

# A Study on Independent Component Analysis Aided Channel Estimation for Interference Management

Taichi KASAI<sup>\*</sup>, Shinsuke IBI<sup>\*</sup>, Hideichi SASAOKA<sup>\*</sup> and Hisato IWAI<sup>\*</sup>

(Received July 24, 2020)

As the demand for wireless communication technology increases, efficient frequency usage is required. In the case of large-scale MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) communications in the downlink, it is effective to apply interference management based on channel state information (CSI). In this case, by using the estimated channel state information for uplink signal detection, it is possible to control the interference without using any feedback channel. In this paper, channel estimation is performed by utilizing independent component analysis (ICA) that can detect signals without orthogonal pilot sequences in the uplink. We will investigate the realization of high-precision mutual communication in a large-scale MIMO system without extending the pilot sequence. Computer simulation results demonstrate the proposed method is effective in capturing accurate CSI and mitigating mutual interference in the downlink.

**Key words** : Independent component analysis, blind signal separation, massive MIMO, non-orthogonal pilot, interference management

**キーワード** : 独立成分分析, ブラインド信号分離, 大規模 MIMO, 非直交パイロット系列, 与干渉制御

## 与干渉制御のための独立成分分析に基づくチャネル推定の検討

笠井 太智, 衣斐 信介, 笹岡 秀一, 岩井 誠人

### 1 はじめに

近年, 無線通信技術の需要は急速に増加している. この需要に対応するためには周波数帯域を効率的に利用する必要があり, 独立した信号を同一の周波数帯域で運用する技術が有効である<sup>1)</sup>. 中でも, 大規模 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 通信技術<sup>2)</sup>を用いた高効率な相互通信の重要性が高まっている.

大規模 MIMO 通信を下り回線で行う際, 通信路状態情報 (CSI: Channel State Information) に基づくビームフォーミング等の与干渉制御<sup>3, 4)</sup>を行うことにより受信機で観測される干渉の影響を軽減させることができる. 上下回線の CSI が理想的には同一となる時分割複

信 (TDD: Time Division Duplex) の利用を前提にすると, 上り回線で信号検出のために推定した CSI を下り回線でも再利用する方策が有効である. 一方, 周波数分割複信 (FDD: Frequency Division Duplex) の場合, 各端末側で推定した下り回線の通信路状態を忠実に基地局へフィードバックする必要がある. そのため, 大規模 MIMO の環境ではフィードバック回線に膨大な負荷がかかり, 望ましい状態であるとは言えない<sup>5)</sup>.

一般的に上り回線では, 端末 (UE: User Equipment) が送信するパイロット信号を用いて基地局 (BS: Base Station) にて CSI のチャネル推定を行う. この場合, バッテリー駆動である端末の送信電力の大きさは制限される

<sup>\*</sup> Department of Electronics, Faculty of Science and Engineering, Doshisha University, Kyoto  
Telephone : +81-774-65-6355, E-mail : sibi@mail.doshisha.ac.jp

ため、下り回線に比べてチャネル推定の精度が低下してしまう。また、大規模 MIMO 通信において直交パイロット系列を用いる場合、系列長を十分長くする必要がある。この場合、セルラ環境において複数基地局で同一パイロット系列を用いる必要が生じ、パイロット汚染問題が深刻となる<sup>6)</sup>。この問題に対して、大規模 MIMO における非直交パイロット系列を利用した対策等が検討されている<sup>7-9)</sup>。

本検討では、直交パイロット系列を用いることなく信号検出ができる独立成分分析 (ICA: Independent Component Analysis)<sup>10, 11)</sup> を上り回線で利用することを考える。ICA を用いることでブラインド信号分離 (BSS: Blind Signal Separation) が可能となるが、分離した信号には位相不確実性が残る。また、分離された信号系列と原信号系列の対応関係を特定することができないため、分離後に順序整理が必要となる<sup>12)</sup>。これらの問題に対しては、位相回転補償と順序整理用の数シンボル程度のパイロット (プリアンブル) を用いることで解決を図る。このようにして上り回線で信号検出が行われると、データの硬判定値が得られる。その硬判定値からベースバンド信号を再生し、それを新たなパイロット系列として利用することで、チャネル推定を行うことができる。データ系列はパイロット系列と比較して十分に長いいため、より高精度なチャネル推定を期待できる。また、下り回線の与干渉対策を効率的に行うためには高精度のチャネル推定が必要となるため、与干渉制御特性の改善も期待できる。本検討では、信号検出および通信路情報の推定精度の評価およびその CSI に基づいた与干渉制御特性の評価を計算機シミュレーションにより行う。

本稿では、太字はベクトルあるいは行列を表す。 $*$  は複素共役、 $(\cdot)^T$  は転置、 $(\cdot)^H$  エルミート (共役転置) とする。 $\mathbb{E}\{\cdot\}$  は期待値を意味する。虚数単位は  $j = \sqrt{-1}$  で表記し、サイズ  $a \times b$  の複素数体は  $\mathbb{C}^{a \times b}$  で表記する。 $\mathcal{CN}(a, b)$  は平均  $a$  と分散  $b$  の複素ガウス過程を意味する。 $\mathbf{I}_a$  はサイズ  $a \times a$  の単位行列とし、 $\text{diag}[\mathbf{a}]$  はベクトル  $\mathbf{a}$  を対角成分にもつ対角行列を意味する。 $\det[\mathbf{A}]$ ,  $\text{tr}[\mathbf{A}]$ ,  $\|\mathbf{A}\|_F$  は行列  $\mathbf{A}$  の行列式、トレース、フロベニウスノルムである。

