that the proposed decision-feedback adaptive channel estimation can significantly improve the BER performance in a high mobility environment.

**Keyword** Distributed MIMO, cooperative transmission, TDD, channel estimation, decision feedback, linear prediction

### 1. まえがき

2020年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が期待され、面的スペクトル利用効率 (bps/Hz/km<sup>2</sup>) 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。基地局の高密度配置 (小セル化) により両利用効率の同時向上が可能であるが、ハンドオーバーなどが頻繁に発生し、接続制御トラフィック量が多くなるという問題がある。そこで期待されているのが、マクロ基地局 (MBS) エリア内にアンテナを多数分散配置し、ユー

ザ端末 (UE) 近傍のいくつかを用いて協調伝送を行う分散 MIMO である。LTE/LTE-A と同様に、下りリンクには OFDM 伝送が、上りリンクには送信信号のピーク対平均電力比 (PAPR) が OFDM より低いシングルキャリア (SC) 伝送が適している。

筆者らが検討している分散 MIMO 協調伝送技術は文献[3]にまとめられている。本稿では、OFDM 下りリンクに最大比送信ダイバーシチ (MRTD) [4]を、SC 上りリンクに最大比合成ダイバーシチ (MRCD) / 最小平均自乗誤差合成ダイバーシチ (MMSECD) [5]を用いる分散 MIMO 協調伝送を考える。OFDM 下りリンク分散 MIMO 協調伝送の構成図を図1に示す。

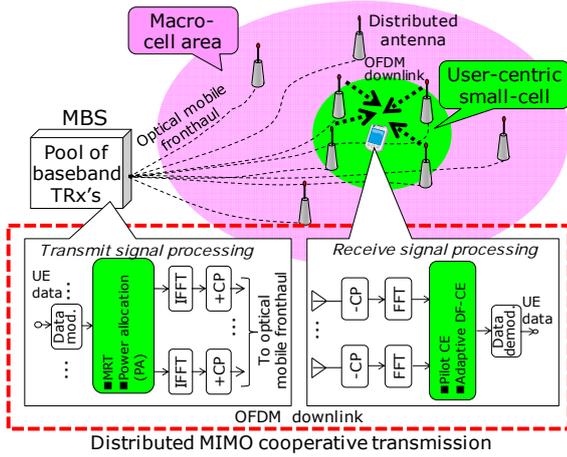


図1 分散 MIMO 協調伝送

分散 MIMO 協調伝送を始める前に、マクロセル内に分散配置された多数のアンテナの中からチャネル状態の良好なアンテナを選択し、選択された分散アンテナと UE アンテナ間の MIMO チャネル推定を行ってチャネル情報 (CSI) を MBS と UE とで共有する必要がある。時分割複信 (TDD) を用いれば下りリンクと上りリンクのチャネル相反性を利用できることから、CSI をフィードバックせずとも MBS と UE で独立に MIMO チャネルの推定を行うことで、CSI を共有できる。ユーザデータ伝送前に上りリンクおよび下りリンクパイロットを送信して MIMO チャネル推定するためのサブフレーム構成を図 2 に示す [6]。

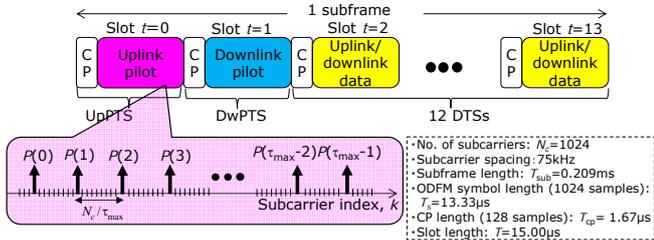


図2 サブフレーム構成 (2PTS+12DTS)

パイロットをサブフレームの先頭に配置しているために、高速移動環境下ではサブフレーム後半のデータスロット時点のチャネルとチャネル推定値との誤差が大きくなってしまい、ビット誤り率 (BER) 特性が劣化してしまう [6]。そこで本稿では、データスロットを受信する毎にシンボル判定結果を帰還して線形予測 (LP) [7] によりチャネル再推定を行う判定帰還適応チャネル推定を提案している。

