

# マルチユーザ Massive MIMO の情報伝送能力について

唐沢 好男

本レポートは前稿 YK-016\_rev [1]の続編である。前レポートでは、Massive MIMO の情報伝送能力に着目し、Point-to-Point すなわちシングルユーザ伝送の場合の電波伝搬環境との関係を調べた。対象とした伝送方式は、多数の素子対向によって得られる直交ストリームのうち、相対的に利得の高いいくつかを選んでそこに情報を並列伝送する選択型固有モード伝送 (Selected Multi-Stream Transmission: SMST) である。伝搬環境は、見通し外通信のレイリーフェージング環境と見通し内通信の仲上・ライスフェージング環境を取り上げ、基地局側アレーに対する空間相関を考慮した。

本レポートでは、前レポートでの検討手法を拡張し、Point-to-Multipoint、すなわち、マルチユーザ伝送における、Massive MIMO の情報伝送能力を調べる。なお、ここではその基礎的な性質を調べる第一歩として、レイリーフェージングでかつ空間相関の無い場合についての伝送能力を明らかにする。

前レポート同様、本レポートも学術論文体裁でまとめている。(本内容の学会発表は [2].)

## 内容

1. はじめに
2. 検討対象とする通信システムと伝搬環境
  2. 1 通信システム
  2. 2 伝搬環境と漸近固有値分布
  2. 3 通信路容量
3. モデル確認
4. 解析結果
5. 空間相関の有る環境では？
6. むすび

## 参考文献

## 1. はじめに

送受信局の双方でアレーアンテナを用いる無線通信は **MIMO** と呼ばれ、大容量・高品質情報伝送を実現している。最近、第五世代移動通信への導入を目指して、アンテナ素子数が 100~1000 にも及ぶ **Massive MIMO** の研究が進んでいる[3]-[12]。MIMO には、アレーアンテナの自由度を使つてのビームフォーミング利得向上と並列伝送による空間分割多重利得獲得の二つの特長があるが、アレー素子数が限られている場合には、その利得の両方を同時に満足させることは難しい。一方、**Massive MIMO** では、基地局アレーの多素子化により、その両立が可能になる点にメリットがある。

前レポート[1]では、**Massive MIMO** の情報伝送能力に着目し、**Point-to-Point** すなわちシングルユーザ伝送の場合の電波伝搬環境との関係を調べた。対象とした伝送方式は、多数の素子対向によって得られる直交ストリームのうち、相対的に利得の高いいくつかを選んでそこに情報を並列伝送する選択型固有モード伝送 (**Selected Multi-Stream Transmission: SMST**) である。伝搬環境は、見通し外通信のレイリーフェージング環境と見通し内通信の仲上・ライスフェージング環境を取り上げ、基地局側アレーに対する空間相関を考慮した。その結果は、以下のように整理される。

- 1) 比較的大規模な **MIMO** ( $8 \times 8$  程度以上) では、通信路行列要素間の相関 (空間相関) の有無に関わらず、その固有値の確率分布は漸近特性を示す。無相関なレイリーフェージング環境 (i.i.d.) では、漸近特性は、マルチェンコ・パスツール則 (**MP 則**) に従う。
- 2) 無相関通信路では、**NLOS** 環境を代表するレイリーフェージングであっても、**LOS** を代表する仲上・ライスフェージングであっても、通信路容量  $C_{iid}$  は **MP 則** を利用して簡易な計算式で求められる。
- 3) 送受信のアンテナ素子数 ( $M, N$ ) が共に多い **MIMO** において、ストリーム数  $L$  の並列伝送を行うとき、 $L$  が  $\min\{M, N\}$  の 20% 程度以下であれば (例えば、 $N=M=100, L=10$ )、通信路容量  $C$  は有相関環境の方が大きい。すなわち、 $C_{iid}$  は  $C$  の下限値を与える。
- 4) **LOS** 環境では、ライスファクタ (直接波成分と散乱波成分の電力比で定義) の増加と共に、シングルストリーム伝送特性に漸近するが、**LOS** 環境の代表的な値であるライスファクタ 10 (=10dB) 程度では、マルチストリーム伝送の効果が維持されている。
- 5) マルチパス環境において、相関はアンテナの素子間隔が狭くなるほど大きくなる。相関が大きいほど通信路容量が大きくなる伝送方式では、その特徴を活かしてアレーアンテナサイズの小型化を実現できる。