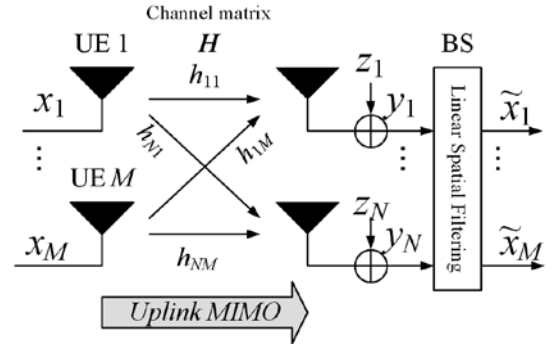


Fig. 1. Uplink MU-MIMO model.

## 2 マルチユーザ MIMO

本稿では、 $N$  本のアンテナを具備した BS と 1 本のアンテナを搭載した  $M$  台の UE が構成するマルチユーザ MIMO 伝送を考える。また、上り回線と下り回線の CSI が同じとなる TDD を前提とする。

### 2.1 上り回線 MIMO

上り回線では BS で空間多重された信号を分離するためのマルチユーザ検出が重要となる。Fig. 1 に上り回線マルチユーザ MIMO の伝送モデルを示す。

離散時刻  $k$  における UE の送信シンボルで構成される送信ベクトルを  $\mathbf{x}[k] = [x_1[k], \dots, x_m[k], \dots, x_M[k]]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  とすると、BS における受信ベクトル  $\mathbf{y}[k] = [y_1[k], \dots, y_n[k], \dots, y_N[k]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  は次式で表される。

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{H}\mathbf{x}[k] + \mathbf{z}[k] \quad (1)$$

ただし、 $\mathbf{z}[k] = [z_1[k], \dots, z_n[k], \dots, z_N[k]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  は加法的白色ガウス雑音ベクトルであり、その各要素は  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  に従うものとする。 $N_0$  は雑音電力スペクトル密度を意味し、 $\mathbb{E}\{\mathbf{z}[k]\mathbf{z}^H[k]\} = N_0\mathbf{I}_N$  である。同様に、信号電力スペクトル密度を  $E_s$  を  $\mathbb{E}\{\mathbf{x}[k]\mathbf{x}^H[k]\} = E_s\mathbf{I}_M$  で定義する。 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$  はサイズ  $N \times M$  の通信路行列であり、その第  $(n, m)$  要素  $h_{nm}$  は  $m$  番目の UE アンテナと  $n$  番目の BS アンテナ間の通信路係数を示しており、複素ガウス分布に従うレイリーフェージングを仮定する<sup>13)</sup>。

上り回線の信号検出では、演算量の観点から、次式の線形空間フィルタリング<sup>14)</sup>による信号処理が多用される。

$$\hat{\mathbf{x}}[k] = \mathbf{W}\mathbf{y}[k] \quad (2)$$

解の導出に、最小二乗 (LS: Least Square) 規範を用い

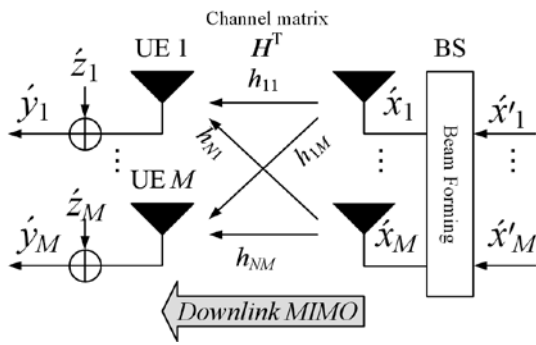


Fig. 2. Downlink MIMO channel model.

ると,

$$\hat{\mathbf{x}}[k] = \arg \min_{\mathbf{x}} \mathbb{E} \{ \|\mathbf{y}[k] - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \} \quad (3)$$

を満足するように送信シンボルが推定される. 上式で求まる解を, 式(2)に当てはめると, 次式の Moore-Penrose の擬似逆行列が重み行列  $\mathbf{W}$  となる.

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^\dagger = [\mathbf{H}^H \mathbf{H}]^{-1} \mathbf{H}^H \quad (4)$$

LS は不偏推定解であるものの雑音強調を引き起こすことがあるため, その影響を抑える最小平均二乗誤差 (MMSE: Minimum Mean Square Error) 規範を用いると, 受信重み行列  $\mathbf{W}$  は

$$\mathbf{W}^H = \arg \min_{\mathbf{W}^H} \mathbb{E} \{ \|\mathbf{W}^H \mathbf{y}[k] - \mathbf{x}[k]\|^2 \} \quad (5)$$

を満足するように決定される. この最適解は次式で求まる.

