

# 多様なアンテナ配置形態における Massive MIMO 伝送技術の開拓

代表研究者

丸田 一輝

東京理科大学 工学部 電気工学科 准教授

## 1 研究背景

第6世代移動通信システム(6G) [1]に向けた研究開発が世界的に加速する中、次世代無線通信には「超大容量化」および「超多接続性」の実現が強く求められている。これらの要件に応える有力な技術の一つとして、Massive Multiple-Input Multiple-Output (Massive MIMO) 等に代表されるアレーアンテナ技術が注目されている [2]。Massive MIMO は、多数のアンテナ素子を用いた空間多重伝送によって、限られた周波数資源を有効活用しつつ、通信容量の飛躍的な向上を可能にするものである。

しかし、Massive MIMO の実用化にあたっては、依然として克服すべき技術的課題が存在する。第1に、多数のセルが周波数資源を共用する環境下では、他セルからの同一チャネル信号による干渉 (inter-cell interference, ICI) が発生し、受信品質を著しく劣化させる可能性がある。第2に、移動端末や周辺環境の動的変化により伝搬チャネルが時間的に変動することで、従来のビームフォーミング技術の効果が減衰し、ユーザ間干渉 (inter-user interference, IUI) が発生するという問題がある。これらの課題に対し、著者はこれまでに二つの技術的アプローチを提案してきた。まず、他セルからの干渉を抑制するために「セミブラインド干渉除去技術」である [3]。これは、パイロット信号の再利用によって生じる干渉を、事前情報と受信信号処理の組合せによって効果的に除去する手法である。次に、伝搬路の時間的変動に起因する干渉への対策として「ヌル空間拡張 (Null Space Expansion, NSE)」である [4]。これは、基地局が保有する多数の空間自由度を活用し、ユーザ間の干渉成分を空間的に打ち消すことを目的とする。

本研究では、これらの技術を多様なアンテナ配置形態において適用し、それぞれの空間自由度を最大限に活用することで、Massive MIMO の性能をさらなる次元へと引き上げるための基盤技術を確立することを目的とする。

## 2 超多素子アンテナ制御技術

### 2-1 セミブラインドマルチセル干渉除去

#### (1) システムモデル

Massive MIMO システムにおける大きな課題の一つが、複数セルにまたがる同一チャネルの同時使用によって引き起こされるパイロット汚染 (Pilot Contamination) である。この問題は、ユーザ間で非直交なチャネル推定が行われ、外部セルからの干渉信号が内在的にチャネル推定に混入してしまうことによって生じる。本節では、この問題を解決するための基盤技術として、セミブラインド干渉除去方式を解説する。

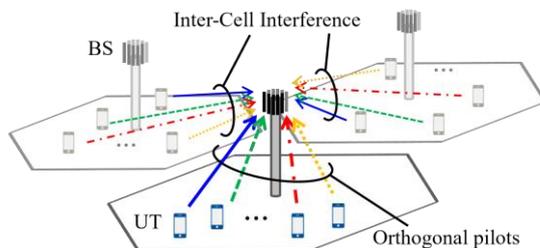


図1 上りリンクにおけるマルチセル干渉。

本稿において、 $|\cdot|$ ,  $(\cdot)^T$  及び  $(\cdot)^H$  は絶対値、転置、複素共役転置をそれぞれ示す。 $N_r$ ,  $N_c$ ,  $N_u$ ,  $N_p$  及び  $N_s$  をそれぞれ基地局アンテナ数、セル数、セル当たりの UT 数、パイロットシンボル数、データシンボル数とし、各 UT は1アンテナのみ備えるものとする。 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r N_c \times N_u N_c}$  をアップリンクにおけるシステム全体のチャネル行列、 $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{N_u \times N_p}$  を各セル共通のパイロット系列、 $\mathbf{S}_i \in \mathbb{C}^{N_u \times N_s}$  を第  $i$  セルにおける送信データ系列と、

$\mathbf{R}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times N_p}$ を受信パイロット信号, そして $\mathbf{X}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$ を受信データ信号とすると, それぞれ下記のように表される.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} & \cdots & \mathbf{H}_{1,j} & \cdots & \mathbf{H}_{1,N_c} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{i,1} & & \mathbf{H}_{i,j} & & \mathbf{H}_{i,N_c} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N_c,1} & \cdots & \mathbf{H}_{N_c,j} & \cdots & \mathbf{H}_{N_c,N_c} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\mathbf{T} = \rho_p \left[ \mathbf{t}_1^T \quad \cdots \quad \mathbf{t}_u^T \quad \cdots \quad \mathbf{t}_{N_u}^T \right]^T, \quad (2)$$

$$\mathbf{S}_i = \rho_d \left[ \mathbf{s}_{i,1}^T \quad \cdots \quad \mathbf{s}_{i,u}^T \quad \cdots \quad \mathbf{s}_{i,N_u}^T \right]^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{R}_i = \sum_{j=1}^{N_c} \mathbf{H}_{i,j} \mathbf{T} + \mathbf{N}_i, \quad (4)$$

$$\mathbf{X}_i = \sum_{j=1}^{N_c} \mathbf{H}_{i,j} \mathbf{S}_j + \mathbf{Z}_i, \quad (5)$$

$\mathbf{N}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times N_p}$  及び  $\mathbf{Z}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$  は白色雑音であり, その平均値は 0, 分散は  $\sigma_n^2$  である. 式(1)の非対角要素  $\mathbf{H}_{i,j}$  ( $i \neq j$ ) は ICI チャンネルを意味する.  $\rho_p$  及び  $\rho_d$  はそれぞれパイロット信号及びデータ信号の振幅値である. 第  $i$  セルにおけるチャンネル行列  $\mathbf{H}_{i,i} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_u}$  は直交するパイロット系列を用いて  $\mathbf{T}\mathbf{T}^H = \mathbf{I}$  となることから推定され, これを用いて MMSE 基準による受信ウェイト  $\mathbf{V}_i \in \mathbb{C}^{N_u \times N_r}$  を求める.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}_{i,i} &= \mathbf{R}_i \mathbf{T}^H = \sum_{j=1}^{N_c} \mathbf{H}_{i,j} \mathbf{T} \mathbf{T}^H + \mathbf{N}_i \mathbf{T}^H, \\ &= \mathbf{H}_{i,i} + \sum_{j=1, j \neq i}^{N_c} \mathbf{H}_{i,j} + \mathbf{N}'_i, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\tilde{\mathbf{V}}_i = \left( \tilde{\mathbf{H}}_{i,i}^H \tilde{\mathbf{H}}_{i,i} + \sigma_n^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_{i,i}^H. \quad (7)$$

$\mathbf{I} \in \mathbb{C}^{N_u \times N_u}$  は単位行列である. 受信ウェイト  $\tilde{\mathbf{V}}_i$  は自セルの CSI のみに基づいて得られるため, ICI を抑圧することはできない. さらに, CSI は受信機雑音及びパイロット汚染に起因する推定誤差を含むことから IUI も完全に抑圧可能なウェイトとはなっていない. 当該ウェイトを適用した, 第  $i$  セルにおける受信信号  $\mathbf{Y}_i \in \mathbb{C}^{N_u \times N_s}$  は以下のように表される.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_i &= \tilde{\mathbf{V}}_i \mathbf{X}_i \\ &= (\mathbf{V}_i + \Delta \mathbf{V}_i) \mathbf{H}_{i,i} \mathbf{S}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^{N_c} (\mathbf{V}_i + \Delta \mathbf{V}_i) \mathbf{H}_{i,j} \mathbf{S}_j + \tilde{\mathbf{V}}_i \mathbf{Z}_i, \\ &= \mathbf{S}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^{N_c} \mathbf{V}_i \mathbf{H}_{i,j} \mathbf{S}_j + \sum_{j=1}^{N_c} \Delta \mathbf{V}_i \mathbf{H}_{i,j} \mathbf{S}_j + \mathbf{Z}'_i. \end{aligned} \quad (8)$$

上式第 2 項は ICI, 第 3 項は CSI 推定誤差に起因する残留干渉となる.

