第5世代移動通信システム実現に向けた 分散アンテナ協調信号伝送と送信電力ピーク低減

安達 文幸[†] 熊谷 慎也 宮崎 寬之

アムナート ブンカジャイ 関裕太 齋藤 智之

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

あらまし 第5世代移動通信では、1Gbps/ユーザを越える高速データ通信が期待され、面的スペクトル利用効率の大幅な向上が求められている。これに応えると期待されているのが、マクロセル内に多数のアンテナを分散配置し、それらを協調して利用する分散アンテナ協調信号伝送である。協調信号伝送を用いると送信信号波形のピークが増加してしまう。本稿では、時空間ブロック符号化(STBC)ダイバーシチおよびマルチユーザ送受信協調フィルタリングについて述べている。また、送信側では送信信号に位相回転系列を乗算してピーク抑圧し、受信側ではサイド情報なしで信号検出するブラインドSelected Mapping(SLM)についても述べている。

キーワード 第5世代移動通信システム,分散アンテナ,協調無線伝送,時空間ブロック符号化,マルチユーザ伝送,ピーク抑圧

Distributed Antenna Cooperative Signal Transmission and Signal Peak Suppression for 5G Mobile Communication Systems

Fumiyuki ADACHI[†] Shinya KUMAGAI Hiroyuki MIYAZAKI Amnart BOONKAJAY Yuta SEKI Tomoyuki SAITO

Research Organization of Electrical Communication, Tohoku University

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

E-mail: [†]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In 5G mobile communication systems, very high rate services (>1Gbps/user) data communication are demanded, a significantly improving the area spectrum efficiency (bps/Hz/km²) is required. One promising approach is to adopt the distributed antenna cooperative signal transmission techniques which utilize spatially deployed distributed antennas over a macro-cell area. When using cooperative signal transmission, peak-to-average signal power ratio (PAPR) is increased. In this paper, space-time block coded (STBC) diversity and multi-user joint transmit/receive filtering are presented. Furthermore, Blind selected mapping (blind SLM) to effectively suppress the PAPR is also presented.

Keyword 5G mobile communications system, distributed antenna, cooperative signal transmission, space-time block coding, multi-user communication, signal peak suppression

1. まえがき

移動無線通信システムは第1世代から第4世代(LTE-Advanced)へと,およそ35年をかけて発展してきた[1].動 画像通信など高速なデータ通信がポピュラーになってきた. 2015年にサービス開始した第4世代(LTE-Advanced)シス テムでは、セル端における高速データ通信の品質向上を狙 って,周辺基地局が協調する複局協調送受信(CoMP: Coordinated Multi-Point)が導入されようとしている[2]. 2020年頃の導入を目指した第5世代システムでは1ユー ザ当たり数 Gbpsの超高速データ通信の提供が期待されて いる.しかし,限られた帯域幅(高々100MHz程度)と限られ た端末送信電力のもとでは、CoMPを用いてもこのような超 高速伝送は無理がある.現在,世界中で第5世代システム の研究開発が活発に展開されている[3].日本では2015年 9月より,第5世代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[4].第5世代無線通信技術として期待 されているのが,マクロセル内の多数のアンテナを分散配置 し,それらを協調して利用する分散アンテナ協調信号伝送 である.協調信号伝送を用いると送信信号波形のピークが 増加するから,バッテリー駆動の携帯端末の増幅器の負担 が大きくなる.そこで,送信信号波形のピーク抑圧も必要に なる.

本稿では,第5世代システムの実現に向けた分散アンテナ協調信号伝送技術について述べている.時空間ブロック

Copyright ©2016 by IEICE

符号化(STBC)ダイバーシチおよびマルチユーザ送受信協調フィルタリング(MU-MIMO)の他,位相回転系列乗算による信号波形ピーク抑圧とサイド情報なしで信号検出する ブラインド SLM について動作原理と伝送特性を述べている.

2. 分散アンテナ小セルネットワーク

面的スペクトル利用効率と無線エネルギー利用効率の 同時向上に有望な方策は、無線セル(最大通信距離)をさ らに縮小する小セル化である[5].しかし、単純な小セル化 では、ユーザの移動によりハンドオーバーが頻繁に発生して しまう.これを避ける一つの方法は、従来のマクロセル内に 多数のアンテナを分散配置させて小セルを形成する分散ア ンテナ小セルネットワークである[6].信号処理機能や無線 資源管理機能を1カ所(従来のマクロ基地局)に集中させ る(図1).ユーザ端末近傍のいくつかの分散アンテナを選 択し端末中心の小セルをダイナミックに形成し、それらを協 調させて信号伝送する.これはLTE-Advancedにおける CoMPの発展形と見做せる.スケジューリング(ユーザ選択と アンテナ選択)を仮想マクロ基地局で行うことで、ハンドオー バー問題をアンテナ選択問題に置き換えできる.