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^H \left[ \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \frac{N_0}{E_s} \mathbf{I} \right]^{-1} \quad (6)$$

## 2.2 下り回線 MIMO

下り回線では, 空間での干渉を避けることを目的とした, BS における送信指向性制御が重要となる<sup>15)</sup>. Fig. 2 に下り回線マルチユーザ MIMO の伝送モデルを示す.

BS の送信シンボルで構成される送信ベクトルを  $\hat{\mathbf{x}}[k] = [\hat{x}_1[k], \dots, \hat{x}_n[k], \dots, \hat{x}_N[k]]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  とし,  $\hat{\mathbf{y}}[k] = [\hat{y}_1[k], \dots, \hat{y}_m[k], \dots, \hat{y}_M[k]]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  を UE での受信ベクトルとする. このとき, 受信ベクトル  $\hat{\mathbf{y}}[k]$  は次式で与えられる.

$$\hat{\mathbf{y}}[k] = \hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{x}}[k] + \hat{\mathbf{z}}[k] \quad (7)$$

ただし,  $\hat{\mathbf{z}}[k] = [\hat{z}_1[k], \dots, \hat{z}_m[k], \dots, \hat{z}_M[k]]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  は加法性白色ガウス雑音ベクトルであり, その各要素は  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  に従うものとする. TDD 前提とする場合, 下

り回線の通信路行列  $\hat{\mathbf{H}}$  は上り回線の通信路行列  $\mathbf{H}$  の転置に等しく,  $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}^T \in \mathbb{C}^{M \times N}$  である.

下り回線では, BS が信号を送信する前に次式の線形指向性制御を行い, 与干渉制御を施すことで, UE 受信機における干渉量を低減する.

$$\hat{\mathbf{x}}[k] = \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{x}}'[k] \quad (8)$$

ただし,  $\hat{\mathbf{x}}'[k] = [\hat{x}'_1[k], \dots, \hat{x}'_m[k], \dots, \hat{x}'_M[k]]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  は指向性制御を施す前の原シンボルであり,  $\mathbb{E} \{ \hat{\mathbf{x}}'[k] \hat{\mathbf{x}}'^H[k] \} = E_s \mathbf{I}_M$  を満たすものとする.

ZF (Zero-Forcing) 規範を用いると送信重み行列  $\hat{\mathbf{W}}$  は, 次式で与えられる.

$$\hat{\mathbf{W}} = \frac{1}{\|\hat{\mathbf{H}}^\dagger\|_F} \hat{\mathbf{H}}^\dagger \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{H}}^\dagger = \hat{\mathbf{H}}^H [\hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H]^{-1} = \mathbf{H}^* [\mathbf{H}^T \mathbf{H}^*]^{-1} \quad (10)$$

ただし,  $\|\mathbf{A}\|_F = \sqrt{\text{tr} \{ \mathbf{A} \mathbf{A}^H \}}$  で与えられる.

## 2.3 チャネル推定

式(2)と式(8)が示唆する通り, 上下回線の信号処理では, 通信路行列  $\mathbf{H}$  の知識が必要となる. 本稿では, 上り回線にてチャネル推定することを考える. 一般には, 事前に直交パイロット系列を UE から BS に送信して, 通信路行列  $\mathbf{H}$  を推定する. このとき, チャネル推定値の推定誤差が大きくなると, 信号検出精度は著しく低下する. チャネル推定の精度はパイロット系列の長さや直交性に依存する.

ここで,  $K$  シンボルからなる 1 フレームを考え, 時空間行列

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}[1], \dots, \mathbf{x}[k], \dots, \mathbf{x}[K]] \in \mathbb{C}^{M \times K} \quad (11)$$

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{y}[1], \dots, \mathbf{y}[k], \dots, \mathbf{y}[K]] \in \mathbb{C}^{N \times K} \quad (12)$$

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{z}[1], \dots, \mathbf{z}[k], \dots, \mathbf{z}[K]] \in \mathbb{C}^{N \times K} \quad (13)$$

を定義すると, 式(1)は次式の時空間表現に拡張できる.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (14)$$

ただし,  $\mathbf{H}$  の時変動は区間  $1 \leq k \leq K$  にて静的であるものとする. 各 UE は, 離散時間  $k_p \in \mathcal{K}_p = \{1, \dots, K_p\}$  で送信される  $K_p$  パイロットシンボルと,  $k_d \in \mathcal{K}_d = \{K_p + 1, \dots, K\}$  で送信される  $K_d$  データシンボルから成る  $K = K_p + K_d$  シンボルのフレームを形成するものとする. このとき, 時空間行列は次式のように, パイ

ロット部とデータ部に分割できる。

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_p, \mathbf{X}_d], (\mathbf{X}_p \in \mathbb{C}^{M \times K_p}, \mathbf{X}_d \in \mathbb{C}^{M \times K_d}) \quad (15)$$

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_p, \mathbf{Y}_d], (\mathbf{Y}_p \in \mathbb{C}^{N \times K_p}, \mathbf{Y}_d \in \mathbb{C}^{N \times K_d}) \quad (16)$$