## (2) 基本方式

続いて, 先に提案したセミブラインド干渉抑圧方式について述べる. 当該方式は CSI に基づくウェイト  $\tilde{\mathbf{V}}_i$  を CMA ウェイトの初期値として与えることで, CMA の動作を保証し膨大なアンテナ自由度を活用することで IUI だけでなく全ての ICI を抑圧する. そして干渉が抑圧された受信データ系列をシンボル判定し, これを用いて再度チャンネル推定を実施することで CSI の推定精度を改善する. 上記一連のウェイト算出から CMA の処理を繰り返すことで干渉抑圧性能を改善する. 提案方式による受信機構成を図 2 に示す. 以下, 自セル内における UT との CSI のみを用いて ICI 及び IUI を抑圧するセミブラインド CMA に基づく方式 (SBCMA-DFCE) を中心に説明する.

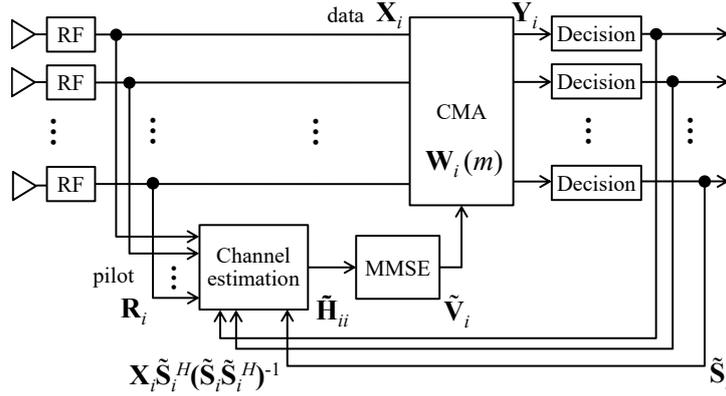


図2 提案方式による受信機構成.

本検討では、収束性に優れた Least square CMA (LS-CMA) を用いる. 第  $i$  セルにおける全 UT に対する LS-CMA ウェイト  $\mathbf{W}_i(m) = [\mathbf{w}_{i,1}(m), \dots, \mathbf{w}_{i,u}(m), \dots, \mathbf{w}_{i,N_u}(m)] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_u} (m = 0, 1, 2, \dots, N_m)$  は行列形式にて以下のように表される.

$$\mathbf{W}_i(m+1) = (\mathbf{X}_i \mathbf{X}_i^H)^{-1} \mathbf{X}_i \mathbf{D}_i^H, \quad (9)$$

$$\mathbf{D}_i = [\mathbf{d}_{i,1}^T \cdots \mathbf{d}_{i,u}^T \cdots \mathbf{d}_{i,N_u}^T]^T, \quad (10)$$

$$d_{i,u,s} = \frac{\delta}{|y_{i,u,s}|} y_{i,u,s} \quad (s = 1, \dots, N_s),$$

$$\mathbf{Y}_i = [\mathbf{y}_{i,1}^T \cdots \mathbf{y}_{i,u}^T \cdots \mathbf{y}_{i,N_u}^T]^T = \mathbf{W}_i^H(m) \mathbf{X}_i. \quad (11)$$

ここで、初期ウェイトを  $\mathbf{W}_i^H(0) = \tilde{\mathbf{V}}_i$  とする.  $d_{i,u,s}$  はアレー出力  $y_{i,u,s}$  の振幅値を  $\delta (= 1)$  に規格化したものである. CMA による干渉抑圧性能は BS アンテナ数やシンボル数, 初期ウェイト等, 様々な要素に依存する. 特にシンボル数が不十分な場合にはウェイトは収束せず不完全なものとなる. CSI の推定精度を改善することでこの制約を緩和することが可能と考えられ, 本検討では DFCE を導入する. CMA アレー出力の判定値を  $\tilde{\mathcal{S}}_i$  と定義する. CMA により受信データシンボルの干渉成分は低減されることからそのシンボル判定値は一定の精度が期待され, これを再度チャンネル推定に用いる. 受信信号  $\mathbf{X}_i$  に  $\tilde{\mathcal{S}}_i$  の疑似逆行列を乗算し, 新たな CSI 推定値を得る.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}_{i,i} &\leftarrow \mathbf{X}_i \tilde{\mathcal{S}}_i^H (\tilde{\mathcal{S}}_i \tilde{\mathcal{S}}_i^H)^{-1} \\ &= \sum_{j=1}^{N_c} \mathbf{H}_{i,j} \mathbf{S}_j \tilde{\mathcal{S}}_i^H (\tilde{\mathcal{S}}_i \tilde{\mathcal{S}}_i^H)^{-1} + \mathbf{N}_i \tilde{\mathcal{S}}_i^H (\tilde{\mathcal{S}}_i \tilde{\mathcal{S}}_i^H)^{-1} \\ &= \mathbf{H}_{i,i} + \sum_{j=1, j \neq i}^{N_c} \mathbf{H}_{i,j} \mathbf{S}_j \tilde{\mathcal{S}}_i^H (\tilde{\mathcal{S}}_i \tilde{\mathcal{S}}_i^H)^{-1} + \mathbf{N}_i''. \end{aligned} \quad (12)$$

データシンボル数はパイロットシンボル数よりも十分多いことから, ICI 及び雑音成分は抑圧され, すなわち  $\mathbf{S}_j \tilde{\mathcal{S}}_i^H \approx 0$  及び  $\mathbf{N}_i \tilde{\mathcal{S}}_i^H \approx 0$  となることが期待できる. これにより得られた CSI を MMSE ウェイト及び後続の CMA 処理に再利用する.

$$\tilde{\mathbf{V}}_i \leftarrow (\tilde{\mathbf{H}}_{i,i}^H \tilde{\mathbf{H}}_{i,i} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_{i,i}^H, \quad (13)$$

$$\mathbf{W}_i^H(0) \leftarrow \tilde{\mathbf{V}}_i. \quad (14)$$

式(9)~(14)における一連の処理は繰り返し実施でき, これに伴い CSI 推定精度及び干渉抑圧性能ともに向上する. 本提案方式は, MMSE ウェイトが UT を同定する機能を持つためブラインド型アルゴリズムを用いる

にも関わらず干渉抑圧後に当該処理を個別に実施する必要は無い。

本方式の主な課題は、共分散行列の推定精度と、繰り返しに伴う演算量である。特に、統計的安定性を確保するために十分な信号サンプル数を必要とし、計算負荷のみならず処理遅延にも影響する。これに対して本研究では、第3章で述べるような時間拡散によるサンプル数の確保や、端末の空間指向性を活用した主空間の分離精度向上など、複数の高精度化手法を組み合わせで対処している。

## 2-2 ヌル空間拡張

### (1) システムモデル

マルチユーザ Massive MIMO の下り回線におけるシステムモデルを図3に示す。時刻に関して、 $t_0$ はCSI取得時刻、 $\tau$ はCSI取得後からの経過時、 $T$ はCSI取得周期を示す。 $N$ 及び $M$ はそれぞれBSアンテナ数、UE数とする。

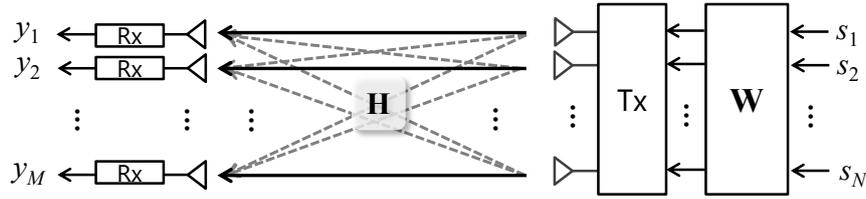


図3 下りリンクマルチユーザ MIMO のシステムモデル。

OFDM を用いた通信を想定し、ある周波数における、BS とすべての UE 間のチャネル行列  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times N}$  および、第  $i$  UE におけるチャネルベクトル  $\mathbf{h}_i \in \mathbb{C}^{1 \times N}$  は

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T & \mathbf{h}_2^T & \cdots & \mathbf{h}_i^T & \cdots & \mathbf{h}_M^T \end{bmatrix}^T, \quad (15)$$

$$\mathbf{h}_i = [h_1 \ h_2 \ \cdots \ h_j \ \cdots \ h_N], \quad (16)$$

と表される。この行列  $\mathbf{H}$  を用いて第  $i$  UE に対する BS 側のウェイト  $\mathbf{w}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  は導出される。全体のプリコーディングウェイト行列  $\mathbf{W}$  を、

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \cdots \ \mathbf{w}_M]. \quad (17)$$