図1 ユーザ端末を中心とする小セルのダイナミック形成

3 分散アンテナ協調信号伝送

100MHz を超える広帯域チャネルを用いる第5世代の無線伝搬路は周波数選択性がかなり強くなることから,強力な チャネル等化が必須である.チャネル等化のためには無線 伝搬路の構造を表す情報(チャネル情報)が必要で,高精 度なチャネル推定が要求される.送受信に同じ搬送波周波 数を用いる時分割複信(TDD)を用いれば,上りリンク(端末 →BS側)のチャネル推定結果を下りリンク(BS側→端末)送 信に再利用でき,チャネル等化などで必要になる各ユーザ 端末のチャネル情報を仮想マクロ基地局(Virtual MBS)に 集約して持たせることができる.そこで筆者らの研究グルー プは,仮想マクロ基地局にチャネル等化機能を持たせた分 散アンテナ協調信号伝送を検討している(図2).

本稿では、FDE を用いることから、周波数領域信号 表現を用いる. Nc本のサブキャリアを用いて伝送する ものとする.以降で用いる変数 k はサブキャリア番号 を表しているが、OFDM 下りリンクの場合にはブロッ ク内のシンボル番号(時間領域)でもある.一方、SC 上りリンクの場合にはブロック内のシンボル番号(時 間領域)とは一致していないことに注意が必要である.

なお、本稿では上りリンク及び下りリンクのチャネル行列を それぞれ $\mathbf{H}_{\uparrow}(k)$ および $\mathbf{H}_{\downarrow}(k)$ で表している. もし、TDD を用いるものとすると、 $\mathbf{H}_{\downarrow}(k) = \mathbf{H}_{\uparrow}^{T}(k)$ である. (.)^T は転 置である.



3.1 STBC ダイバーシチ

SC 上りリンクと OFDM 下りリンクともにマルチアクセスは FDMA である. U台のユーザ端末(UE)と同時接続する ものとすれば,各 UE に N_c/U 本のサブキャリアを割り 当てて通信させる.

本稿では、良く知られた Alamouti 時空間ブロック符号化 (STBC) [7]を用いる. この符号化では 2 つの送信シンボル ブロックを 2 つの符号化後ブロックへと変換する. つまり、符 号化率は 1 である. 以下では、第 j 番目 (j=0,1)の送信ブロ ック内の第 k 番目のデータシンボルを $D_j(k)$ で表す 2 つの 送信シンボルブロックの第 k シンボルのベクトル表示を $D(k)=[D_0(k), D_1(k)]^T$ とすると、Alamouti STBC 符号化は次 式のように 2 行×2 列の行列 X(k)で表せる((.)*は複素共 役操作を表す). 行番号がアンテナ番号、列番号がブロ ック時間に対応している.

$$\mathbf{X}(k) = \begin{bmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) \\ D_1(k) & D_0^*(k) \end{bmatrix}$$
(1)

OFDM 下りリンクでは、式(2)の STBC 符号化の後に送信 FDE を施して N_{mbs} 行×2 列の送信シンボル行列へと変換 してから、2 つの列ベクトルを順番に、それぞれ N_{mbs} 本 (任意)の分散アンテナより送信する[8]. このとき UE 側では、 $N_{ue}=2$ 本のアンテナで受信して STBC 復号する. 一方、SC 上りリンクでは、STBC 符号化と復号を周波数領域で行う (ただし、STBC 符号化を時間領域で行うこともできる[9]). 式(1)の 2 つの列ベクトルを順番に、それぞれ $N_{ue}=2$ 本 のアンテナより送信する. 受信 (仮想 MBS)側では N_{mbs} 本 (任意)の分散アンテナで受信した後に受信 FDE を施して から STBC 復号する. このようにすれば、 $N_{mbs} \times N_{ue}$ (=2)に等 しい次数の空間ダイバーシチ利得を得ることができる[10]. (a) OFDM 下りリンク