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{W}_p, \mathbf{Z}_d], (\mathbf{Z}_p \in \mathbb{C}^{N \times K_p}, \mathbf{Z}_d \in \mathbb{C}^{N \times K_d}) \quad (17)$$

直交パイロット ( $K_p \geq M$ ) を利用する場合、LS 規範に基づくチャネル推定により次式の推定値が得られる。

$$\tilde{\mathbf{H}} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{H}}} \|\mathbf{Y}_p - \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{X}_p\|_F^2 = \mathbf{Y}_p \mathbf{X}_p^\dagger \quad (18)$$

ただし、 $\mathbf{X}_p^\dagger = \mathbf{X}_p^H [\mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^H]^{-1}$  は Moore-Penrose の擬似逆行列である。その推定誤差行列は、

$$\tilde{\Delta} = \tilde{\mathbf{H}} - \mathbf{H} = \mathbf{Z}_p \mathbf{X}_p^\dagger \quad (19)$$

であり、各要素の推定値の平均二乗誤差 (MSE: Mean Square Error) は次式で与えられる。

$$\psi = \frac{1}{MN} \cdot \mathbb{E} \left\{ \|\tilde{\Delta}\|_F^2 \right\} = \frac{E_s}{K_p} N_0 \quad (20)$$

上式は、十分に長いパイロット長  $K_p$  が確保できれば、推定精度を高めることができることを示唆している。

一般に、無線通信システムではフレームフォーマットを自由に変更することが困難であるため、直交パイロット系列を用いたチャネル推定を前提にすると、 $K_p$  を想定する最大同時接続数に設定する必要がある。高い最大同時接続数に設定してしまうと、上り回線にてフレーム効率  $K_d/(K_p + K_d)$  の低下を招くことになる。この対策として、 $K_p < M$  の非直交パイロット系列を用いる方法が考えられる。しかしこの場合、通信路行列のランク不足によりその推定精度が著しく低下する問題に直面する<sup>9)</sup>。そこで、直交パイロット系列を用いることなく信号検出ができる独立成分分析を上り回線で利用した信号検出の検討を行う。

### 3 独立成分分析 (ICA)

#### 3.1 ICA の基本原理

ICA は互いに独立で未知な信号の線形合成が観測される場合に、各未知信号の独立性に基づいて信号を分離する手法である。

ICA では、式 (2) の線形空間フィルタリングに基づき、 $\mathbf{y}[k]$  のみを観測して  $\mathbf{H}$  と  $\mathbf{x}[k]$  を同時に推定する。ここでは、簡単のために雑音ベクトル  $\mathbf{z}[k]$  の影響はないものとして考える。いま、送信ベクトルの一つの独立成

分  $x_m[k]$  を推定するため、次式のように行ベクトル  $\mathbf{b}$  を乗積することを考える。

$$a = \mathbf{b}\mathbf{y}[k] = \mathbf{b}\mathbf{H}\mathbf{x}[k] = \mathbf{q}\mathbf{x}[k] \quad (21)$$

ただし、 $\mathbf{q} = \mathbf{b}\mathbf{H}$  である。 $\mathbf{b}$  が  $\mathbf{W}$  の第  $m$  行目となった場合、 $\mathbf{q}$  の  $m$  番目の要素のみが 1 で他が 0 のベクトルとなり、 $a = x_m[k]$  である。このとき  $a$  の非ガウス性が最大となる特徴を有する。したがって、 $\mathbf{b}$  を変化させて  $\mathbf{b}\mathbf{y}[k]$  の非ガウス性が最大となるものを求めると、独立成分  $x_m[k]$  と  $\mathbf{W}$  の第  $m$  行目が得られる。実際には、各種制約に配慮が必要であるものの、これが ICA の基本原理である<sup>12)</sup>。

#### 3.2 重み行列の更新アルゴリズム

まず、ICA で解く問題を簡単にするために、受信ベクトル  $\mathbf{y}[k]$  ( $1 \leq k \leq K$ ) を次式のように白色化する。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}'[k] &= \Psi \mathbf{y}[k] = \Psi (\mathbf{H}\mathbf{x}[k] + \mathbf{z}[k]) \\ &= \mathbf{H}'\mathbf{x}[k] + \mathbf{z}'[k] \end{aligned} \quad (22)$$

ただし、 $\mathbf{z}'[k] = \Psi \mathbf{z}[k]$  である。また、 $\Psi$  は白色化行列であり、次式を満たすように与えられる。

$$\mathbb{E} \{ \mathbf{y}'[k] \mathbf{y}'^H[k] \} = \mathbf{I}_M \quad (23)$$

このとき、式 (22) の  $\mathbf{H}' = \Psi \mathbf{H}$  はユニタリ行列であり、ICA によって決定する重み行列の範囲をユニタリ行列に限定することができる。