本稿は以下のような構成になっている。第 2 章では、上り下りリンクパイロットを用いた MIMO チャネル推定の手順について述べる。次いで第 3 章では判定帰還適応チャネル推定を提案する。第 4 章では、提案判定帰還適応チャネル推定を用いるときの BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、高速移動環境下での BER 特性を改善できることを明らかにしている。

以下では、マクロセル全体に分散配置したアンテナ本数を  $N_{macro}$ 、分散 MIMO 協調伝送に用いる分散アンテナ本数と UE アンテナ本数をそれぞれ  $N_{mbs}$  ( $\ll N_{macro}$ ) と  $N_{ue}$  で表す。マクロセル内に配置された  $N_{macro}$  本の分散アンテナの集合を  $\mathbf{N}_{macro}$ 、その中から選択された  $N_{mbs}$  本の分散アンテナの集合を  $\mathbf{N}_{mbs}$ 、そして  $N_{ue}$  本の UE アンテナの集合を  $\mathbf{N}_{ue}$  のように表記する。

## 2. MIMO チャネル推定の手順

MIMO チャネル推定手順を図 3 に示す。筆者らは最近、分散 MIMO 協調伝送を用いるとき、スケジューリングの中で最も簡単なラウンドロビン (RR) を用いてもプロポーションアルファ (PF) に近いリンク容量と公平性を達成できることを示した [8]。RR スケジューリングでは、アクティブ UE の中から予め決めた順番で UE を選択するだけで良い。

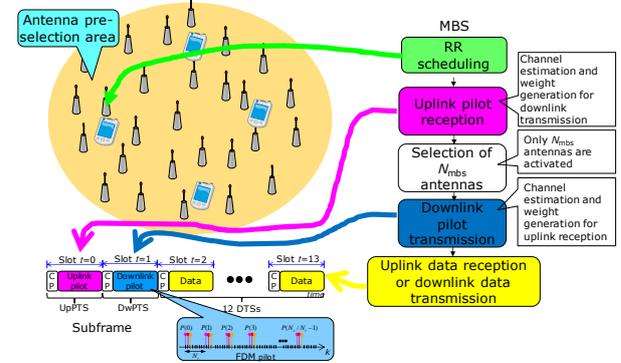


図3 MIMO チャネル推定の手順

### (a) 上りリンクパイロットによるチャネル推定 (時刻 $t=0$ )

UE では  $N_{ue}$  本のアンテナから周波数分割直交パイロットを送信する。MBS ではこれを受信して、 $N_{macro}$  本の分散アンテナと  $N_{ue}$  本の UE アンテナ間の  $N_{macro} \times N_{ue}$  MIMO チャネル  $\{H_{mn}(k; t=0); m \in \mathbf{N}_{macro}, n \in \mathbf{N}_{ue}\}$  の推定値  $\{\hat{H}_{mn}(k; t=0); m \in \mathbf{N}_{macro}, n \in \mathbf{N}_{ue}\}$  を得て、最大利得を有する  $N_{mbs}$  ( $\ll N_{macro}$ ) 本の分散アンテナを選択する。

そして、MBS では、 $N_{mbs} \times N_{ue}$  MIMO チャネル推定値  $\{\hat{H}_{mn}(k; t=0); m \in \mathbf{N}_{mbs}, n \in \mathbf{N}_{ue}\}$  を用いて、下りリンク伝送のときには MRT 重み  $\{W_m(k); m \in \mathbf{N}_{mbs}\}$  と送信電力配分 (PA) 重み  $\Omega(k)$  を、上りリンク伝送のときには MRCD または MMSECD 重み  $\{W_m(k); m \in \mathbf{N}_{mbs}\}$  を、それぞれ算出する。

### (b) 下りリンクパイロットによるチャネル推定 (時刻 $t=1$ )

MBS では周波数領域直交パイロットを  $N_{mbs}$  本の分散アンテナから送信する。これを受信した UE では、 $N_{mbs} \times N_{ue}$  MIMO チャネルの推定値  $\{\hat{H}_{mn}(k; t=1); m \in \mathbf{N}_{mbs}, n \in \mathbf{N}_{ue}\}$  を得て、下りリンク伝送のときにはデータシンボル判定のための等価チャネル利得  $H_e(k; t)$  の推定値を算出し、上りリンク伝送のときには PA 重み  $\Omega(k)$  を、それぞれ算出する。