送信シンボルと STBC 復号後の受信シンボルの平均 自乗誤差 (MSE)を最小する送信 MMSE-FDE を用いる. 次式のように送信信号 (周波数領域表現) Sofdm_stbc-txFDE(k) を生成する.

$$\mathbf{S}_{ofdm_stbc-txFDE}(k) = \begin{bmatrix} S_{0,0}(k) & S_{0,1}(k) \\ S_{1,0}(k) & S_{1,1}(k) \\ \vdots & \vdots \\ S_{Nmbs-1,0}(k) & S_{Nmbs-1,1}(k) \end{bmatrix} (2)$$
$$= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{txFDE}(k) \mathbf{X}(k)$$

ここで

$\mathbf{W}_{trFDE}(k) = A(k)\mathbf{H}_{\perp}^{H}(k) \quad (3)$

は N_{mbs} 行×2 列の FDE 重み行列であり $((.)^{H}$ はエルミート転置), A(k)と $H_{\downarrow}(k)$ はそれぞれ, 次式で与えられる電力正規化係数と 2 行× N_{mbs} 列の下りリンクチャネル行列である.

$$A(k) = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{N_{c}} \sum_{k=0}^{N_{c}/U-1} \sum_{n_{mbs}=0}^{N_{mbs}-1} \sum_{n_{ue}=0}^{N_{ue}-1} \frac{\left|H_{n_{ue},n_{mbs}}(k)\right|^{2}}{\sigma_{CCI}^{2} + N_{mbs} \cdot \left(E_{s}/N_{0}\right)^{-1}}}$$

$$\mathbf{H}_{\downarrow}(k) = \begin{bmatrix} H_{0.0}(k) & H_{0.1}(k) & \cdots & H_{0.N_{mbs}-1}(k) \\ H_{1.0}(k) & H_{1.1}(k) & \cdots & H_{1.N_{mbs}-1}(k) \end{bmatrix}$$
(4b)

上式中の σ_{CCI}^2 は周辺マクロセルが UE アンテナヘ与え る同一チャネル干渉(CCI)電力であり, E_s および T_s は シンボルエネルギーおよびシンボル長をそれぞれ表し ており, また E_s/N_0 はシンボルエネルギー対背景雑音 電力スペクトル密度比である.

各 UE の $N_{ue}=2$ 本のアンテナで受信した周波数領域受信信号 (N_c ポイントFFTを用いて時間領域信号を周波数領域に変換した後)を 2 行×2 列の行列 $\mathbf{R}(k)=\{R_{n_w,q}(k); n_{ue}=0,1, q=0,1\}$ として表現する. 軟判定データシンボルを得る STBC 復号は、次式のように複素共役演算と加減算のみである.

$$\hat{\mathbf{D}}(k) = \begin{bmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{00}(k) + R_{11}^*(k) \\ R_{01}(k) + R_{10}^*(k) \end{bmatrix}$$
(5)

(b)SC 上りリンク

周波数領域送信信号 **S**_{sc_stbc-rxFDE}(k)を次式のように生成して 2 本の UE アンテナから送信する.

$$\mathbf{S}_{sc_stbc-rxFDE}(k) = \sqrt{\frac{1}{N_{ue}} \left(\frac{2E_s}{T_s}\right)} \mathbf{X}(k) \quad (6)$$

仮想 MBS 側では、 N_{MBS} 本の分散アンテナによる受信 信号に次式のように受信 MMSE-FDE を適用して $\hat{\mathbf{R}}(k) = \{\hat{R}_{n_u,q}(k); n_{ue} = 0, 1, q = 0, 1\}$ を得る.

$$\hat{\mathbf{R}}(k) = \mathbf{W}_{rxFDE}(k)\mathbf{R}(k) \quad (7)$$

ここで、 $\mathbf{R}(k) = \{ R_{n_{g}}(k); n_{mbs}=0,...,N_{mbs}=1, q=0,1 \}$ は N_{mbs} 行×2列の受信信学行列、 $\mathbf{W}_{rxFDE}(k)$ は次式で与えられる 2 行× N_{mbs} 列の MMSE-FDE 重み行列である.

$$\mathbf{W}_{rxFDE}(k) = \left(\det\left(\mathbf{H}^{H}_{\uparrow}(k)\mathbf{H}_{\uparrow}(k)\right) + \left(\frac{E_{s}}{N_{ue}N_{0}}\right)^{-1} \right)^{-1} \mathbf{H}^{H}_{\uparrow}(k) \quad (8)$$

下りリンクと同じ STBC 復号を行ってから,時間領域 信号に変換して軟判定データシンボルを得る.