ICA では重み行列を更新するアルゴリズムが重要となる。本検討では非ガウス性の尺度としてロバスト性が考慮されたネグントロピーを用いる。上記の白色化された受信シンボル  $\mathbf{y}'[k]$  を基にして、ネグントロピーの最大化手法として、収束特性の優れた不動点反復法を用いる。複数の独立成分の推定として、各成分を並行に推定する対称的直交化を適用する。これらの前提での重み行列  $\mathbf{W}' = [\mathbf{w}'_1, \dots, \mathbf{w}'_M]^T$  の更新アルゴリズムは、

$$\begin{aligned} \mathbf{w}'_m &\leftarrow \mathbb{E} \{ \mathbf{y}'[k] (\mathbf{w}'_m{}^H \mathbf{y}'[k])^* \|\mathbf{w}'_m{}^H \mathbf{y}'[k]\|^2 \} \\ &\quad - \mathbb{E} \{ 2 \|\mathbf{w}'_m{}^H \mathbf{y}'[k]\|^2 \} \mathbf{w}'_m \end{aligned} \quad (24)$$

$$\mathbf{W}' \leftarrow (\mathbf{W}' \mathbf{W}'^H)^{-\frac{1}{2}} \mathbf{W}' \quad (25)$$

となる。本検討では期待値 (集合平均) の代わりに  $k = 1$  から  $K$  の時間平均を用いる。ただし、 $\mathbf{w}'_m$  ( $m = 1, \dots, M$ ) の初期値を乱数で決め、次に各成分において式 (24) を実行する。その後、行列  $\mathbf{W}'$  の直交化を式 (25) により行う。重み行列が収束していなければ式 (24) に戻り収束するまで繰り返す<sup>12, 16, 17)</sup>。

### 3.3 ICA の制約

信号源がガウス性の場合、ICA では信号検出を行うことができないという制約がある。また、信号源は統計的に独立でなければならない。本検討におけるデジタル変調による上り回線マルチユーザ MIMO では、これらの条件を満たすことは明らかである。しかし、ICA では独立成分の分散を決定することができないという制約もあり、これに対して何らかの対応策が必要となる。これは、 $\mathbf{x}$  と  $\mathbf{H}$  の両方を未知変数としているため、ある独立成分  $x_m$  に複素数のスカラー値  $\theta_m$  を掛けても、対応する  $\mathbf{H}$  の行  $\mathbf{h}_m$  を  $\theta_m$  で割れば、相殺できるためである。具体的には次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}'[k] &= \sum_{m=1}^M \left( \mathbf{h}'_m \frac{1}{\theta_m} \right) (\theta_m x_m[k]) + \mathbf{z}'[k] \\ &= (\mathbf{H}'\boldsymbol{\Theta}^H) (\boldsymbol{\Theta}\mathbf{x}[k]) + \mathbf{z}'[k] \end{aligned} \quad (26)$$

ただし、 $\boldsymbol{\Theta}$  は ICA 出力に残留する位相不確定成分を示す対角行列  $\text{diag}[\theta_1, \dots, \theta_M]$  である。そのため、信号の推定を行う際は分散が 1 になるように白色化したとしても、独立成分の位相には不確定性が残留することになる。

位相不確定性に加えて、ICA 重み行列  $\mathbf{W}'$  を乗積することで得られる独立成分と原信号の順序は同じになるとは限らない。これも、 $\mathbf{x}$  と  $\mathbf{H}$  の両方を未知変数としているためであり、次式の関係性を有する。

$$\mathbf{y}'[k] = (\mathbf{H}'\mathbf{T}^T) (\mathbf{T}\mathbf{x}[k]) + \mathbf{z}'[k] \quad (27)$$

ただし、 $\mathbf{T}$  は要素の順序を入れ替えるための行重みと列重みがともに 1 の置換行列である。

これらの制約により、式 (22) に式 (25) 乗積すると、次式を得ることになる。

$$\tilde{\mathbf{x}}'[k] = \mathbf{W}'\mathbf{y}'[k] = \boldsymbol{\Theta}\mathbf{T}\mathbf{x}[k] + \mathbf{z}'[k] \quad (28)$$

このとき、式 (2) の形式で原信号を推定するものとする。線形空間フィルタの重み行列  $\mathbf{W}$  は次式で与えることになる。

$$\mathbf{W} = \mathbf{T}^T\boldsymbol{\Theta}^H\mathbf{W}' \quad (29)$$

つまり信号推定には、 $\boldsymbol{\Theta}^H$  による位相回転補償と、 $\mathbf{T}^T$  による順序整理が ICA 処理の後段に必要となる<sup>12)</sup>。

### 3.4 位相回転補償と順序整理

式 (28) の時空間行列表現は、次式で表される。

$$\tilde{\mathbf{X}}' = \mathbf{W}'\boldsymbol{\Psi}\mathbf{Y} = \boldsymbol{\Theta}\mathbf{T}\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{Z}}' \quad (30)$$

ただし、 $\tilde{\mathbf{Z}}' = \mathbf{W}'\boldsymbol{\Psi}\mathbf{Z}$  である。本検討では、次式で定義される  $K_p$  シンボルから成るパイロット部を用いて位相回転補償および順序整理を行う。

$$\mathbf{X}_p = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{p}_1 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & \mathbf{p}_i \\ \vdots & \vdots \\ 1 & \mathbf{p}_M \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{X}}'_p = \begin{bmatrix} \rho_1 & \mathbf{q}_1 \\ \vdots & \vdots \\ \rho_m & \mathbf{q}_i \\ \vdots & \vdots \\ \rho_M & \mathbf{q}_M \end{bmatrix} \quad (31)$$