## 3. 判定帰還適応チャネル推定

UE アンテナ本数を  $N_{ue}=1$  とする。OFDM 下りリンク伝送では  $N_{mbs} \times 1$  MRTD と PA を用いる。一方、SC 上りリンクでは PA と  $1 \times N_{mbs}$  MRCD/MMSECD を用いる。判定帰還適応チャネル推定の手順の概要を図 4 に示す。

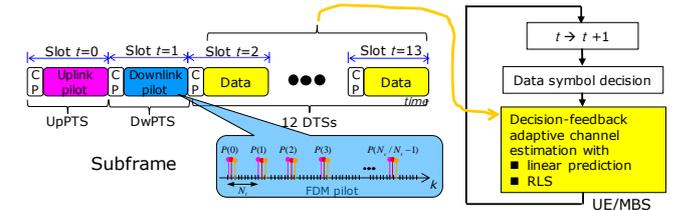


図4 判定帰還適応チャネル推定の手順

下りリンクデータ伝送中 (スロット時刻  $t=2 \sim 13$ ) で

は、MBS 側の MRT 重みと PA 重みは変えずに、UE 側で判定帰還線形予測による適応チャネル推定を行って、等価チャネル利得の更新を行う。一方、上りリンクデータ伝送中では、UE 側の PA 重みは変えずに、MBS 側で判定帰還線形予測による適応チャネル推定を行って、MRCD/MMSECD 重みの更新を行う。

### 3.1 OFDM 下りリンク MRTD

スロット時刻  $t=2\sim 13$  におけるデータスロット送受信に当たって、MBS では、 $N_c$  個のデータシンボルから成る時間領域シンボル系列  $\{d(n;t); n=0\sim N_c-1\}$  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  $W_m(k)$  と PA 重み  $\Omega(k)$  とを乗算する。ここで変数  $k$  は第  $k$  ( $=0\sim N_c-1$ ) サブキャリアを表す。このようにして得られた周波数領域信号  $\{\sqrt{2S \cdot \Omega(k)} W_m(k) d(k;t); k=0\sim N_c-1, m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}\}$  を逆 FFT (IFFT) して時間領域 OFDM 信号に変換して  $N_{\text{mbs}}$  本の分散アンテナから送信する。ここで、 $S$  はサブキャリア当たりの平均送信電力である。また、 $E[|d(k;t)|^2]=1$  である。

MBS では、上りリンクパイロット (スロット時刻  $t=0$ ) を受信して得た  $N_{\text{mbs}} \times 1$  MISO チャネル推定値  $\{\hat{H}_m(k;t=0); m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}\}$  を用いて、MRT 重み  $W_m(k)$  と PA 重み  $\Omega(k)$  を次式により算出する。

$$W_m(k) = \frac{\hat{H}_m^*(k;t=0)}{\sqrt{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2}} \quad \text{MRT weight} \quad (1)$$

$$\Omega(k) = \frac{1}{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2} \bigg/ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \frac{1}{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2} \right) \quad (2)$$

MBS ではこれら  $W_m(k)$  と  $\Omega(k)$  を、スロット時刻  $t=2\sim 13$  の下りデータ送信で使い続ける。

一方 UE では、受信信号を FFT により周波数領域信号  $\{R(k;t); n=0\sim N_c-1\}$  に変換し、サブキャリア毎にデータシンボル判定する。スロット時刻  $t$  ( $=2\sim 13$ ) で受信した OFDM 信号を FFT して得られた第  $k$  サブキャリア成分  $R(k;t)$  は次式のように表せる。

$$R(k;t) = \sqrt{2S} H_e(k;t) d(k;t) + N(k;t) \quad (3)$$

ここで、 $H_e(k;t)$  は次式で与えられる等価チャネル利得である。

$$H_e(k;t) = \sqrt{\Omega(k)} \left( \sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} W_m(k) H_m(k;t) \right)$$

$$= \frac{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} \hat{H}_m^*(k;t=0) H_m(k;t)}{\sqrt{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2}} \bigg/ \frac{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} \hat{H}_m(k;t=0)}{\sqrt{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2}} \quad \text{w/o PA}$$

$$= \frac{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} \hat{H}_m^*(k;t=0) H_m(k;t)}{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2} \bigg/ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \frac{1}{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2} \right) \quad \text{w/ PA} \quad (4)$$