と表すものとする。このときの時刻  $t_0 + \tau$  における第  $i$  UE における受信信号  $y_i$  は以下のように表現できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i(t_0 + \tau) &= \mathbf{h}_i(t_0 + \tau) \mathbf{w}_i(t_0) s_i(t_0 + \tau) \\ &+ \sum_{k=1, k \neq i}^M \mathbf{h}_i(t_0 + \tau) \mathbf{w}_k(t_0) s_k(t_0 + \tau) + \mathbf{n}_i(t_0 + \tau). \end{aligned} \quad (18)$$

$s_i(t_0 + \tau)$  と  $n_i(t_0 + \tau)$  はそれぞれ第  $i$  UE に対する送信信号と白色雑音である。また、このシステムにおいて、時刻  $\tau$  における、第  $i$  UE における SINR は以下のように導出される。

$$\text{SINR}_i(t_0 + \tau) = \frac{|\mathbf{h}_i(t_0 + \tau) \mathbf{w}_i(t_0)|^2}{\sum_{k=1, k \neq i}^M |\mathbf{h}_i(t_0 + \tau) \mathbf{w}_k(t_0)|^2 + \sigma_i^2}. \quad (19)$$

ここで、 $\sigma_i^2$  は雑音電力の分散を意味する。

### (2) 基本方式

NSE は massive MIMO の莫大なアンテナ自由度を活用し、従来の方式よりも多くのヌルを向けることで、IUI の抑圧性能を向上する方式である。ここで、時刻  $t_0$  における従来のウェイトの直交化条件を以下に示す。

$$\mathbf{h}_i(t_0) \mathbf{w}_k(t_0) \neq 0 \quad (i = k). \quad (20)$$

$$\mathbf{h}_i(t_0) \mathbf{w}_k(t_0) = 0 \quad (i \neq k). \quad (21)$$

$i, k$ はUEの端末識別子である。式(20), (21)より, 従来はそのCSI取得時刻において異なるユーザ間の干渉を除去し, 所望UEに対してのみ信号利得が得られるように処理していた。それに対しNSEでは, 変数 $q(=0, 1, 2, \dots, Q-1)$ を用いて, 異なるユーザ間の干渉に関して

$$\mathbf{h}_i(t_0 - qT)\mathbf{w}_k^{\text{nsc}} = 0 \quad (i \neq k), \quad (22)$$

のように,  $Q$ 個分の干渉UEに対するCSIベクトル(本稿では $Q-1$ を拡張次元数と定義)に対してもヌルを形成する。続いて, 過去のCSIベクトルにヌル形成を実施することによる, 将来のチャネル状態の干渉抑圧につながる原理を説明する。式(22)の左辺に任意の係数を乗算しても等式は成立し, また結果が0となる項を複数加算してもその結果は変わらず0となることから, 上式を

$$\sum_{q=0}^{Q-1} a_k(q)\mathbf{h}_i(t_0 - qT)\mathbf{w}_k^{\text{nsc}} = 0 \quad (i \neq k). \quad (23)$$

のように書き換えることができる。ここで,  $a_k(q)$ は未知の係数である。式(23)はARモデルによって予測した将来のチャネルに対して直交化するウェイトが生成されていると見做すことができ, これよりNSEは将来のチャネルのIUIを抑圧する手法として有効であると言える。CSIの推定及びウェイト導出の流れを図4に示す。

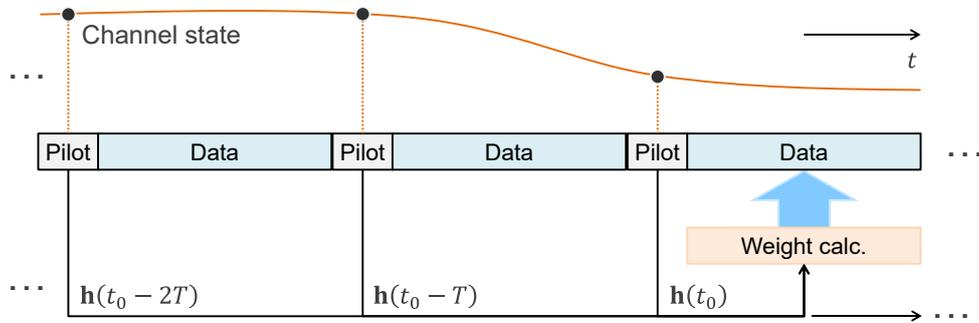


図4 ヌル空間拡張におけるチャネル推定及びウェイト導出の流れ。

BS側において, 干渉ユーザに対するCSIベクトルを複数取得し, 拡張させたチャネル行列に対してプリコーディングウェイトを算出する。第 $i$ UTにおける拡張チャネル行列 $\mathbf{H}'_i \in \mathcal{C}^{\{(M-1)Q+1\} \times N}$ は以下のように与えられる。

$$\mathbf{H}'_i = [\mathbf{h}'_1, \mathbf{h}'_1, \dots, \mathbf{h}'_{i-1}, \mathbf{h}'_i, \mathbf{h}'_{i+1}, \mathbf{h}'_{i+1}, \dots, \mathbf{h}'_M]^T. \quad (23)$$

ここで, 拡張チャネルベクトル $\mathbf{h}'_{ij} (j \neq i)$ は過去に取得したCSI,  $\mathbf{h}_i(t_0 - qT)$ とする。 $\mathbf{H}'_i$ に対して, Zero Forcing (ZF)等により得られるプリコーディングウェイト行列

$$\mathbf{W}'_i = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}'_1, \dots, \mathbf{w}'_{i-1}, \mathbf{w}_i, \mathbf{w}_{i+1}, \mathbf{w}'_{i+1}, \dots, \mathbf{w}'_M], \quad (24)$$

から,  $\mathbf{h}_i$ に対応するベクトル $\mathbf{w}_i$ を抽出する。これを全てのUEに対して実行し, 得られるウェイトベクトルを連結することで干渉UEに対するヌル空間が拡張されたウェイト行列を得る。チャネル行列のサイズから,  $(M-1)Q+1 \leq N$ である限り干渉CSIベクトルの次元を拡張できる。

### 3 多様なアンテナ配置におけるマルチセルセミブラインド干渉除去

第5世代移動通信以降のマルチセル環境では, 同一時間・周波数リソースの再利用によるパイロット汚染(pilot contamination)が深刻な干渉要因として顕在化している。Massive MIMOでは, 多数のアンテナ素子を用いて空間分離を行うが, 近傍セル間で同一パイロットが利用される場合, チャネル推定精度の劣化が避けられず, 受信ビームフォーミングにおける干渉抑圧能力が著しく低下する。本章では, この課題に対処

するためのセミブラインド干渉除去法に関して、理論的背景、具体的なアルゴリズム、ならびに応用例を段階的に記述する。

### 3-1 端末複数アンテナによるセミブラインド干渉除去

本節では、複数アンテナを有する端末を対象としたセミブラインドマルチセル干渉除去方式を提案する。本方式では、各端末が複数アンテナを持つ場合に、端末ごとの最大固有モード伝搬路を用いて空間直交性の高い通信チャネルを形成することで、セミブラインド干渉除去の性能向上を目指す。提案方式の特徴は、目的信号の最大固有ビームを事前に設定した上で、他端末との固有ビーム間の干渉を空間的に抑圧する点にある。基地局では、各端末からの最大固有ビームを観測し、それをもとにプリコーディングを行うことで、多ユーザ間干渉を抑制する。UT が複数のアンテナを備えたとし、接続 BS に対してビームフォーミングを実施する [5] [6]。UT において BS-UT 間の CSI は既知とし、チャンネル行列の特異値分解から得られる第 1 固有ベクトル  $\mathbf{b}_{i,k} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$  を BF ウェイトとして適用する。

$$\bar{\mathbf{U}}_{i,i,k} \Sigma_{i,k} [\mathbf{b}_{i,k} \bar{\mathbf{B}}_{i,i,k}]^H = \mathbf{H}_{i,i,k}. \quad (25)$$