簡単のため、 $\mathbf{X}_p$  の 1 列目はすべて 1 とする。このとき、 $\tilde{\mathbf{X}}'_p$  の 1 列目である  $\tilde{x}'_p[1]$  を観測することで、 $\theta_m$  の粗推定値が得られる。

$$\begin{aligned} \tilde{x}'_p[1] &= \boldsymbol{\Theta}\mathbf{T}\mathbf{x}_p[1] + \tilde{z}'[1] = \boldsymbol{\Theta}\mathbf{T}\mathbf{i}_M + \tilde{z}'[1] \\ &= \boldsymbol{\Theta}\mathbf{i}_M + \tilde{z}'[1] = \boldsymbol{\theta} + \tilde{z}'[1] \end{aligned} \quad (32)$$

ただし、 $\mathbf{i}_M$  はサイズが  $M \times 1$  のすべての要素が 1 の列ベクトルである。その粗推定値を対角要素を持つ行列エルミートを  $\tilde{\mathbf{X}}'_p$  に乗積することで位相回転補償が可能である。

ここで、雑音が存在しない理想的な状況を想定すると、次式を得る。

$$\tilde{\mathbf{X}}''_p = \text{diag}[\tilde{x}'_p[1]]^H \tilde{\mathbf{X}}'_p = \mathbf{T}\mathbf{X}_p \quad (33)$$

続いて、位相回転補償後の ICA 出力行列  $\tilde{\mathbf{X}}''_p$  の各行とパイロット行列  $\mathbf{X}_p$  の各行の相関をとり、その絶対値の最大値を探索することで、置換行列  $\mathbf{T}$  の推定値  $\hat{\mathbf{T}}$  が得られる。推定値  $\hat{\mathbf{T}}$  が得られると  $\tilde{\mathbf{X}}'_p(\hat{\mathbf{T}}\mathbf{X}_p)^\dagger$  の計算をすることで、より精密な位相回転行列の推定値  $\hat{\boldsymbol{\Theta}}$  が得られる。

結果として、次式の操作から送信シンボルの硬判定値を得る。

$$\hat{\mathbf{X}} = f\left(\hat{\mathbf{T}}^T\hat{\boldsymbol{\Theta}}^H\mathbf{W}'\boldsymbol{\Psi}\mathbf{Y}\right) \quad (34)$$

ただし、 $f(\cdot)$  は硬判定復調器の操作を意味している。本方式を用いることで、非直交パイロットに相当する比較的短いパイロットを用いた場合でも、信号検出が可能となることを強調しておきたい。

### 3.5 下り回線のチャネル推定

上り回線で信号検出から得られるデータの硬判定値からベースバンド信号を再生し、十分に長いパイロット系列として活用することで高い精度のチャネル推定を期待できる。本来、上り回線の信号処理に限定すれば、信号検出が完了しているためチャネル推定をする必要がない。

Table 1. Simulation parameters (Uplink).

UE	Number of Users	16
	Number of Antennas	1
	Number of Symbols	1000
	Number of preambles	5 symbols
	Modulation	QPSK
BS	Number of Antennas	16, 24, 32
	Signal Separation	fast ICA
	Number of Iterations	30
Channel	Quasi-static Rayleigh fading	

しかし、下り回線の与干渉制御には高精度のチャネル推定値が要求されるため、TDDを前提にする場合、上り回線の信号検出完了後のチャネル推定には意義がある。本検討では、式(34)で得られた $\hat{\mathbf{X}}$ には判定誤りが含まれないと仮定し、次式のLS規範により、下り回線の与干渉制御のためのチャネル推定を行う。

$$\tilde{\mathbf{H}}^T = \hat{\mathbf{H}} = \arg \min_{\mathbf{H}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}\|_F^2 = \mathbf{Y}\hat{\mathbf{X}}^\dagger \quad (35)$$

本稿では、チャネル係数の推定値の平均二乗誤差(MSE: Mean Square Error)により評価する。チャネル係数を $h_{nm}$ 、推定されたチャネル係数を $\tilde{h}_{nm}$ と置くと、MSEは次式で与えられる<sup>9)</sup>。

$$MSE = \mathbb{E} \left\{ |\tilde{h}_{nm} - h_{nm}|^2 \right\} \quad (36)$$

#### 4 計算機シミュレーション

##### 4.1 信号検出およびチャネル推定の評価

上り回線において、ICAを用いた信号検出およびチャネル推定のシミュレーションを行った。Table 1シミュレーション諸元を示す。各チャネル係数は平均0、分散1の複素ガウス分布 $\mathcal{CN}(0, 1)$ に従うものとした。いま、UE数16に着目して考えると、直交パイロット系列によりチャネル推定を行うには少なくとも16シンボルの系列長が必要となる。しかし、ICAを用いることで非直交のパイロット部のシンボル数は5で十分である。また、3.2節で述べたように重み行列が収束するまで式(24)と式(25)の処理を繰り返す必要がある。本検討では、30回反復して繰り返すことで重み行列を十分に収束させている。