本レポートでは、前レポートでの検討手法を拡張し、図 1 に示す **Point-to-Multipoint**、すなわち、マルチユーザ伝送における **Massive MIMO** の情報伝送能力を調べる。なお、ここではその基礎的な性質を調べる第一歩として、レイリーフェージングでかつ空間相関の無い場合 (i.i.d.) についての伝送能力を明らかにする。また、伝送方式では、基地局側のアレーアンテナ素子数が十分大きいこと (例えば、1000 素子) を前提に、ユーザ毎には、前

レポートで検討した選択型固有モード伝送 (SMST) とする。この方式の場合には、ユーザ毎のウェイト制御は独立に行うため、ランダム符号による符号分割多重 (Code-Division Multiplex: CDM) [13] と等価な情報伝送の力をもつ多重化方式と理解できる。

なお、5G 移動通信への導入を目指したマルチユーザシステムにおいては、見通し内環境を想定し、基地局側のアレーアンテナの自由度を生かしてそれぞれのユーザに指向性を与えるビームフォーミング伝送方式が主に検討されている。本レポートで検討する SMST 型のマルチユーザ伝送では、送受信の双方に通信路特性情報 (CSI) を必要とし、かつそのウェイト制御もフルディジタル信号処理であるため、5G の後半 (あるいは Beyond 5G) への適用が期待できる。

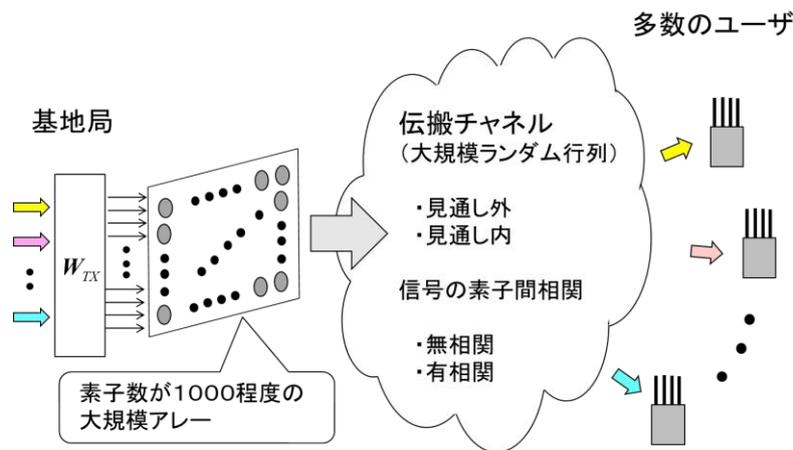


図1 マルチユーザ Massive MIMO のシステムイメージ

## 2. 検討対象とする通信システムと伝搬環境

### 2.1 通信システム

基地局を送信局、ユーザ局を受信局として、下り回線での伝送特性を評価する。図1のイメージを具体化するシステム構成を図2に示す。送信アンテナ数を  $M$ 、ユーザ毎の受信アンテナ数を  $N$ 、ユーザ局の数を  $K$  とする。通信路の情報 (CSI) を送信側でも有し、各ユーザに対して、ストリーム数  $L$  での固有モード伝送 (マルチストリーム伝送: SMST) を行う。数量  $M, N, K, L$  には  $M \geq NKL$ 、かつ、 $L \leq N$  の条件が課せられる。

ユーザ  $k$  に対するストリーム毎の送信信号ベクトルを  $\mathbf{s}_{k'}$ 、その電力配分ベクトルを  $\boldsymbol{\alpha}_{k'}$ 、送信ウェイト行列を  $\mathbf{W}_{t,k'}$ 、着目するユーザ  $k$  に対する受信ウェイト行列を  $\mathbf{W}_{r,k}$ 、雑音ベクトルを  $\mathbf{n}_k$  とするとき、ユーザ  $k$  の受信信号ベクトル  $\mathbf{y}_k$  は、基地局とユーザ  $k$  間の通信路行列  $\mathbf{A}_k$  を用いて次式で表される。