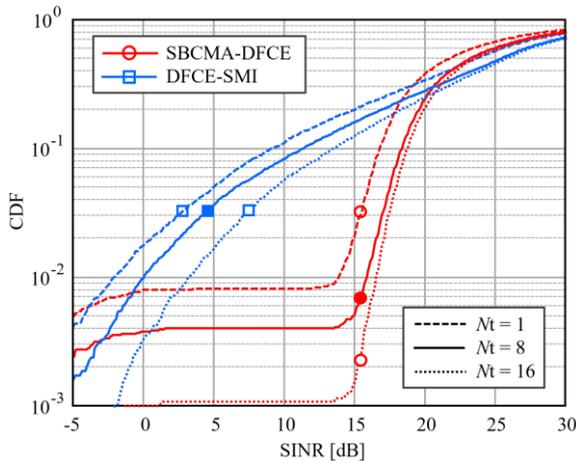
ここで、 $\mathbf{H}_{i,j,k}$  は第  $k$  UT における接続 BS との CSI 行列であり、式 (1) における  $\mathbf{H}_{i,j}$  を構成する。

$$\mathbf{H}_{i,j} = [\mathbf{H}_{i,j,1} \dots \mathbf{H}_{i,j,k} \dots \mathbf{H}_{i,j,N_u}]. \quad (26)$$

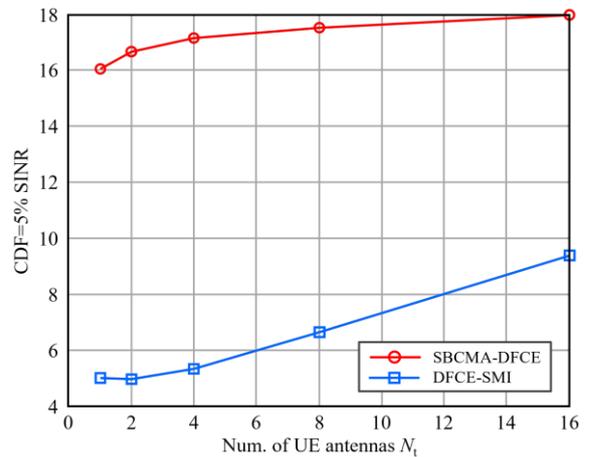
第  $k$  UT の  $\mathbf{b}_{i,k}$  をブロック対角行列として構成することで、第  $i$  セルにおける端末ビームフォーミングのための送信ウェイト行列  $\mathbf{B}_i$  を表現できる。

$$\mathbf{B}_i = \text{diag}[\mathbf{b}_{i,1} \dots \mathbf{b}_{i,k} \dots \mathbf{b}_{i,N_u}]. \quad (27)$$

上記方式を適用したシミュレーション結果を図 5 に示す。セミブラインド干渉除去の構成として、2.1 節にて述べた CMA を用いる方式 (SBCMA-DFCE) と最小二乗誤差 (Minimum Mean Square Error) アルゴリズムに基づく方式 (MMSEDFCE-SMI) [7] とを比較する。図 5 (a) に  $N_s = 300$  のときの SINR の CDF 特性を示す。UT のアンテナ数を 1 から 8 と増加させ、BF を適用することにより、SINR の分布及びアウテージともに改善されることが確認できる。特に、 $N_t = 16$  とすることにより、アウテージ確率が大きく改善されることがわかる。



(a) SINR の累積分布



(b) 端末アンテナ数に対する SINR の CDF=5% 値

図 5 シミュレーション結果.

図 5 (b) に、UT アンテナ数に対するアレー出力 SINR の CDF=5% 値を示す。SBCMA-DFCE においては UT アンテナ数の増大による SINR の効果は飽和する傾向にあるが、DFCE-SMI においては  $N_t$  に比例した上昇が確認できる。DFCE-SMI は多値 QAM に対しても有効であることから、UT アンテナ数増大による高多値変調の適用可能領域の拡大が期待できる。

### 3-2 時間領域シンボル拡散による性能改善

従来のセミブラインド干渉除去では、短時間で取得されたチャネル情報に基づくため、時間的なチャネル変動に対して脆弱となる問題があった。本節では、時間領域でのシンボル拡散 (Time-domain Inter-Symbol Spreading, TISS) を導入し、複数の時間スロットにわたって送信シンボルを拡散配置することで、受信信号の統計的安定性と干渉除去能力の向上を図る方式を提案する [8]。具体的には、同一のユーザデータを複数シンボルに拡散して送信し、受信側では逆拡散処理を適用することで干渉信号を拡散する。この手法により、干渉信号の統計的性質をガウス化し、セミブラインド処理の精度を向上させることができる。

同一システム内において送信タイミングが同期される場合、所望信号及び干渉信号はほぼ同様の性質を持つため ICA や CMA のようなブラインドアルゴリズムによる干渉抑圧には制限が生じる。その性質とは、ICA であれば尖度であり、CMA では定包絡線性である。そこで提案方式では、複数の送信シンボルを時間領域に拡散することでその性質を意図的に変化させる。第  $i$  送受信局において、互いに固有の拡散行列  $\mathbf{Q}_i \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$  を共有しているものとし、送信端末は事前に、送信シンボル系列にこの拡散行列を右から乗算する。

$$\mathbf{s}_i \leftarrow \mathbf{s}_i \mathbf{Q}_i \quad (28)$$

ここで、 $\mathbf{I}_{N_s} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$  を単位行列とすると、拡散行列  $\mathbf{Q}_i$  には

$$\mathbf{Q}_i \mathbf{Q}_i^H = \mathbf{I}_{N_s} \quad (29)$$

が成立するものとする。拡散行列には、逆行列が存在するものであれば任意のもので構わないが、雑音等への影響を考慮して本検討ではユニタリ行列とする。他の干渉局 ( $j \neq i$ ) においては、拡散を適用しない、もしくは異なる拡散行列が適用されるものとする。所望信号及び干渉信号が伝搬路を経由し、受信機へ到達する。このとき受信信号は以下のように表される。

$$\mathbf{X} = \mathbf{h}_i \mathbf{s}_i \mathbf{Q}_i + \sum_{j \neq i}^{N_t} \mathbf{h}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{Z} \quad (30)$$

$$= \begin{pmatrix} h_{i,1} \\ \vdots \\ h_{i,N_r} \end{pmatrix} \mathbf{s}_i \mathbf{Q}_i + \sum_{j \neq i}^{N_t} \begin{pmatrix} h_{j,1} \\ \vdots \\ h_{j,N_r} \end{pmatrix} \mathbf{s}_j + \mathbf{Z} \quad (31)$$

ここで、全ての受信アンテナにおける受信信号に拡散行列  $\mathbf{Q}_i^H$  を再度適用することにより逆拡散を行う。

$$\mathbf{X} \leftarrow \mathbf{X} \mathbf{Q}_i^H \quad (32)$$

$$= \mathbf{h}_i \mathbf{s}_i + \sum_{j \neq i}^{N_t} \mathbf{h}_j \mathbf{s}_j \mathbf{Q}_i^H + \mathbf{N} \mathbf{Q}_i^H \quad (33)$$

以上の操作により、希望信号は本来の送信信号系列となり、一方で干渉信号は拡散される。拡散処理により、一様分布に近い性質を持つ独立な複素確率変数はそれぞれの和として置き換えられるため、シンボル数が多く拡散行列のサイズが大きくなるほど中心極限定理に従い複素ガウス分布に近づく。またこのとき、包絡線数は本来よりも各段に多くなるため、定包絡線性が崩されていることは明らかである。これにより ICA 及び CMA による干渉抑圧のためのウェイトの最適化がより確実に動作する。

3-1 による端末複数アンテナに加え、本方式を適用した結果を図 6 に示す。端末アンテナ数 ( $N_t$ ) が 1 本及び 8 本のいずれの場合においても TISS の適用によるおおきなアウトエージ確率の改善が確認できる。

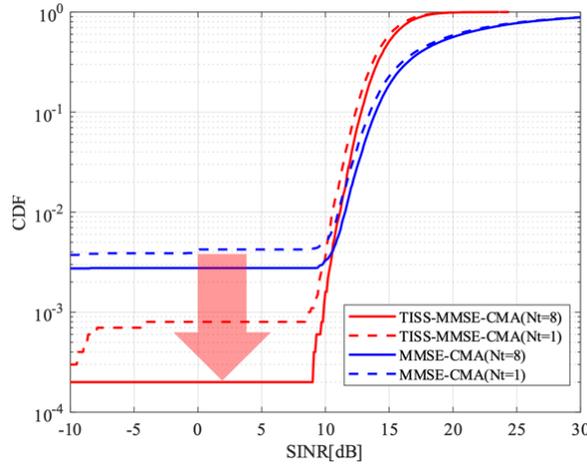


図 6 シミュレーション結果：SINR の累積分布。

### 3-3 セルフリー環境におけるブラインド干渉除去

本節では，セルフリー (Cell-Free) 構成を前提としたブラインド干渉除去方式を取り扱う．セルフリー構成では，基地局アンテナが地理的に分散配置されており，従来のセルベースと異なりアンテナ選択性と空間分離性が向上している [9]．また，多数のアンテナを分散配置することで，アンテナを集約する Massive MIMO と比較して，高いマクロダイバーシチ利得を得ることができる．これにより，建物などの障害物によって低下する通信品質を維持することができる．セルフリー Massive MIMO はこれらの特徴によって，ユーザの位置に関係なく高品質な通信環境を提供できることが期待される．また，セルフリー Massive MIMO によって消費電力の低減，高い信頼性など現在使用されている通信システムの性能を向上させることが期待されている．