3.2 MU-MIMO 送受信協調フィルタリング

全ての UE がそれぞれ N_c 個のサブキャリア全てを共 有して N_{ue} 本のストリームを伝送する.各 UE のアンテ ナ本数は N_{ue} であり,仮想 MBS 側で使用する分散アン テナ本数は $N_{mbs} (\geq U \cdot N_{ue})$ であるとする.このような MU-MIMO 伝送では,同時通信するUE 間で発生するユー ザ間干渉(IUI)と UE 内のアンテナ間で発生するアンテナ間 干渉(IAI)の抑圧に加え,SC 伝送では周波数選択性フェ ージングによる符号間干渉(ISI)の同時抑圧が必要である.

下りリンクを対象に, IUI の除去を狙ったブロック 対角化(BD)を行って等価的なシングルユーザ MIMO チャネルに変換したうえで IAI の除去を狙った固有モ ード伝送を行う BD-SVD が提案されている[11]. BD-SVD は BD による IUI 除去にアンテナの自由度を消費 するため,所望信号の利得低下が大きくなる.これを 避けるため,筆者らの研究グループは最近,MMSE-SVD と呼ぶ送受信協調フィルタリングを提案した[12, 13].

(a) OFDM 下りリンク

UE あたり N_{ue} 個のシンボルをまとめて送信データベ クトル $\mathbf{D}_{u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times 1}$ を構成し、U 台の UE 分の $\mathbf{D}_{u}(k)$ を 並べたベクトルに MMSE 送信フィルタリングを適用 する.このとき、各 UE が SVD による固有モード受信 (N_{ue} 本のストリーム)していると仮定する.次いで、 N_{c} サブキャリアを用いる OFDM 変調した後、 N_{mbs} 本の 分散アンテナより送信する.

MMSE マルチユーザ送信信号(周波数領域表現) $\mathbf{S}_{ofdm mmse-svd}(k) \in \mathbb{C}^{N_{mbs} \times 1}$ を次式のように生成する.

$$\mathbf{S}_{ofdm _mmse-svd}(k) = [\mathbf{S}_{0}^{\mathrm{T}}(k)\cdots\mathbf{S}_{U-1}^{\mathrm{T}}(k)]^{\mathrm{T}}$$
$$= \sqrt{\frac{2E_{\mathrm{s}}}{T_{\mathrm{s}}}} \mathbf{W}_{\downarrow mmse}(k) \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{0}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{U-1}(k) \end{bmatrix}$$
(9)

ここで, $\mathbf{W}_{\downarrow mmse}(k) \in \mathbb{C}^{N_{mbs} \times U \cdot N_{ue}}$ は次式で表される送信 MMSE フィルタの重み行列である.

$$\mathbf{W}_{\downarrow mmse}(k) = \begin{pmatrix} \left(\mathbf{U}_{\downarrow}^{\mathbf{H}}(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k) \right)^{H} \left(\mathbf{U}_{\downarrow}^{\mathbf{H}}(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k) \right) \\ + U \cdot N_{ue} \gamma^{-1} \mathbf{I}_{N_{mbs}} \end{pmatrix}^{-1} (10) \\ \times \left(\mathbf{U}_{\downarrow}^{\mathbf{H}}(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k) \right)^{H} \sqrt{\mathbf{P}_{wf}(k)}$$

ここで, $\mathbf{U}_{\downarrow}(k) = \operatorname{diag} [\mathbf{U}_{\downarrow 0}(k) \cdots \mathbf{U}_{\downarrow U-1}(k)]$ の部分行列 $\mathbf{U}_{\downarrow u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times N_{ue}} k$, 下りリンクチャネル行列 $\mathbf{H}_{\downarrow}(k) = [\mathbf{H}_{\downarrow 0}^{T}(k) \cdots \mathbf{H}_{\downarrow u}^{T}(k) \cdots \mathbf{H}_{\downarrow U-1}^{T}(k)]^{T}$ の第 u UE に対応する部分 行列 $\mathbf{H}_{\downarrow u}(k)$ を SVD して得られる左特異ベクトルからな る行列である. 行列 $(\mathbf{U}_{\downarrow}^{H}(k)\mathbf{H}_{\downarrow}(k))$ は,各 UE が固有モー ド受信しているときの下りリンク等価チャネル行列を 表す. また, $\mathbf{P}_{wf}(k) = \operatorname{diag} [\mathbf{P}_{0}(k) \cdots \mathbf{P}_{U-1}(k)] \in \mathbb{R}^{UN_{ue} \times UN_{ue}}$ の 部分行列 $\mathbf{P}_{wf,u}(k) \in \mathbb{R}^{N_{ue} \times N_{ue}}$ は各固有モードと各サブキ ャリアへの注水定理に基づく電力配分を表す対角行列 である.