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{W}_{r,k}^H \left( \mathbf{A}_k \sum_{k'=1}^K \mathbf{W}_{t,k'} \mathbf{x}_{k'} + \mathbf{n}_k \right) \quad (1)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k &= \text{diag}\{\boldsymbol{\alpha}_k\} \mathbf{s}_k \\ \boldsymbol{\alpha}_k &\equiv (\alpha_1^{(k)} \quad \alpha_2^{(k)} \quad \cdots \quad \alpha_L^{(k)})^T \\ \mathbf{s}_k &\equiv (s_1^{(k)} \quad s_2^{(k)} \quad \cdots \quad s_L^{(k)})^T \\ \mathbf{n}_k &\equiv (n_1^{(k)} \quad n_2^{(k)} \quad \cdots \quad n_N^{(k)})^T \\ \mathbf{y}_k &\equiv (y_1^{(k)} \quad y_2^{(k)} \quad \cdots \quad y_L^{(k)})^T \\ \mathbf{A}_k &\equiv \begin{pmatrix} a_{11}^{(k)} & a_{12}^{(k)} & \cdots & a_{1M}^{(k)} \\ a_{21}^{(k)} & a_{22}^{(k)} & \cdots & a_{2M}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1}^{(k)} & a_{N2}^{(k)} & \cdots & a_{NM}^{(k)} \end{pmatrix} \\ \mathbf{W}_{t,k} &= (\mathbf{w}_{t,1}^{(k)} \quad \mathbf{w}_{t,2}^{(k)} \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{t,L}^{(k)}) \\ \mathbf{W}_{r,k} &= (\mathbf{w}_{r,1}^{(k)} \quad \mathbf{w}_{r,2}^{(k)} \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{r,L}^{(k)}) \end{aligned}$$

単一アンテナ対向 ( $N=M=1$ ) での受信信号の SN 比が  $\gamma_0$  となるよう、以下の電力条件を与える。

$$\begin{aligned} \langle |s_i^{(k)}|^2 \rangle &= \gamma_0 / L, \quad \langle |n_n^{(k)}|^2 \rangle = 1 \quad (n=1 \cdots N; i=1 \cdots L; k=1 \cdots K) \\ \|\boldsymbol{\alpha}_k\| &= \|\mathbf{w}_{t,i}^{(k)}\| = \|\mathbf{w}_{r,i}^{(k)}\| = 1, \end{aligned}$$