この利点を活かして，明示的なチャンネル推定を行わずとも信号成分と干渉成分を空間的に分離可能な，ブラインド干渉除去の適用を試みる．提案手法として，端末からの受信レベルに基づき最も信号強度の高いアンテナを選択し，CMA の初期ウェイトに反映させるアンテナ選択 CMA (Antenna Selective-CMA, AS-CMA) を適用する [10]．これにより，所望信号を的確に補足し，CMA による干渉除去性能を向上する．具体的な手順として，各アンテナにおける入力レベルを比較し，最大となるものを初期値として与える．この手順は下記のように定式化できる．

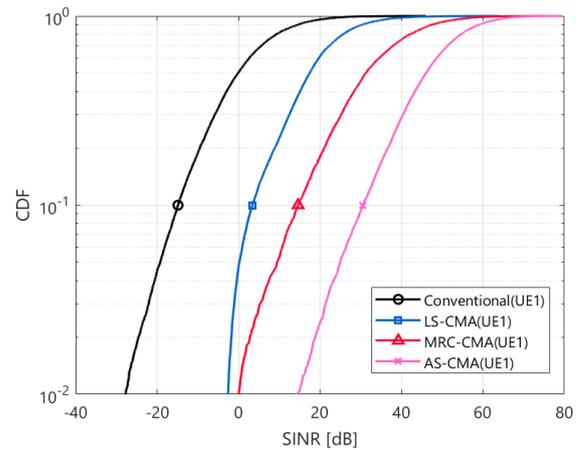
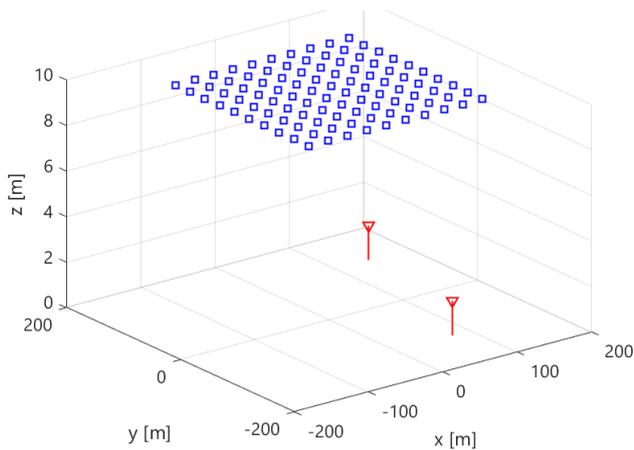
$$c = \arg \max_i (E[|x_{ik}|^2]) \quad (34)$$

$$\mathbf{W}_{\text{CMA}}(0) = [\delta_1 \dots \delta_i \dots \delta_N]^T \quad (35)$$

$$\text{where } \delta_i = \begin{cases} 1 & (i = c) \\ 0 & (i \neq c) \end{cases} \quad (36)$$

この方式は，パイロット汚染の影響を受けず，構成の単純さと実装容易性が特徴である．

図 6(a) に示す環境を想定した SINR の評価結果を図 6(b) に示す．AS-CMA が最も良い SINR 特性を示すことが確認できた．これは所望信号の受信信号が大きいアンテナのみを CMA で補足しており，また AS-CMA では受信信号の端末検出ができるため，初期ウェイトをランダムとする LS-CMA よりも良い SINR 特性が得られたと考える．全アンテナの受信信号を合成したものを初期ウェイトとする MRC-CMA は，MRC によって所望信号レベルを強められることで CMA により処理する SINR が向上したため，LS-CMA よりも良い SINR 特性が得られたと考えられる．



(a) シミュレーション環境

(b) SINR の CDF

図 7 シミュレーション結果.

## 4 多様なアンテナ配置における移動環境を想定したヌル空間拡張方式

ヌル空間拡張は、端末等の移動により生じるチャネル時変動環境において、マルチユーザ MIMO の性能を向上かのであることは第 2 章で述べた。本検討ではヌル空間拡張技術について、BS が 1000 素子規模の超多素子を備える場合や分散配置されるセルフリー環境におけるヌル空間拡張の有効性ならびに性能改善方式を検討した。

### 4-1 Ultra Massive MIMO におけるヌル空間拡張

Ultra Massive MIMO とは、数百から千本以上のアンテナ素子を持つ大規模アンテナ構成を指し、極めて高い空間自由度を有する。これを活かし、本節では時間変動するマルチユーザ環境におけるヌル空間拡張技術の有効性について検討を行う。特に、端末移動などにより伝搬路が変動する状況下では、従来の一時点に基づいたチャネル直交設計では干渉抑圧性能が著しく劣化する。本研究では、過去のチャネル状態を含めたヌル空間の拡張を導入し、時間的に安定した干渉除去を実現することを目指した。

方式及び手順としては第 2 章にて述べたヌル空間拡張の基本方式と同様である：

- ・過去の複数スロットにおけるチャネル状態情報を保存
- ・それらに対応する干渉ユーザのビーム空間を集合として構成
- ・その集合に直交する空間方向をヌル空間として定義

これにより、端末の移動によってチャネルが変化しても、過去情報を参照することでヌル空間が動的に拡張されるため、干渉信号の抑圧が可能となる。

チャネルは独立無相関レイリーフェージングとし、Jakes' モデルによる時変動を与える。BS アンテナ素子間の空間相関は考慮しないものとし、空間自由度を最大限活用可能な条件における超多素子化の効果を評価する。図 8 に、拡張次元数  $Q$  に対する信号対干渉雑音電力比 (SINR) の累積分布関数 (CDF) 50% 値を示す。BS アンテナ素子数の増加の伴い拡張次元数に対する SINR の向上が確認できる。しかし移動速度が比較的低速である 4km/h の条件下において、 $N_t = 16$  では  $Q = 3$  以降は SINR が劣化の傾向にある。より多素子の環境でも  $Q = 5$  以降で SINR が劣化の傾向であることが確認できる。これは過剰な次元拡張による所望信号電力の削減によるものと考えられる。BS アンテナ間相関を考慮する場合には、この傾向はより顕著に現れるものと考えられる。一方で高速移動環境では時間相関が低下することから、超多素子アンテナによる時変動への耐性はさらに向上し、アンテナ素子数を増加させるにつれて SINR が向上することが確認できる。 $N_t = 16$  ではそもそも自由度が不足することから拡張次元数に対する限界がある。