ただし、 $E[|H_m(k;t)|^2]=1$  である。また、 $N(k;t)$  は零平均で分散  $2N_0/T_s$  の複素ガウス雑音成分である ( $N_0$  は片側

雑音電力スペクトル密度)。

次式のようにシンボル判定を行って硬判定シンボル  $\hat{d}(k;t)$  を得る。

$$\hat{d}(k;t) = \min_{d \in \mathbf{D}} |R(k;t) - \sqrt{2S} \hat{H}_e(k;t) d|, \quad 2 \leq t \leq 13 \quad (5)$$

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。

スロット時刻  $t=2$  におけるシンボル判定に用いる  $\hat{H}_e(k;t)$  を次式のように算出する。

$$\hat{H}_e(k;t=2) = \begin{cases} \frac{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} \hat{H}_m^*(k;t=1) \hat{H}_m(k;t=1)}{\sqrt{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=1)|^2}} & \text{MRTD w/o PA} \\ \frac{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} \hat{H}_m^*(k;t=1) \hat{H}_m(k;t=1)}{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=1)|^2} \bigg/ \sqrt{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \frac{1}{\sum_{m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=1)|^2} \right)} & \text{MRTD w/ PA} \end{cases} \quad (6)$$

もし、スロット時刻  $t=2$  だけではなく、スロット時刻  $t=3\sim 13$  に亘っても  $\hat{H}_e(k;t=2)$  を使い続けるとすると、高速フェージング環境下では等価チャネル利得推定値の誤差が大きくなってしまい、BER 特性が劣化してしまう。そこで、スロット時刻  $t=3\sim 13$  においては、ひとつ前のスロットの硬判定シンボル系列  $\{\hat{d}(n;t-1); n=0\sim N_c-1\}$  と受信信号  $\{R_m(k;t-1); m \in \mathbf{N}_{\text{mbs}}\}$  とを用いて等価チャネル利得を判定帰還適応推定する。

UE では、簡単な 1 次線形予測または 2 次線形予測を用いて、スロット時刻  $t=3\sim 13$  における等価チャネル利得を次式のように推定する。

$$\hat{H}_e(k;t) = \begin{cases} \tilde{H}_e(k;t=3) = \tilde{H}_e(k;t=2) : \text{1st order LP}, t=3 \\ \begin{cases} \tilde{H}_e(k;t-1) : \text{1st order LP} \\ 2\tilde{H}_e(k;t-1) - \tilde{H}_e(k;t-2) : \text{2nd order LP} \end{cases}, t=4\sim 13 \end{cases} \quad (7)$$

ここで、 $\tilde{H}_e(k;t)$  は次式のように求めた瞬時等価チャネル利得推定値の周波数領域移動平均である。

$$\tilde{H}_e(k;t) = \frac{1}{Q} \sum_{l=-(Q-1)/2}^{+(Q-1)/2} R(k+l;t) \hat{d}(k+l;t), \quad t=2\sim 13 \quad (8)$$

$Q$  には最適値が存在する。 $Q$  の最適値はシミュレーションで決定する。

### 3.2 SC 上りリンク MRCD/MMSECD

SC 伝送では、周波数選択性チャネルにより発生する符号間干渉 (ISI) の影響が無視できない。MBS で MRCD 重みを用いるときには等価チャネルの周波数選択性が強

調され、符号間干渉が強くなってしまいますので、UEでPAを用いることが必要である。一方、MBSでMMSECD重みを用いるときには等価チャネルの周波数選択性が弱められ、ISIが抑圧されるから、UEではPA無し(つまり、 $\Omega(k)=1$ )にできる。