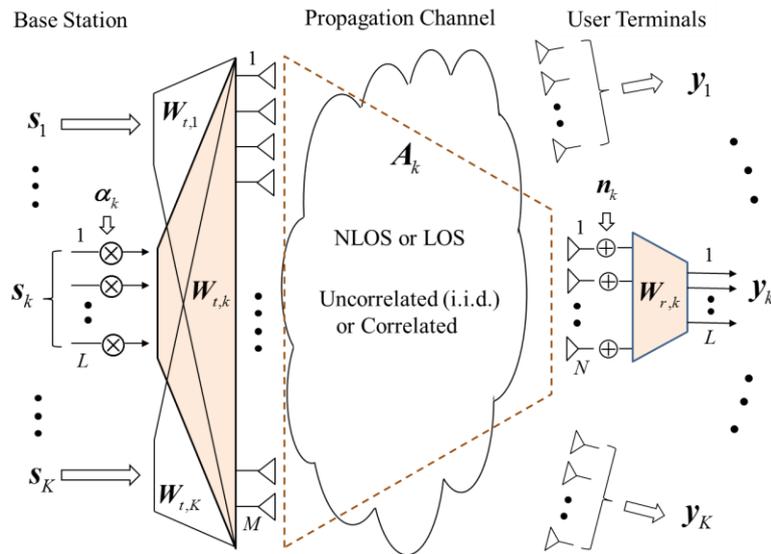


図2 本レポートで検討するマルチユーザ対象 SMST 伝送

本レポートでは、SMSTの具体的な伝送方式として、前稿のシングルユーザ伝送の場合と同じストリーム選択型固有モード伝送とする。ユーザ毎の  $L$  個のモード間では固有モードでの伝送、すなわち直交ストリームを形成するが、ユーザ間のウェイトは独立である（=直交化をしていない）。このため、当該ユーザ局  $k$  においては、他のユーザ局  $k'$  向け信号が干渉信号として加わる。全てのユーザ局に対する通信路情報（CSI）を用いて、ゼロフォーシングのような積極的な干渉抑圧機能を持たせれば、干渉に強いシステムになるが、i)制御が大規模になり、かつ、CSIが1局でも正しくないとき、その影響が全体に及び、制御の不安定要因になること、ii)ゼロフォーシングのビーム形成にアレーの自由度が多く使われ、結果として、所望局方向の利得低下をもたらすこと、などの理由によって、現実的でないためである。一方、大規模アレーでは、例えば、 $M=1000$  程度である場合、所望局のみに利得をつける伝送方式であっても、ユーザ局間通信路のランダム性ゆえに、ランダム符号を拡散符号とする符号分割多重（CDM）[13]と等価な CN 比が期待できる。ランダム符号による CDM では  $LK$  個のユーザへの伝送になるが、Massive MIMO では、ユーザ内の  $L$  個のストリームに対しては直交符号で、 $K$  個のユーザ間ではランダム符号となる点に違いがある。

通信路行列  $\mathbf{A}_k$  は、以下のように特異値分解できる。

$$\mathbf{A}_k = \mathbf{E}_{r,k} \mathbf{D}_k \mathbf{E}_{t,k}^H \quad (\text{次元: } N \times M) \quad (2)$$

$$\mathbf{E}_{t,k} = \begin{pmatrix} \mathbf{e}_{t,1}^{(k)} & \mathbf{e}_{t,2}^{(k)} & \cdots & \mathbf{e}_{t,N}^{(k)} \end{pmatrix} \quad (M \times N)$$

$$\mathbf{E}_{r,k} = \begin{pmatrix} \mathbf{e}_{r,1}^{(k)} & \mathbf{e}_{r,2}^{(k)} & \cdots & \mathbf{e}_{r,N}^{(k)} \end{pmatrix} \quad (N \times N)$$

$$\mathbf{D}_k = \text{diag} \left( \sqrt{\lambda_1^{(k)}} \quad \sqrt{\lambda_2^{(k)}} \quad \cdots \quad \sqrt{\lambda_N^{(k)}} \right) \quad (N \times N)$$

ここで、上付き文字  $^H$  は行列やベクトルの複素共役転置、 $\mathbf{e}_{t,i}^{(k)}$  はウィシャート行列  $\mathbf{A}_k^H \mathbf{A}_k$  の  $i$  番目の固有値  $\lambda_i^{(k)}$  に属する固有ベクトル、 $\mathbf{e}_{r,i}^{(k)}$  は  $\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H$  の固有値 ( $\lambda_i^{(k)}$ ,  $\mathbf{A}_k^H \mathbf{A}_k$  の固有値と同じ) に属する固有ベクトルである。固有モード伝送では、送受信のウェイト行列は、それぞれの固有ベクトルを用いて、以下で定められる。

$$\mathbf{w}_{t,i}^{(k)} = \mathbf{e}_{t,i}^{(k)}, \quad \mathbf{w}_{r,i}^{(k)} = \mathbf{e}_{r,i}^{(k)} \quad (i=1 \cdots L) \quad (3)$$

電力配分比率  $\alpha$  は、等電力配分と注水定理に基づく最適配分の二つの方法が代表的であるが、使用ストリーム数  $L$  が全ストリーム数  $N$  に比べてある程度小さい場合には、通信路容量の比較においてあまり差がないため[1]、本レポートでは、等電力配分、すなわち  $(\alpha_i^{(k)})^2 = 1/L$  で、評価を行う。

ウェイトが(3)式で与えられるユーザ局  $k$  での所望信号成分を  $\mathbf{y}_k^{(S)}$ 、干渉信号成分を  $\mathbf{y}_k^{(I)}$ 、雑音信号成分を  $\mathbf{y}_k^{(N)}$  とすると、それらは次式となる。

$$\mathbf{y}_k^{(S)} = \mathbf{W}_{r,k}^H \mathbf{A}_k \mathbf{W}_{t,k} \mathbf{x}_k$$