第 u UE では、次式のように N_{ue} 本のアンテナで固有モード受信を行って軟判定データシンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}_{u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times 1}$ を得る.

$$\hat{\mathbf{D}}_{u}(k) = [\hat{d}_{u,0}(k)\cdots\hat{d}_{u,N_{uc}}-1(k)]^{\mathrm{T}} = \mathbf{W}_{\downarrow svd,u}(k)\mathbf{R}_{u}(k)$$
(11)

ここで, $\mathbf{R}_{u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times 1}$ は受信信号ベクトル(周波数領域), $\mathbf{W}_{\downarrow svd, u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times N_{ue}}$ は次式で与えられる固有モード受信フィルタの重み行列である.

$$\mathbf{W}_{\downarrow svd,u}(k) = \mathbf{U}_{\downarrow u}^{H}(k) \quad (12)$$

(b) SC 上りリンク

各 UE は, SVD による固有モード送信 (N_{ue} 本のスト リーム) する. 第 u UE の送信シンボルベクトルを $\mathbf{D}_{u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times 1}$ とするとき、 $N_{ue} \times 0$ アンテナからの送信 信号(周波数領域表現) $\mathbf{S}_{u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times 1}$ を次式のように生成 する.

$$\mathbf{S}_{u}(k) = \sqrt{\frac{2E_{s}}{T_{s}}} \mathbf{W}_{\uparrow svd,u}(k) \mathbf{D}_{u}(k)$$
(13)

ここで、 $\mathbf{W}_{\uparrow svd, u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times N_{ue}}$ は次式で表される固有モード送信フィルタ行列である.

$$\mathbf{W}_{\uparrow svd.u}(k) = \mathbf{V}_{\uparrow u}(k) \sqrt{\mathbf{P}_{mmseu}(k)} \quad (14)$$

ここで、 $V_{\uparrow u}(k) \in \mathbb{C}^{N_{ue} \times N_{ue}}$ は $H_{\uparrow u}(k)$ を SVD して得られ る右特異ベクトルからなる行列である.また、 $P_{mmse,u}(k) \in \mathbb{R}^{N_{ue} \times N_{ue}}$ は第 *u* UE の各固有モードと各サブ キャリアへの MMSE 電力配分を表す対角行列である. これにより SC 伝送で発せする ISI を抑圧する.

仮想 MBS 側では、 N_{mbs} 本の分散アンテナによる受信信号に次式のように受信 MMSE フィルタリングを 適用して周波数領域信号ベクトル $\hat{\mathbf{D}}(k)$ を得る.この後 に時間領域信号に変換して軟判定データシンボルベク トルを得る.

$$\hat{\mathbf{D}}(k) = [\hat{\mathbf{D}}_0^T(k) \dots \hat{\mathbf{D}}_{U-1}^T(k)]^T = \mathbf{W}_{\text{fmms}}(k) \mathbf{R}(k) \quad (15)$$

ここで、 $\mathbf{W}_{\uparrow mmse}$ (k) $\in \mathbb{C}^{UN_{ue} \times UN_{mbs}}$ および $\mathbf{R}(k) \in \mathbb{C}^{N_{mbs} \times 1}$ は それぞれ、上りリンク受信 MMSE フィルタの重み行列 および受信信号の周波数領域表現であり、次式のよう に表せる.

 $\mathbf{W}_{\uparrow mmse}(k) = \left(\overline{\mathbf{H}}_{\uparrow}^{H}(k)\overline{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k) + \gamma^{-1}\mathbf{I}_{N}\right)^{-1}\overline{\mathbf{H}}_{\uparrow}^{H}(k) \quad (16)$

ここで,

$$\overline{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k) = \left[\left(\mathbf{H}_{\uparrow 0}(k) \mathbf{W}_{\uparrow svd, 0}(k) \right) \cdots \left(\mathbf{H}_{\uparrow U-1}(k) \mathbf{W}_{\uparrow svd, U-1}(k) \right) \right]$$
(17)

であり, $\mathbf{N}(k) \in \mathbb{C}^{N_{mbs} \times 1}$ は上りリンク CCI+背景雑音ベクトルである.