ICAを用いた信号検出精度をビット誤り率(BER: Bit Error Rate)の観点から評価した。Fig. 3に、UE数を16にした場合の信号 $x_1[k]$ のBER特性を示す。また、

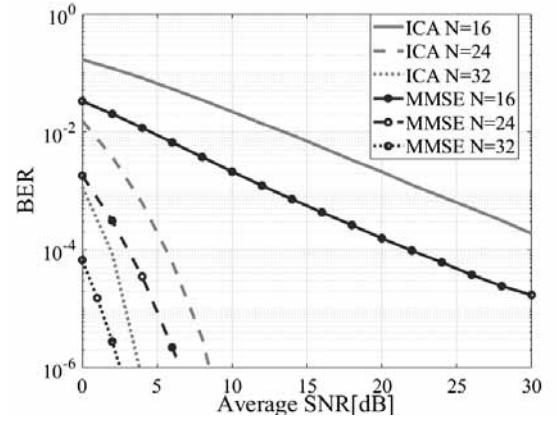
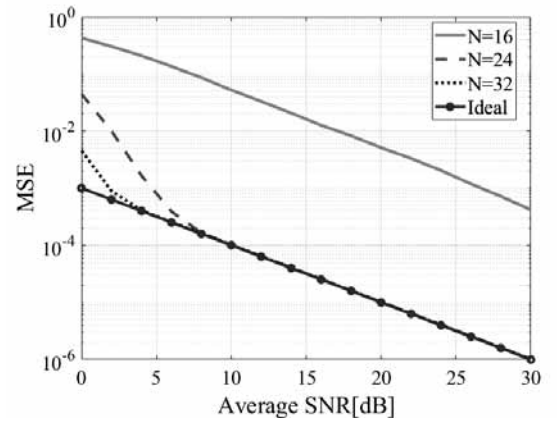
Fig. 3. Uplink BER performance of  $x_1[k]$ .

Fig. 4. MSE of channel estimates.

理想特性としてチャネル行列が既知の場合における式(6)に基づくMMSEによる $x_1[k]$ の信号検出のBER特性を示す。

Fig. 3からICAを用いた信号検出はMMSEと比較して $BER=10^{-3}$ に着目すると、BSアンテナ数 $N=16$ での所要SNRの劣化量は10 dB程度、 $N=24$ での所要SNRの劣化量は3 dB程度となる。また、 $BER=10^{-5}$ に着目すると $N=32$ での所要SNRの劣化量は2 dB程度となる。通信路状態が既知である場合のMMSEでのBER特性は非常に良好なものであることを考慮すると、ICAを用いた信号検出は十分に高精度なものであることがわかる。また、BSアンテナ数を増加させることにより信号検出の精度が向上することが確認できた。これは、ダイバーシチ利得の効果によるものであると考えられる。これらより、大規模MIMOを想定した環境において上り回線で信号検出を行う上でICAは有効な手法といえる。

Table 2. Simulation parameters (Downlink).

UE	Number of Users	16
	Number of Antennas	1
	SNR	0, 20 [dB]
BS	Number of Antennas	16, 24, 32
	Number of Symbols	1000
	Modulation	QPSK
Channel	Quasi-static Rayleigh fading	

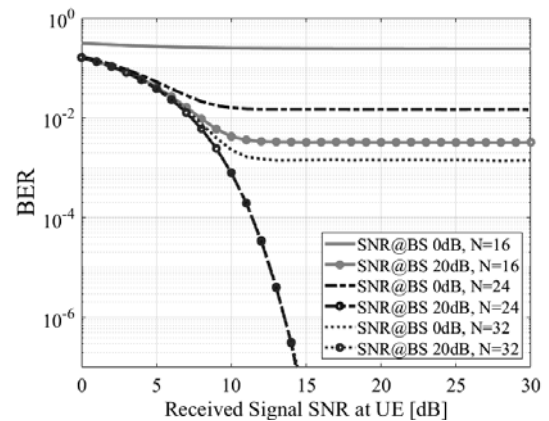
チャンネル推定精度の評価をチャンネル推定値の MSE により行った。Fig. 4 に信号検出が理想的 ( $\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{X}$ ) に行われた場合と BS アンテナ数をそれぞれ 16, 24, 32 本にした場合の MSE を示す。ここで、チャンネル係数行列  $\mathbf{H}$  のすべての要素を推定し、それら平均をチャンネル MSE としている。

Fig. 4 からデータ系列の硬判定値の誤りが抑制されるに応じてチャンネルの推定精度も改善されることを確認できる。また、BS アンテナ数を 24 まで増加させると、SNR が 8dB 以上で理想特性と同等の推定精度になることが読み取れる。さらに、BS アンテナ数を 32 まで増加させた場合、SNR が 4dB 以上になると理想特性と同等の推定精度になることがわかった。以上より多くの UE が同時接続を行ったシステムにおいても ICA を用いたチャンネル推定は有効であると考えられる。