UEでは、スロット時刻  $t(=2\sim 13)$  に送信する  $N_c$  個のデータシンボルからなるシンボル系列  $\{d(n;t); n=0\sim N_c-1\}$  を離散フーリエ変換(DFT)により周波数領域信号  $\{D(k;t); k=0\sim N_c-1\}$  に変換したうえでPA重み  $\Omega(k)$  を乗算し、IFFTにより時間領域SC信号に変換して送信する。MBS側では、 $N_{\text{mbs}}$  本の分散アンテナで受信したSC信号を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MRCDまたはMMSECD重み[5]を乗算してから、IDFTにより時間領域信号  $\{r(n;t); n=0\sim N_c-1\}$  に戻してシンボル判定する。

MBSでは、スロット時刻  $t=0$  においてUEから送信された上りリンクパイロットを受信して得た  $1\times N_{\text{mbs}}$  SIMOチャネル推定値  $\{\hat{H}_m(k;t=0); m\in N_{\text{mbs}}\}$  を用いて、MRCDまたはMMSECD重み  $\{W_m(k); m\in N_{\text{mbs}}\}$  を次式により算出する。

$$W_m(k) = \begin{cases} \frac{\hat{H}_m^*(k;t=0)}{\sqrt{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2}} & \text{MRC weight} \\ \frac{\hat{H}_m^*(k;t=0)}{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2 + (S\cdot T/N_0)^{-1}} & \text{MMSECD weight} \end{cases} \quad (9)$$

一方、UEでは、スロット時刻  $t=1$  において  $N_{\text{mbs}}$  本の分散アンテナから送信された下りリンク直交パイロットを受信して得た  $1\times N_{\text{mbs}}$  SIMOチャネル推定値  $\{\hat{H}_m(k;t=1); m\in N_{\text{mbs}}\}$  を用いて、PA重み  $\Omega(k)$  を次式により算出する。

$$\Omega(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=1)|^2} \bigg/ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \frac{1}{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=1)|^2} \right) & \text{for MRCD} \\ 1 & \text{for MMSECD} \end{cases} \quad (10)$$

UEでは  $\Omega(k)$  を、スロット時刻  $t=2\sim 13$  における上りリンクデータスロット送信で使い続ける。

MBSでは、スロット時刻  $t=2\sim 13$  におけるMRCD/MSECD出力  $R(k;t)$  を次式のように得る。

$$R(k;t) = \sum_{m\in N_{\text{mbs}}} W_m(k) R_m(k;t) = \sqrt{2S} H_e(k;t) D(k;t) + \sum_{m\in N_{\text{mbs}}} W_m(k) N_m(k;t) \quad (11)$$

ここで、 $R_m(k;t)$  は第  $m$  分散アンテナでの周波数領域受信信号、 $H_e(k;t)$  は次式で与えられる等価チャネル利得、 $D(k;t)$  は送信されたデータシンボル系列  $\{d(n;t); n=0\sim N_c-1\}$  の第  $k$  周波数成分であり、それぞれ次式のように表せる。

$$H_e(k;t) = \sqrt{\Omega(k)} \sum_{m\in N_{\text{mbs}}} W_m(k) H_m(k;t) = \begin{cases} \frac{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} \hat{H}_m^*(k;t=0) H_m(k;t)}{\sqrt{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2} \sqrt{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=1)|^2}} \bigg/ \sqrt{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \frac{1}{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=1)|^2} \right)}} & \text{MRCD(w/PA)} \\ \frac{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} \hat{H}_m^*(k;t=0) H_m(k;t)}{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2 + (S\cdot T/N_0)^{-1}} & \text{MMSECD(w/oPA)} \end{cases} \quad (12)$$

$$D(k;t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{n=0}^{N_c-1} d(n;t) \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_c}\right) \quad (13)$$

MRCD/MMSECD出力  $\{R(k;t); k=0\sim N_c-1\}$  に  $N_c$ -point IDFTを適用して時間領域信号  $\{r(n;t); n=0\sim N_c-1\}$  を得てシンボル判定する。MRCD/MMSECD出力  $r(n;t)$  およびシンボル判定は次式のように表せる。

$$r(n;t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} R(k;t) \exp\left(j2\pi n \frac{k}{N_c}\right) \quad (14)$$

$$\hat{d}(n;t) = \min_{d\in \mathcal{D}} \left| r(n;t) - \sqrt{2S} \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} H_e(k;t) \right) d \right|, t=2\sim 13 \quad (15)$$