3.3 ブラインド SLM

送信 SC 信号に位相回転系列を時間領域又は周波数 領域で乗算する SLM を適用することで,送信 SC 信号波形 のピークを抑圧できる.筆者らの研究グループは最近,位 相回転系列を表すサイド情報を受信側で必要とせずに信 号検出するブラインド SLM を提案した[14].ブラインド SLM は,送受信機間での位相回転系列情報の共有が不要であ ることから,サイド情報伝送に起因するスペクトル効率の低 下を招かないという利点を有している.

SC 協調信号伝送のための送信フィルタリング処理を周 波数領域で表現するものとし、一般性を失うことなく、 W_i = diag[W_i(0),...,W_i(N_c-1)]で表す.時間領域送信データ シンボル系列をd=[d(0),d(1),...,d(N_c-1)]^TをN_cポイントDFT Fにより周波数領域信号に変換した後に送信フィルタリン グを適用し、N_cポイント IDFT F^Hにより時間領域信号に戻 す.ブラインド周波数領域SLM(ブラインドFD-SLM)を用い るときは、送信フィルタリング処理を適用した後の周波数領 域信号に PAPRを最小とする位相回転系列を乗算する.一 方、ブランド時間領域SLM(ブランドTD-SLM)を用いるとき は、送信フィルタリング処理を行う前の時間領域送信データ シンボル系列 d に PAPR を最小とする位相回転系列を直 接乗算する. (a) SLM

SC 送信信号 **s** = [*s*(0),*s*(1),...,*s*(*N_c*-1)]^T を次式のように生成する.

$$\mathbf{s} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}^H \mathbf{\Phi}_{\hat{m}} \mathbf{W}_t \mathbf{F} \mathbf{d} & \text{for blind FD - SLM} \\ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}^H \mathbf{W}_t \mathbf{F} \mathbf{\Phi}_{\hat{m}} \mathbf{d} & \text{for blind TD - SLM} \end{cases}$$
(18)

ここで、 $\Phi_{\hat{u}} = \text{diag}[\Phi_{\hat{u}}(0),...,\Phi_{\hat{u}}(N_c-1)] は M 個の位相回$ 転系列の中の PAPR を最小とする位相回転系列である.(b) ブラインド信号検出

受信信号 $\mathbf{r} = [r(0), r(1), ..., r(N_c - 1)]^r$ に N_c ポイント DFT を適 用して得られた周波数領域信号 $\mathbf{R} = [R(0), R(1), ..., R(N_c - 1)]^r$ に受信 MMSE-FDE を適用して等化後周波数領域信号 $\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{W}_r \mathbf{R}$ を得る.ここで, $\mathbf{W}_r = \text{diag}[W_r(0), ..., W_r(N_c - 1)]$ は 受信 MMSE-FDE 重み行列であり, $W_r(k)$ は次式で与えられ る.

$$W_{r}(k) = \frac{H^{*}(k)W_{t}^{*}(k)}{\left|H(k)W_{t}(k)\right|^{2} + \left(E_{s}/N_{0}\right)^{-1}}$$
(19)

ところで、SLM によって加えられた位相回転を取り除く (デマッピング)が正しく行われると、デマッピング後の受信 信号配置は変調信号配置に近くなる.しかし、デマッピング が正しく行われないと、デマッピング後の受信信号配置は変 調信号配置と大きく異なることになる.このことから、信号伝 送に用いた変調方式の信号点配置とデマッピング後の受 信信号との MSE を計算して、最小 MSE を有する位相回転 系列を選択してデマッピングすることで、サイド情報に頼らず にシンボル判定ができる[14].そこで、次式のようにシンボル 判定を行って $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}(0), \hat{d}(1),..., \hat{d}(N_c - 1)]^T$ を得る.

$$\hat{\mathbf{d}} = \begin{cases} \arg \min_{\substack{m=0,1,\dots,M-1\\\tilde{\mathbf{d}}\in\Psi_{\text{mod}}}} \left\| \mathbf{F}^{H} \mathbf{\Phi}_{m}^{H} \hat{\mathbf{R}} - \tilde{\mathbf{d}} \right\|^{2} & \text{for blind FD - SLM} \\ \arg \min_{\substack{m=0,1,\dots,M-1\\\tilde{\mathbf{d}}\in\Psi_{\text{mod}}}} \left\| \mathbf{\Phi}_{m}^{H} \mathbf{F}^{H} \hat{\mathbf{R}} - \tilde{\mathbf{d}} \right\|^{2} & \text{for blind TD - SLM} \end{cases}$$
(20)

ここで、Ψmod は変調信号点配置を表す.