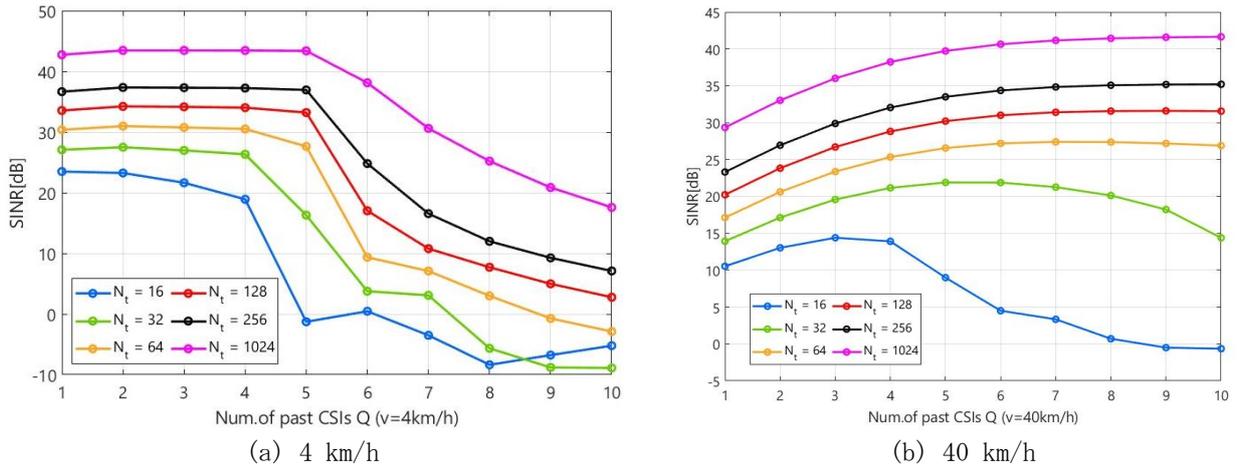


図8 シミュレーション結果：SINR のCDF 中央値。

#### 4-2 端末複数アンテナによるヌル空間拡張

端末側に複数アンテナを搭載した場合、その受信空間を制御する自由度が増大する。この点を活かし、ヌル空間拡張処理においても受信側の空間制御を組み合わせることで、干渉抑圧効果をさらに高めることが可能となる。具体的には、端末は自身のチャンネル空間における最大固有モード (eigenmode) を抽出し、その方向を主ビームとして設定する [5] [6]。方式としては 3-1 に述べたものと同様である。BS はこの最大固有モードを推定し、それに対してヌルを形成するようなプリコーディングを行うことで、目的端末には最大ゲインを与えつつ、他端末の干渉を相対的に抑圧する効果も併せ持つ。さらにチャンネルの時間相関でみたときには、非見通し成分 (Non Line-of-Sight: NLoS) を抑圧し、見通し (Line-of-Sight: LoS) 成分に近づける効果も有する。この方式の利点は以下の通りである：

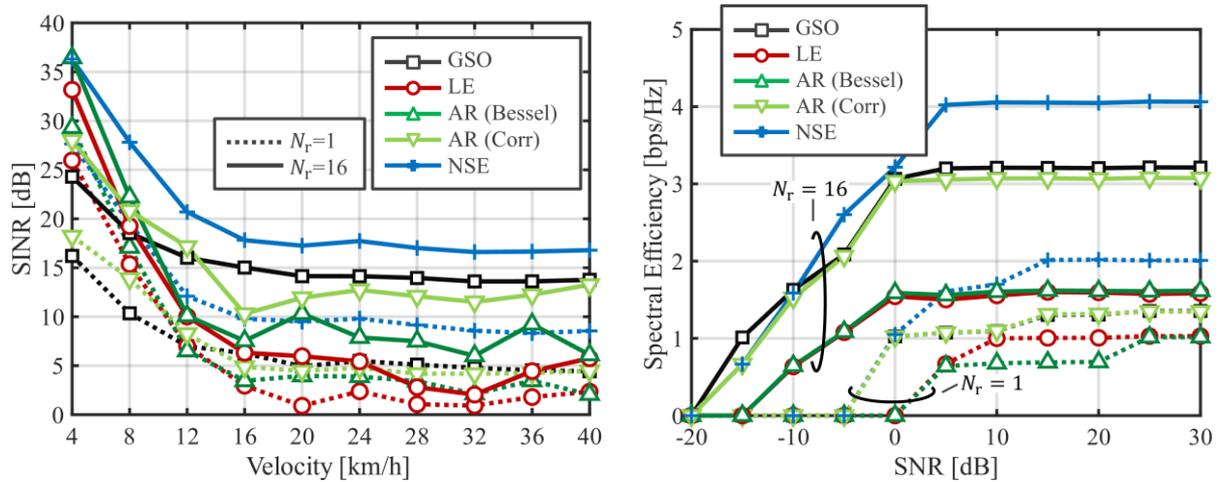
- ・ 端末側のビーム形成を考慮した基地局側の干渉設計が可能
- ・ 固有モードに基づく構成により、ヌル空間の幾何学的意味が明確
- ・ 端末の回転や位置変化にも頑健性がある

シミュレーションとして、Sub-6 の帯域におけるライスフェージング環境を想定する。チャンネルにおいて距離減衰は考慮しないものとし、BS-UT の単一アンテナ素子間の受信 SNR を 20 dB とする。以上のシミュレーション環境において、下記 4 つのウェイト導出法を MEB の有無ごとに比較する。

- ー 従来のウェイト導出法 (Conv.)
- ー チャンネル予測法 (線形外挿:LE[11], 自己回帰モデル:AR[12])
- ー ヌル空間拡張法 (NSE)

図 9(a) は、UT の速度と、CDF における 5% 値の SINR との関係を示している。チャンネル予測に基づく手法は、速度が約 12 km/h までは従来の GSO 手法よりも高い性能を示し、その有効性が確認される。一方、NSE は受信アンテナ数が  $N_r = 1$  および 16 のいずれの場合においても、全ての手法の中で一貫して最も高い性能を示している。特に、端末ビームフォーミングとヌル空間拡張を組み合わせることで、高速移動環境下においても空間多重性能を向上できることから、ヌル空間拡張の速度に対する有効性が明らかとなっている。

次に、出力 SINR だけでなく、実際に達成可能なスループット性能について評価を行う。図 9(b) は、UT 数が 4、速度が 40 km/h の場合における、各手法の最悪ケース (CDF 5%) における SNR と周波数利用効率の関係を示している。周波数利用効率は、各種変調および符号化方式 (MCS) パラメータを用いたリンクレベルシミュレーションにより算出した。AWGN チャンネルおよびターボ符号化された単一入力単一出力 (SISO) 伝送を仮定した場合のスペクトル効率と対応する SNR 値を用いることで、各手法から得られた SINR 値を特定の SINR に対するスペクトル効率へ変換して評価を行う。端末ビームフォーミングは時間変動チャンネルの主成分を抽出するだけでなく、信号利得そのものも増強する。これにより、-10 dB から 0 dB の雑音支配領域を含む全 SNR 範囲において、他の手法に比べて優れた周波数利用効率を実現している。



(a) 移動速度に対する SINR の CDF=5%値 (b) SNR に対する周波数利用効率の CDF=5%値

図9 シミュレーション結果.

### 4-3 セルフリー環境におけるヌル空間拡張+送信電力制御

セルフリーMassive MIMO (CF-mMIMO) 構成では、アンテナ群がユーザ周辺に地理的に分散しており、受信環境の多様性と空間分離性が高い。この構成を前提として、本節ではヌル空間拡張と送信電力制御の併用による干渉抑圧とスループット最適化の手法を提案する。本方式では、ユーザ毎にチャンネルの強度とヌル空間の方向性を考慮したビーム設計を行い、さらに基地局側で各アンテナからの送信電力を適応制御する。実用的なシステムにおいては、アクセスポイント (AP) および UT の送信電力には制約がある。このような制約下で高い通信品質を維持するためには、効率的な電力割り当てが不可欠である。従来の送信電力制御 (Transmission Power Control, TPC) では、等電力割り当てやチャンネル利得に基づく割り当て等が用いられてきたが、これらでは干渉を十分に抑圧できない場合がある。本検討では、送信電力制御によって SINR を最大化する最適化問題として凸最適化を適用する [13]。

$$\arg \max_{\mathbf{p}} \text{SINR}_k = \frac{|p_k \mathbf{h}_k(t_0) \mathbf{w}_k^{\text{nse}}(t_0)|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^{N_u} |p_i \mathbf{h}_k(t_0) \mathbf{w}_i^{\text{nse}}(t_0)|^2 + \sigma^2} \quad (37)$$

Subject to

$$\sum_{k=1}^{N_u} (\mathbf{w}_k^{\text{nse}})^H \mathbf{w}_k^{\text{nse}} \leq 1. \quad (38)$$

ここで  $p_i$  は第  $i$  アンテナの送信電力、 $\text{SINR}_k$  は第  $k$  ユーザの受信 SINR である。最小 SINR を最大化する目的関数であるが、これは非線形であるため、本研究では逐次 2 次計画法 (Sequential Quadratic Programming: SQP) を採用する。SQP は、目的関数をテイラー展開の 2 次近似によって表現し、一連の 2 次計画問題を逐次的に解くことで最適解に収束する手法である。