シンボル判定のためには式(12)のMRCD/MMSECD出力の等価チャネル  $H_e(k;t)$  が必要であるが、 $\Omega(k)$  と  $H_m(k;t)$  はMBSにとって未知である。そこで、 $\{\hat{H}_m(k;t=1); k=0\sim N_c-1\}$  の代わりに  $\{\hat{H}_m(k;t=0); k=0\sim N_c-1\}$  を式(10)に代入して  $\Omega(k)$  を求める。次に、このようにして求めた  $\Omega(k)$  と  $\{H_m(k;t); k=0\sim N_c-1\}$  の代わりに  $\{\hat{H}_m(k;t=0)\}$  とをそれぞれ式(12)に代入することにより、次式のように  $H_e(k;t)$  の推定値  $\hat{H}_e(k;t)$  を算出する。

$$\hat{H}_e(k;t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \frac{1}{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2} \right)}} & \text{MRCD(w/PA)} \\ \frac{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2}{\sum_{m\in N_{\text{mbs}}} |\hat{H}_m(k;t=0)|^2 + (S\cdot T/N_0)^{-1}} & \text{MMSECD(w/oPA)} \end{cases} \quad (16)$$

もし、 $\{\hat{H}_m(k;t=0); m\in N_{\text{mbs}}\}$  を用いて算出した  $\{W_m(k); m\in N_{\text{mbs}}\}$  と  $\hat{H}_e(k;t)$  を、スロット時刻  $t=2$  だけではなく、スロット時刻  $t=3\sim 13$  に亘って使い続けると、MRCD/MMSECD出力の等価チャネルの周波数選択性

が增強されてしまい、残留 ISI が増加して BER 特性が劣化してしまう。そこで、スロット時刻  $t=3\sim 13$  における  $1\times N_{mbs}$  SIMO チャンネル  $\{H_m(k;t); m \in N_{mbs}\}$  を判定帰還適応推定する。

MBS では、簡単な 1 次線形予測または 2 次線形予測を用いて、スロット時刻  $t=3\sim 13$  におけるチャンネル利得を次式のように推定する。

$$\hat{H}_m(k;t) = \begin{cases} \tilde{H}_m(k;t=3) = \tilde{H}_m(k;t=2) & : 1\text{st-order LP}, t=3 \\ \begin{cases} \tilde{H}_m(k;t-1) & : 1\text{st-order LP} \\ 2\tilde{H}_m(k;t-1) - \tilde{H}_m(k;t-2) & , t=4\sim 13 \\ & : 2\text{nd-order LP} \end{cases} \end{cases} \quad (17)$$

ここで、 $\tilde{H}_m(k;t)$  は次式のように求める。

$$\tilde{H}_m(k;t) = \frac{1}{Q} \sum_{l=-(Q-1)/2}^{+(Q-1)/2} \frac{R(k+l;t)\hat{D}^*(k+l;t)}{|\hat{D}(k+l;t)|^2 + (E_s/N_0)^{-1}} \quad (18)$$

ここで、 $\{\hat{D}(k;t); k=0\sim N_c-1\}$  は、DFT により求めた硬判定シンボル系列  $\{\hat{d}(k;t); n=0\sim N_c-1\}$  の周波数領域表現である。SC 送信信号の周波数スペクトルは一定にはならないので MMSE に基づくチャンネル推定[9]を用い、判定誤りの影響を低減するために周波数領域移動平均操作を用いている。