$$\begin{aligned}
 &= \mathbf{W}_{r,k}^H \mathbf{E}_{r,k} \mathbf{D}_k \mathbf{E}_{t,k}^H \mathbf{W}_{t,k} \mathbf{x}_k \\
 &= \text{diag}\left(\sqrt{\lambda_1^{(k)}} \quad \sqrt{\lambda_2^{(k)}} \quad \cdots \quad \sqrt{\lambda_L^{(k)}}\right) \mathbf{x}_k
 \end{aligned} \tag{4a}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}_k^{(I)} &= \mathbf{W}_{r,k}^H \mathbf{A}_k \sum_{k'=1}^K \mathbf{W}_{t,k'} \mathbf{x}_{k'} \\
 &= \mathbf{W}_{r,k}^H \mathbf{E}_{r,k} \mathbf{D}_k \mathbf{E}_{t,k}^H \sum_{k'=1}^K \mathbf{W}_{t,k'} \mathbf{x}_{k'} \\
 &= \begin{pmatrix} \sqrt{\lambda_1^{(k)}} & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2^{(k)}} & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_L^{(k)}} & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix}_{(L \times N)} \mathbf{E}_{t,k}^H \sum_{k'=1}^K \mathbf{W}_{t,k'} \mathbf{x}_{k'}
 \end{aligned} \tag{4b}$$

$$\mathbf{y}_k^{(N)} = \mathbf{W}_{r,k}^H \mathbf{n}_k \tag{4c}$$

ユーザ  $k'$  への信号のユーザ局  $k$  における干渉信号成分については、式(4b)より、図3のような等価回路で表すことができる。送信信号と伝搬チャネルが結合する  $L \times L$  の行列  $\mathbf{E}_{t,k}^H \mathbf{W}_{t,k'}$  が、 $k'=k$  では単位行列に、 $k' \neq k$  ではランダム行列 (i.i.d.) になる点に違いがあり、伝搬路等価回路の後半から受信信号処理部分は共通である。

それぞれの成分について、ストリーム  $i$  の平均受信電力を  $P_{k,i}^{(S)}$ ,  $P_{k,i}^{(I)}$ ,  $P_{k,i}^{(N)}$  とすると、それらは以下になる。

$$P_{k,i}^{(S)} = (\alpha_i^{(k)})^2 \lambda_i^{(k)} \gamma_0 \rightarrow \frac{1}{L} \lambda_i^{(k)} \gamma_0 \quad (\text{等電力分配}) \tag{5a}$$

$$P_{k,i}^{(I)} = \frac{(K-1)}{M} \lambda_i^{(k)} \gamma_0 \tag{5b}$$

$$P_{k,i}^{(N)} = 1 \tag{5c}$$

次節で述べる通信路容量は、SN比の関数であるので、干渉信号電力を雑音電力に組み入れ、ストリーム  $i$  における実効的な SN比  $\gamma_{k,i}$  を次式で与える。

$$\gamma_{k,i} \approx \frac{P_{k,i}^{(S)}}{P_{k,i}^{(N)} + P_{k,i}^{(I)}} = \frac{(\alpha_i^{(k)})^2 \lambda_i^{(k)} \gamma_0}{1 + \frac{(K-1)}{M} \lambda_i^{(k)} \gamma_0} \rightarrow \frac{M \lambda_i^{(k)} \gamma_0}{L(M + (K-1) \lambda_i^{(k)} \gamma_0)} \quad (\text{等電力分配}) \tag{6a}$$