#### 4.2 与干渉制御の評価

上り回線にて推定したチャンネル係数を与干渉制御に適用するシミュレーションを行った。Table 2 にシミュレーション諸元を示す。まず、上り回線にてそれぞれ 0, 20dB の信号を送信する。そして、3.5 節で示した方式により上り回線にて信号検出を行い、チャンネル係数の推定行列  $\hat{\mathbf{H}}$  を求める。次に、下り回線において 2.2 節で示した方式に従い与干渉制御を行った。

UE 数  $M = 16$  の場合における  $\hat{x}_1[k]$  の BER 特性を Fig. 5 に示す。Fig. 5 から上り回線での送信信号が 0dB と極端に小さくなる場合および  $N = M$  となる場合を除くと下り回線において干渉の影響が十分に軽減されることがわかった。このことから、極端に状況が悪くなる場合を除けば、大規模 MIMO システムにおいて ICA を用いた相互通信は有効であると考えられる。

Fig. 5. Downlink BER performance of  $\hat{x}_1[k]$ .

## 5 まとめ

本検討では、大規模 MIMO システムにおいて直交パイロットを用いた通信にはパイロット汚染が深刻となる問題点を挙げた。また、上り回線においては端末側の電力制限のためチャンネル推定精度が低下してしまう問題も指摘した。この問題の解決の着眼点として、直交パイロットを用いずに信号検出を行うこと、そしてパイロット系列に比べ系列長が非常に長いデータ系列を用いたチャンネル推定法を示した。そして直交パイロット系列を用いることなく信号検出を行うことができる ICA を用いて信号検出を行い、そこから得られるデータの硬判定値をベースバンド信号に再生させてチャンネル推定を行うことを提案した。

結果として少なくとも UE 数を 16 とした環境においては信号検出およびチャンネル推定は問題なく行えることを明らかにした。また、基地局アンテナ数を増やすことでダイバーシチ効果が顕著に表れ、信号検出とチャンネル推定精度が改善されることを示した。次に、チャンネル推定に基づく下り回線における与干渉制御の評価では基地局アンテナ数を増加させることで干渉波の影響を十分に軽減できることを示した。

## 参考文献

- 1) 矢田達郎, 塩見英久, 岡村康行, “独立成分分析によるマイクロ波混信信号のブラインド分離実験”, 信学技報, **107**[208], 61–66 (2007).
- 2) J. Hoydis, S. ten Brink and M. Debbah, “Massive MIMO: How Many Antennas Do We Need?”, *2011 49th Annual Allerton Conference on Communication*,

- Control, and Computing (Allerton)*, 545-550 (2011).
- 3) J. Hoydis, S. ten Brink and M. Debbah, “Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need?”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **31**[2], 160–171 (2013).
  - 4) Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, “Zero-Forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Channels”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **52**[2], 461–471 (2004).
  - 5) L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin and R. Zhang, “An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges”, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, **8**[5], 742–758 (2014).
  - 6) 衣斐信介, 三瓶政一, “大規模 MIMO 繰り返し信号検出のための非直交パイロット系列による伝搬路推定に関する一検討”, 信学技報, **117**[11], 11–16 (2017).
  - 7) H. Yin, D. Gesbert, M. Filippou and Y. Liu, “A Coordinated Approach to Channel Estimation in Large-Scale Multiple-Antenna Systems”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **31**[2], 264–273 (2013).
  - 8) R. R. Müller, L. Cottatellucci and M. Vehkaperä, “Blind Pilot Decontamination”, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, **8**[5], 773–786 (2014).
  - 9) 高橋拓海, 衣斐信介, 三瓶政一, “大規模 MIMO 信号検出のための非直交パイロット系列による繰り返し伝搬路推定に関する一検討”, 信学技報, **118**[12], 31–36 (2018).
  - 10) A. Hyvarinen, “A Fast and Robust Fixed-Point Algorithms for Independent Component Analysis”, *IEEE Transactions on Neural Networks*, **10**[3], 626–634 (1999).
  - 11) E. Bingham and A. Hyvarinen, “A First Fixed-Point Algorithm for Independent Component Analysis of Complex Valued Signal”, *International Journal of Neural Systems*, **10**[1], 1-8 (2000).
  - 12) A. Hyvarinen, J. Karhunen and E. Oja, Independent Component Analysis, (John Wiley & Sons Inc., New York, 2001).
  - 13) E. Biglieri, R. Chaldarbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, H. Vincent Poor, MIMO Wireless Communications, (Cambridge University Press., New York, 2007).
  - 14) 衣斐信介, 三瓶政一, “大規模 MIMO のための統計的信号検出”, 信学技報, **115**[396], 167–172 (2016).
  - 15) 大鐘武雄, 小川恭孝, わかりやすい MIMO システム技術, (オーム社, 東京, 2009).
  - 16) S. Parmar and B. Unhelkar, “Performance Comparisons of ICA Algorithms to DS-CDMA Detection”, *Journal of Telecommunications*, **1**[1], 52–56 (2010).
  - 17) 則松勇輝, 笹岡秀一, 岩井誠人, “複数アンテナシステムにおけるブラインド信号分離の検討”, 同志社大学ハリス理化学研究報告, **58**[2], 63-72 (2017).