4 モンテカルロ計算機シミュレーション

4.1 シミュレーション設定

ネットワークモデルを図 3 に示す. 注目マクロセル周辺に 6 つの干渉マクロセルを配置した. 各マクロセル内には 7 本 の分散アンテナを規則的に配置し, Nue=2 本のアンテナを 持つ 2 台の UE を各マクロセル内にランダムに配置した.



計算機シミュレーション緒元を表 1 に示す.サブキャリア 総数は 128 で 100MHz 帯域幅とした.STBC ダイバーシチ のときのマルチアクセスは FDMA で,各ユーザに 64 サブキ ャリアを割り当てた.また,各 UE は自マクロセル内の N_{mbs} =4 本の分散アンテナを瞬時受信電力規範で選択するものとし た.一方,MU-MIMO のときは 2 台の UE が 128 サブキャリ アを共有するものとし,自マクロセル内の N_{mbs} =4本の分散ア ンテナを瞬時受信電力規範で選択するものとした.周波数 選択性チャネルを仮定し,分散アンテナ-UE 間距離がマク ロセル半径 Rの $\sqrt{7}$ 分の一以下のとき K=10dB の仲上・ライ スフェージング,それ以上のときレイリーフェージングになるも のとした.なお,干渉制限型チャネルを仮定した.

以上の設定のもとで上りと下りリンク容量の分布をモンテ カルロ計算機シミュレーションにより求めた.なお,STBC ダ イバーシチおよび MU-MIMO 送受信協調フィルタリングを 用いるときの受信信号対干渉+雑音電力比より、シャノン・ ハートレイの定理[15]を用いてリンク容量の計算式を導出し、 これをモンテカルロ計算機シミュレーションで用いた.

Tx/Rx	SC uplink	FDMA	STBC diversity using receive FDE
		MU-MIMO	Uplink MMSE-SVD
	OFDM downlink	FDMA	STBC diversity using transmit FDE
		MU-MIMO	Downlink MMSE-SVD
	Total no. of subcarriers		N _c =128
	GI length		N _g =32
	No. of distributed antennas deployed in a macro-cell		N _{macro} =7
	No. of UE antennas		$N_{ue}=2$
	No. of distributed antennas to be selected		N _{mbs} =4
	Channel state	information	Ideal
Propag. channel	Path loss exponent		$\alpha = 3.5$
	Shadowing loss standard deviation		σ=7.0(dB)
	Type of fading		Frequency-selective block Nakagami-Rice and Rayleigh
	K factor of Nakagami-Rice		<i>K</i> =10dB
	Delay profile shape		/ - 16 - uniform

表1 シミュレーション緒元

4.2 リンク容量

計算機シミュレーションにより得られた、UEリンク容量のマクロセル内分布を図4に示す.7本のアンテナを集中配置した場合,STBCダイバーシチとMU-MIMOともにマクロセル中心付近では高いリンク容量を達成できるものの、マクロセル端近傍ではリンク容量が低くなる.しかし、分散アンテナ協調伝送ではマクロセル端近傍のリンク容量を高くできる. STBCダイバーシチによるマクロセル端近傍のUEリンク容量はMU-MIMOよりも高い.以上の結果は上りリンクも下りシンクも同様である.

UE リンク容量と合計リンク容量の確率分布を図5に示す. 分散アンテナ協調信号伝送は、7本のアンテナを集中配置 した場合に比べて、リンク容量を大幅に向上できることが分 かる. STBC ダイバーシチと MU-MIMO とを比較すると、前 者はマクロセル端近傍のリンク容量向上に、後者は分散ア ンテナ近傍のリンク容量向上に、それぞれ威力を発揮でき ることが良く分かる.