提案手法の有効性を CF-mMIMO システムにおいて評価するため、コンピュータシミュレーションを実施した。UT は半径 200 m のセル内に一様に配置され、各 AP は、分散型構成において三次元グリッド上の  $x, y, z$  方向にそれぞれ  $8 \times 4$  本のアンテナ素子を有している。 $x, y$  方向は 50 m 間隔、 $z$  方向は半波長間隔である。図 10 は、受信電力分布をカラーマップで可視化したものである。代表的な UT に対し、ヌル空間次元が  $Q_t = 1$  (拡張なし) および  $Q_t = 3$  の場合で比較を行った。これは、チャンネル状態情報 (CSI) 取得間隔の最終時点、すなわち CSI の更新遅延による干渉漏洩が最も顕著となる時点での受信信号レベルを表している。 $Q_t = 1$  の場合 (図 10(a)) では、白線で囲まれた領域の受信電力が顕著に高く、該当 UT が他 UT からの干渉を強く受けていることが分かる。一方、 $Q_t = 3$  の場合 (図 10(b)) では、対象 UT への干渉が十分に抑圧されていることが観察される。UT への目的信号レベルはやや低下しているが、干渉成分の大幅な低減により、SINR が向上する。

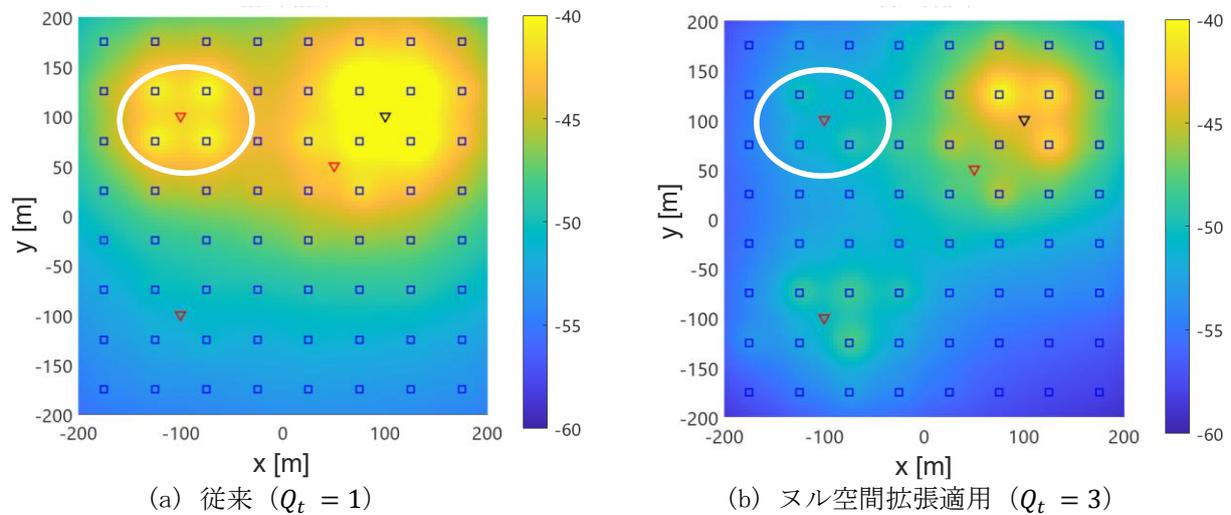


図 10 シミュレーション結果：ヌル空間拡張による電力分布

図 11 は、同分散アンテナ構成のもとで、ヌル空間拡張に加えて TPC を適用した際の SINR の CDF を示している。最適化関数としては、総 SINR を最大化する Sum-Max と、最小 SINR を最大化する Min-Max の 2 種類を検討している。Min-Max 最適化では、CDF の低域においてわずかな改善がみられる一方で、高域では性能が劣化している。これは、信号利得や SINR の低い UT に電力を再配分することで個々の品質は改善するものの、ユーザ間干渉が増加するためである。一方、Sum-Max 最適化では、好条件の UT に多くの電力を割り当てることで、全体の SINR 分布が向上している。特に、NSE を用いた  $Q_t = 3$  の場合においては、CDF 全体にわたって性能の改善が確認された。これらの結果は、CF-mMIMO システムにおける NSE の有効性を示すとともに、TPC の併用によってさらに SINR 性能が向上することを明らかとなった。

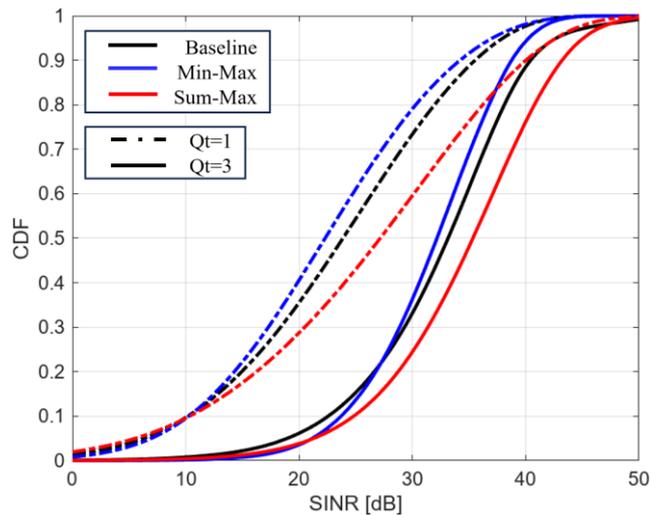


図 11 シミュレーション結果：SINR の累積分布

## 5 今後の展望

本研究では、Massive MIMO 環境における多様なアンテナ配置と、それに基づくセミブラインド干渉除去およびヌル空間拡張技術の開拓を通じて、6G に求められる高容量・高密度通信への対応としてさらなる性能改善方式を検討してきた。本章では、これらの成果を踏まえ、今後の技術展開と社会実装に向けた方向性について述べる。

### 5-1 高速移動通信への展開：V2X, OTFS など

6G 時代においては、自動運転車両 (V2X) や無人搬送ロボットなど、高速移動体を対象とした安定通信の重要性が増している [14]。特に都市部においては、遮蔽やマルチパスが複雑に存在する中で、低遅延かつ高信頼性のチャネル確保が課題である。本研究で開発したヌル空間拡張手法は、過去チャネルの履歴を活用することで、時間的に変動するチャネルにも安定な干渉回避を実現可能である。この特性は、移動速度が高い場合に特に有効であり、V2X 通信における干渉環境へのロバスト性を向上させることが期待される。

また、近年注目されている変換変調方式である OTFS (Orthogonal Time Frequency Space) 変調 [15] との親和性も高い。OTFS では、時間周波数領域全体に信号が展開されるため、時間選択性フェージングに対して高い耐性を持つ。本研究のヌル空間拡張技術と組み合わせることで、OTFS 伝送における干渉制御能力の向上が見込まれる。今後は、OTFS 方式との統合や、端末移動パターンのモデル化を考慮したダイナミックヌル空間制御方式の検討を進め、V2X 通信におけるエンドツーエンド最適化の実現を目指す。

### 5-2 社会実装に向けた実用化技術：演算量低減、ハイブリッドビームフォーミング構成など

一方で、基地局・端末双方における演算負荷やハードウェア実装の複雑さは、Massive MIMO の社会実装における大きな制約となっている。特に本研究のように、空間自由度を活用したセミブラインド処理やヌル空間拡張には、固有値分解・ビーム選択・最適化といった高次元行列演算が必要であり、実時間処理への適用には工夫が求められる。そのため、今後の課題としては以下のような技術的展望がある：

- ・逐次更新型アルゴリズム：ビーム設計や電力制御を逐次学習的に更新する手法を導入することで、処理時間と演算量を削減する。
- ・低ランク近似：ヌル空間設計におけるチャネル行列の低ランク性を活用し、演算規模の縮小を図る。
- ・ハイブリッドビームフォーミング：全デジタル処理に代えて、アナログ+デジタルのハイブリッド構成を導入することで、アンテナ数の増加に伴う D/A 変換器数の増加を抑制する。
- ・専用アクセラレータ：FPGA や ASIC を用いた信号処理アクセラレータの導入により、演算の並列化・省電力化を実現する。

また、セルフリー構成のような分散 MIMO 環境では、基地局間の情報交換と同期も技術的課題となるため、ローカル協調型分散処理フレームワークの開発が必要である。これにより、演算負荷の分散と通信遅延の低減が両立可能となる。今後はこれらの実装課題の解決に向けて、提案技術の実験による実証や、プロトコルスタックとの統合を進め、産業応用を見据えた総合的検証を行うことが求められる。

## 【参考文献】

- [1] C. -X. Wang et al., "On the Road to 6G: Visions, Requirements, Key Technologies, and Testbeds," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 25, no. 2, pp. 905-974, Secondquarter 2023.
- [2] Z. Xiao et al., "Antenna Array Enabled Space/Air/Ground Communications and Networking for 6G," in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 40, no. 10, pp. 2773-2804, Oct. 2022.
- [3] K. Maruta, C-J. Ahn, "Uplink Interference Suppression by Semi-Blind Adaptive Array with Decision Feedback Channel Estimation on Multicell Massive MIMO Systems," IEEE Transactions on Communications, Vol. 66, No. 12, pp. 6123-6134, December 2018.
- [4] T. Iwakuni, K. Maruta, A. Ohta, Y. Shirato, T. Arai, M. Iizuka, "Null-Space Expansion for Multiuser Massive MIMO Inter-User Interference Suppression in Time Varying Channels," IEICE Transactions on Communications, Vol. E100-B, No. 5, pp. 865-873, May 2017.