このようにして得られた  $1\times N_{mbs}$  SIMO チャンネル推定値  $\{\hat{H}_m(k;t); m \in N_{mbs}\}$  を  $\{\hat{H}_m(k;t=0); m \in N_{mbs}\}$  の代わりに用いて、MRCD/MMSECD 重み  $\{W_m(k); m \in N_{mbs}\}$  および等価チャンネル利得推定値  $\hat{H}_e(k;t)$  とを、式(9)および式(16)により、それぞれ次式のように算出する。

$$W_m(k) = \begin{cases} \frac{\hat{H}_m^*(k;t)}{\sqrt{\sum_{m \in N_{mbs}} |\hat{H}_m(k;t)|^2}} & \text{MRCD weight} \\ \frac{\hat{H}_m^*(k;t)}{\sum_{m \in N_{mbs}} |\hat{H}_m(k;t)|^2 + (S \cdot T / N_0)^{-1}} & \text{MMSECD weight} \end{cases} \quad (19)$$

$$\hat{H}_e(k;t) = \begin{cases} 1 & \text{MRCD (w/ PA)} \\ \frac{\sum_{m \in N_{mbs}} |\hat{H}_m(k;t)|^2}{\sum_{m \in N_{mbs}} |\hat{H}_m(k;t)|^2 + (S \cdot T / N_0)^{-1}} & \text{MMSECD (w/o PA)} \end{cases} \quad (20)$$

そして、上式により算出した  $\{W_m(k); m \in N_{mbs}\}$  を式(11)に代入して MRCD/MMSECD 出力  $R(k;t)$  を得る。これと  $\hat{H}_e(k;t)$  とを用いて式(15)に示したシンボル判定を行う。

#### 4. 計算機シミュレーション

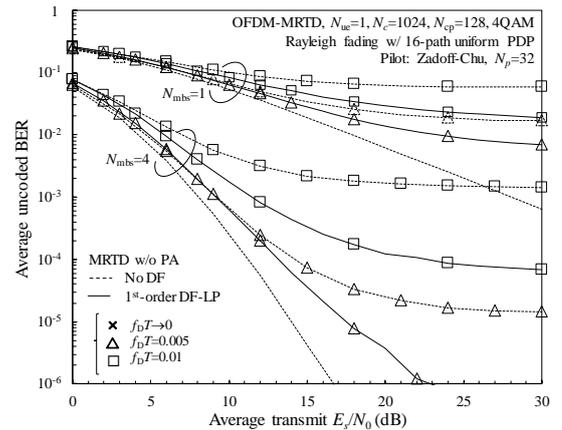
$N_{mbs}=1\sim 4$  本の MBS 分散アンテナと  $N_{ue}=1$  本の UE アンテナによる  $N_{mbs}\times 1$  MRTD を用いる OFDM 下りリンクと  $1\times N_{mbs}$  MRCD/MMSECD を用いる SC 上りリンクを想定して、BER を測定した。シミュレーション諸元を表 1 に示す。パイロット信号は Zadoff-Chu 系列[10]であり、データ伝送には無符号化 QPSK を用いた。なお、SC 上りリンクでの MMSE チャンネル推定では受信  $E_s/N_0$  の値も推定し

なければならないが、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。

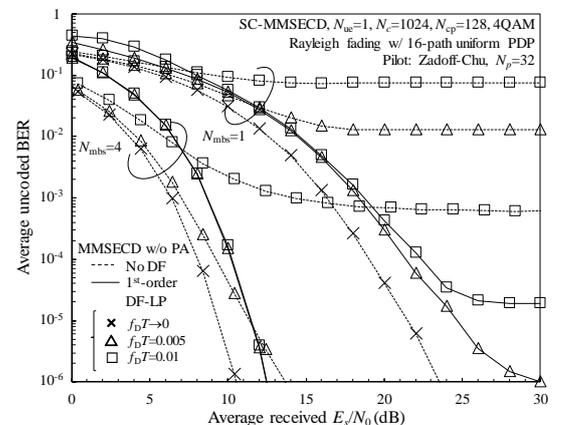
表 1 シミュレーション諸元

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	Type of fading	$L=16$ -path block Rayleigh assuming Jakes model
	Power delay profile	Uniform
	Maximum delay time	$\tau_{max} = 16$
$4\times 1$ MRTD (downlink)/ $1\times 4$ MRCD/MMSECD (uplink)	No. of distributed antennas (DAs)	$N_{mbs} = 1\sim 4$
	No. of UE antennas	$N_{ue} = 1$