4.3 PAPR

図 6 は,理想矩形フィルタを用いたときの SC 信号 (このと き SC 帯域幅は OFDM と同一)と OFDM 信号の PAPR をそ れぞれ示したもので,位相回転系列数 *M* を多くするにつれ PAPR を低減できる.特に,時間領域 SLM が PAPR をより 低減できることが分かる.なお,時間領域 SLM では,位相 回転を与えても元の信号点配置と同じにならないように ($(0,\pi/3,2\pi/3)$ のランダム位相回転系列を用いた. 一方,周 波数領域 SLM ではその心配はないので,単純な($(0,\pi)$ のラ ンダム位相回転系列を用いた. 4QAM のとき,候補系列数 をM=32 個程度にすれば, SC 信号の PAPR を 3dB 程度低 減でき,OFDM に比べても 2dB 程度低くできる.

サイド情報を必要とせずに信号検出するブラインド SLM の平均ビット誤り率(BER)特性を示したのが図 7 である. PAPR 低減能力の優れるブラインド時間領域 SLM は,ブラ インド周波数領域 SLM より BER 劣化が大きい. 今後は, BER 劣化対策が必要である.





(a) SC 上りリンク

Uplink user capacity (Mbps/100MHz)

Prob. ($C_{UE} < absci$







図 6 SLM による送信信号波形ピークの抑圧



図 7 ブラインド SLM の BER 特性

5. むすび

第5世代移動無線通信システム実現の鍵は空間次元の 高度利用である.本稿では、分散アンテナ小セルネットワー クと協調信号伝送について述べた.STBC ダイバーシチは マクロセル端ユーザ端末のリンク容量改善を、MU-MIMO は比較的伝搬環境の良いユーザのリンク容量をマクロセル システムに比べてリンク容量を大幅に改善できることを計算 機シミュレーションにより示した.

今後は,ユーザ端末および分散アンテナの選択が検討 課題である.また,協調信号伝送ではチャネル情報が必要 であり,高速移動環境ではチャネル推定精度が低下してし まう.予測を用いるチャネル推定が必要になる.本稿では, 受信側で位相回転系列候補を全探索するブラインド SLM を考えたが,今後はブラインド SLM の演算量低減を図る.

射 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~」(#0155-0199, 2016年4月)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] 安達, "セルラー通信技術の歴史と将来展望,"[招待講演] 信学技報, Vol. RCS2013-157, pp.85-90, Oct. 2013.
- [2] M. Sawahashi, Y. Kishiyama, A. Morimoto, D. Nishikawa, and M. Tanno, "Coordinated multipoint transmission/reception techniques for LTE-advanced [coordinated and distributed MIMO," IEEE Wireless Commun., Vol. 17, Issue 3, pp.26-34, June 2010.
- [3] 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.
- [4] 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/snews/01kiban09_02000169.html.
- [5] F. Adachi, "Wireless optical convergence enables spectrumenergy efficient wireless networks," Proc. 2014 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP) and the 2014 9th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (APMC), pp. 3 - 8, Sapporo, Japan, 20-23 Oct. 2014. Doi:10.1109/MWP.2014.6994475.
- [6] 安達, "スペクトルおよびエネルギー効率に優れた移動無線ネットワークの構築に向けた挑戦,"[特別招待講演]信学技報, Vol. 115, No. 123, CS2015-19, p. 55, 2015 年7月.
- [7] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol. 16, No. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [8] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity in a Frequency-Nonselective Rayleigh Fading Channel," IEICE Trans. Commun., Vol.E89-B, No.8, pp.2189-2195, Aug. 2006.
- [9] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Application of spacetime 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.
- [10] R. Matsukawa, T. Obara, K. Takeda, and F. Adachi, "Downlink throughput performance of distributed antenna network using transmit/receive diversity," Proc. 2011 IEEE 74th Veh. Technol. Conf. (VTC2011-Fall), San Francisco, United States, 5-8 Sep. 2011.
- [11] Q. Spencer, A. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 52, No. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.
- [12] 熊谷、安達、"下りリンクシングルキャリア MU-MIMO のための送受信協調 MMSE フィルタリング、"信学技報、 RCS2015-176, pp.101-106, 2015 年 10 月.
- [13] S. Kumagai and F. Adachi, "Joint Tx/Rx MMSE filtering for single-carrier MU-MIMO uplink," Proc. 2015 IEEE 12nd Vehicular Technology Society Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2015), Singapore, 19-21 Aug. 2015.
- [14] A. Boonkajay and F. Adachi, "A blind selected mapping technique for low-PAPR single-carrier signal transmission," Proc. Int. Conf. Info. Commun. and Signal Proc. (ICICS 2015), Singapore, 2-4 Dec. 2015.
- [15] J. G. Proakis and M. Salehi, Digital communications, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.