- [5] A. Pascual-Iserte, D. Palomar, A. Perez-Neira, and M. Lagunas, "A robust maximin approach for MIMO communications with imperfect channel state information based on convex optimization," IEEE Trans. Signal Process., vol. 54, no. 1, pp. 346–360, Jan 2006.
- [6] K. Min and T. Kim, "Performance analysis on eigenmode beamforming for reduced capability device in massive MIMO systems," IEEE Access, vol. 11, pp. 13 103–13 112, 2023.
- [7] K. Maruta, C-J. Ahn, "Multi Modulus Signal Adaptation for Semi-Blind Uplink Interference Suppression on Multicell Massive MIMO Systems," IEICE Transactions on Communications, Vol. E104-B, No. 2, pp. 158-168, February 2021.
- [8] K. Maruta, K. Senoo, D. Hisano, Y. Nakayama, K. Nishimori, "Interference Gaussianization: Time-Domain Inter-Symbol Spreading for Blind Adaptive Array Signal Source Identification," IEEE Access, Vol. 9, pp.89539-89553, June 2021.
- [9] I. Kanno, K. Yamazaki, Y. Kishi, and S. Konishi, "A survey on research activities for deploying cell free massive mimo towards beyond 5g," IEICE TRANS. COMMUN., vol. E105-B, no. 10, October 2022.
- [10] K. Maruta, C-J. Ahn, "Stabilised Blind Interference Suppression of Constant Modulus-based Adaptive Array over Rayleigh Fading Channels by Initial Antenna Selection," IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 13, Issue 11, p. 1876-1882, September 2019.
- [11] R. Schafer and L. Rabiner, "A digital signal processing approach to interpolation," Proc. IEEE, vol. 61, no. 6, pp. 692–702, June 1973.
- [12] K. Yamaguchi, H. P. Bui, Y. Ogawa, T. Nishimura, and T. Ohgane, "Channel prediction techniques for a multi-user MIMO system in timevarying environments," IEICE Trans. Commun., vol. E97.B, no. 12, pp. 2747–2755, Dec. 2014.
- [13] S. Huberman and T. Le-Ngoc, "Sequential convex programming for full-duplex single-user mimo systems," in 2014 IEEE International Conference on Communications (ICC), June 2014, pp. 5078–5082.
- [14] M. Noor-A-Rahim et al., "6G for Vehicle-to-Everything (V2X) Communications: Enabling Technologies, Challenges, and Opportunities," in Proceedings of the IEEE, vol. 110, no. 6, pp. 712–734, June 2022.
- [15] R. Hadani et al., "Orthogonal time frequency space modulation," Proc. IEEE WCNC'2017, pp. 1–6, Mar. 2017.

### 〈発 表 資 料〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
時変動チャネル環境下マルチユーザ Massive MIMO におけるブロック対角化を用いたヌル空間拡張法	電子情報通信学会 無線通信システム研究会	2023 年 5 月
マルチユーザ Massive MIMO ヌル空間拡張法における端末ビームフォーミングによる性能改善	電子情報通信学会 無線通信システム研究会	2023 年 6 月
低演算ブロック対角化に基づくマルチユーザ Massive MIMO におけるヌル空間拡張の適用	電子情報通信学会 無線通信システム研究会	2023 年 8 月
Massive MIMO におけるウェイト一括型ヌル空間拡張の干渉部分空間圧縮による性能改善	電子情報通信学会 ソサイエティ大会	2023 年 9 月
一般逆行列を用いたブロック対角化に基づく Massive MIMO ヌル空間拡張の性能改善	電子情報通信学会 ソサイエティ大会	2023 年 9 月
Ultra Massive MIMO におけるヌル空間拡張の性能評価	電子情報通信学会 ソサイエティ大会	2023 年 9 月
セルフリー-Massive MIMO におけるヌル空間拡張の性能評価	電子情報通信学会 ソサイエティ大会	2023 年 9 月
Receiver Maximum Eigenmode Beamforming-Based Null-Space Expansion for Multiuser	International Conference on Advanced Technologies For	2023 年 10 月

Massive MIMO	Communications (ATC 2023)	
Adaptive Modulation and Coding for Uplink Massive MIMO with Semi-Blind Interference Suppression Under Multicell Environment	International Conference on Advanced Technologies For Communications (ATC 2023)	2023 年 10 月
V2I マルチユーザ MIMO における位置情報を活用した広域ヌル形成法	電子情報通信学会 無線通信システム研究会	2023 年 11 月
位置情報を用いた複数車両に対する安定した無線通信技術	JST CREST Internet of Realities プロジェクト 第 1 回シンポジウム	2023 年 12 月
到来方向に基づいたミリ波 V2X 向けのビーム制御技術の屋内実験	JST CREST Internet of Realities プロジェクト 第 1 回シンポジウム	2023 年 12 月
見通し環境マルチユーザ MIMO 広域ヌル形成の屋内実験評価	電子情報通信学会 総合大会	2024 年 3 月
ブロック MSN による Massive MIMO ヌル空間拡張法の性能改善	電子情報通信学会 総合大会	2024 年 3 月
Massive MIMO における拡張ヌル空間に基づくユーザスケジューリング	電子情報通信学会 無線通信システム研究会	2024 年 3 月
Beam-Space Expansion with Broad-Range Null-Steering for V2I Multiuser MIMO Transmission	ASPIRE Workshop 2024	2024 年 3 月
Laboratory Experiment of Broad-Range Null-Steering for Millimeter-Wave V2I Multiuser MIMO	ASPIRE Workshop 2024	2024 年 3 月
低演算ブロック対角化マルチユーザ Massive MIMO におけるヌル空間拡張の性能比較	電子情報通信学会 無線通信システム研究会	2024 年 4 月
マルチユーザ Massive MIMO におけるウェイト一括型ヌル空間拡張の干渉部分空間圧縮による演算量削減及び性能改善	電子情報通信学会 無線通信システム研究会	2024 年 4 月
Time-Series-Aware User Scheduling for Multi-user Massive MIMO Null-Space Expansion	IEEE International Conference on Communications (ICC 2024)	2024 年 6 月
Toward O-RAN-based Cell-Free Architecture: Cooperative O-RU/V2X mmWave Beam Tracking	The 2024 IEEE 99th Vehicular Technology Conference (VTC2024-Spring)	2024 年 6 月
Improving Semi-Blind Interference Suppression by using Time-Domain Inter-Symbol Spreading on M-MIMO Systems	The 19th Asia Pacific International Conference on Information Science and Technology (APIC-IST 2024)	2024 年 6 月
ミリ波協調型 ITS マルチユーザ Massive MIMO における機械学習を用いた拡張ヌル空間の最適化	電子情報通信学会 スマート無線研究会	2024 年 7 月
Massive MIMO ヌル空間拡張におけるレプリカ減算型低演算プリコーディングの性能評価	電子情報通信学会 革新的無線通信技術に関する横断型研究会 (MIKA2024)	2024 年 10 月
CAM-based null-space design for V2I MU-mMIMO	International Workshop on Smart Wireless Communications (SmartCom 2024)	2024 年 11 月
Massive MIMO ヌル空間拡張における繰り返しレプリカ減算型低演算プリコーディング	電子情報通信学会 無線通信システム研究会	2025 年 1 月
Receiver Maximum Eigenmode Beamforming-Based Null-Space Expansion for Multi-user Massive MIMO in Time-Varying Channel	IEEE Transactions on Vehicular Technology	2025 年 2 月
近似式を用いた繰り返し干渉レプリカ減算型プリコーディングによる Massive MIMO ヌル空間拡張の性能評価	電子情報通信学会 総合大会	2025 年 3 月