まず、周波数領域移動平均の窓幅  $Q$  の影響を測定して  $Q=11$  に設定した。平均  $E_s/N_0$  対平均 BER 特性および  $fdT$  対 BER フロア特性を、それぞれ図 5 および図 6 に示す。なお、図 5 には、判定帰還適応チャンネル推定無のときと 1 次線形予測を用いる判定帰還適応チャンネル推定を用いるときの BER 特性をプロットした。判定帰還適応チャンネル推定を用いるとき、熱雑音による判定誤りが支配的は低い  $E_s/N_0$  の領域では BER 特性の劣化が見られるものの、フェージングのドップラシフトによる BER フロアを低減できることが分かる。受信  $E_s/N_0$  と移動速度より判定帰還適応チャンネル推定有無を切り替えるが必要になる。

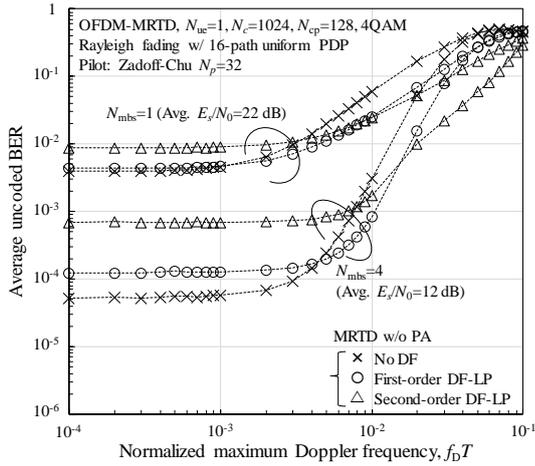


(a) OFDM 下りリンク MRTD

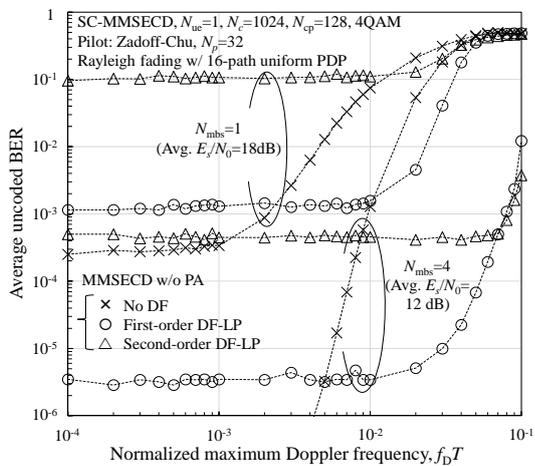


(b) SC 上りリンク MMSECD

図 5 平均  $E_s/N_0$  対平均 BER 特性



(a) OFDM 下りリンク MRTD



(b) SC 上りリンク MMSECD

図 6  $f_D T$  対 BER フロア特性

## 5. むすび

本稿では、分散 MIMO 協調伝送を対象に判定帰還線形予測 (LP) を用いる適応チャネル推定を提案した。そして、MRTD を用いる OFDM 下りリンク伝送および MRCD/MMSECD を用いる SC 上りリンク伝送の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、高速移動環境下での BER 特性を改善できることを明らかにした。

本稿では、UE アンテナ本数  $N_{ue}=1$  を仮定したが、今後は  $N_{ue}>1$  とする OFDM 下りリンク MRTD および SC 上りリンク MRCD/MMSECD へ拡張した検討を行う予定である。また、再帰最小自乗 (RLS) アルゴリズム [11] を用いる適応チャネル推定についても検討する予定である。

## 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] W. C. Jakes, Jr. (Ed.), *Microwave Mobile Communications*, Wiley, New York, 1974.

[3] 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.

[4] 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.

[5] 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.

[6] 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.

[7] P. P. Vaidyanathan, *The Theory of Linear prediction*, Morgan & Claypool, 2008.

[8] 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.

[9] K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain MMSE Channel Estimation for Frequency-domain Equalization of DS-CDMA Signals," IEICE Trans. Commun., Vol.E90-B, No.7, pp.1746-1753, July 2007.

[10] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," IEEE Trans. Inf. Theory, Vol. 8, No. 4, pp. 531-532, July 1972.

[11] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, 1991.