等電力分配で、かつ、 $P_{k,i}^{(I)} \gg P_{k,i}^{(N)}$  のときには、

$$\gamma_{k,i} \approx \frac{M}{L(K-1)} \quad (K \geq 2) \tag{6b}$$

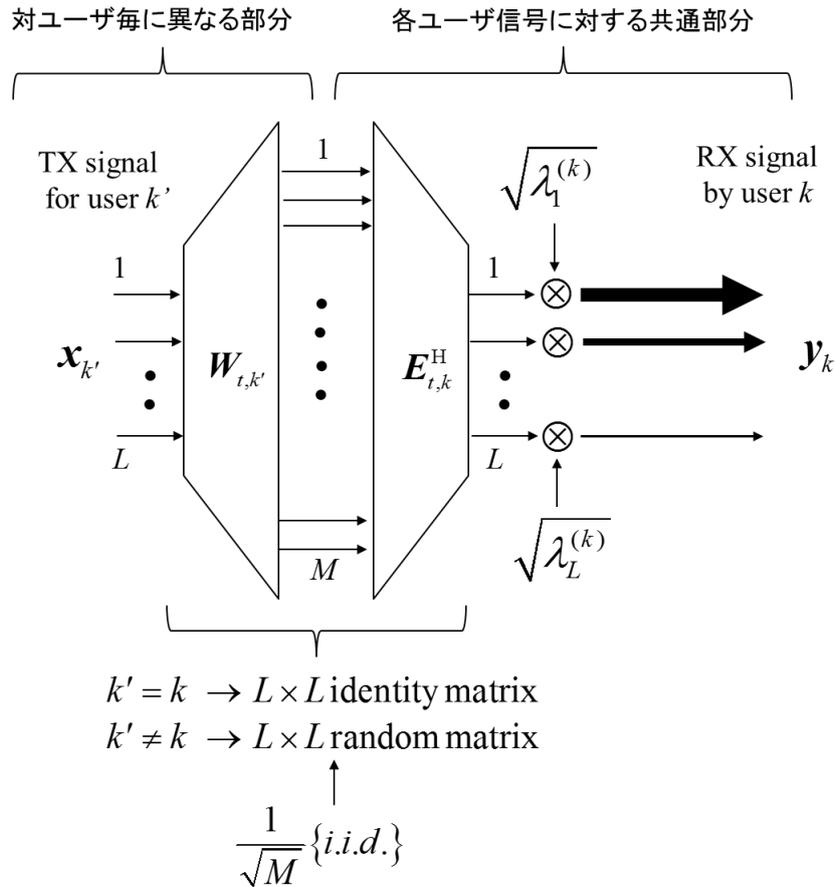


図3 ユーザ  $k'$  向け信号のユーザ  $k$  での受信の等価回路

となり、通信路行列（のウシャート行列  $\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H$ ）の固有値に依存しなくなる。この状態で、例えば、所望信号対干渉信号電力比（SI比）を10倍以上にしたい場合は、 $K \geq 2$ において、 $M \geq 10L(K-1)$ とすればよいことが分かる。

## 2.2 伝搬環境と漸近固有値分布

前稿では、シングルユーザシステムでの SMST 伝送について、レイリーフェージング環境（見通し外：NLOS）と仲上・ライスフェージング環境（見通し内：LOS）での評価を行った。また、アレー素子間隔が狭いときに問題になる空間相関の影響も調べた。本レポートではマルチユーザ Massive MIMO システムでの基本伝送能力を把握したいため、その解析の第一歩として、伝搬路も最も基本的な無相関レイリーフェージングチャネル（i.i.d.チャネル）で考える。

Massive MIMO の通信路は、大規模ランダム行列で表される。そのときのウシャート行列  $(\mathbf{A}\mathbf{A}^H)$  の正規化固有値  $(\lambda/N)$  は、 $N$  が十分に大きくなると  $N$  に依存しない漸近特性を有する。要素の確率分布が i.i.d. の場合は次式で与えられる漸近確率分布（マルチェンコ・パ

スツール則と呼ばれる) に従う。

$$f_{asym}(\hat{\lambda}; \beta) = \begin{cases} \frac{\sqrt{4\beta - (\hat{\lambda} - 1 - \beta)^2}}{2\pi\hat{\lambda}} & \text{for } (1 - \sqrt{\beta})^2 (\equiv \hat{\lambda}_{\min}) \leq \hat{\lambda} \leq (1 + \sqrt{\beta})^2 (\equiv \hat{\lambda}_{\max}) \\ 0 & \text{for others} \end{cases} \quad (7)$$

$$\hat{\lambda} \equiv \lambda / N, \quad \beta \equiv M / N (\geq 1)$$

累積分布は次式である。

$$F_{asym}(\hat{\lambda}; \beta) (\equiv p) = \int_{\hat{\lambda}_{\min}}^{\hat{\lambda}} f_{asym}(x; \beta) dx$$

$$= \frac{1}{2\pi} \left\{ \sqrt{-\hat{\lambda}^2 + 2(1 + \beta)\hat{\lambda} - (1 - \beta)^2} - (1 + \beta) \sin^{-1} \left( \frac{1 + \beta - \hat{\lambda}}{2\sqrt{\beta}} \right) - |1 - \beta| \sin^{-1} \left( \frac{(1 + \beta)\hat{\lambda} - (1 - \beta)^2}{2\sqrt{\beta}\hat{\lambda}} \right) + \pi \right\} \quad (8)$$

次節で求める通信路容量では、累積確率  $p$  を与えて、対応する固有値を求めることをしたいが、上式の逆関数を解析的に求めることは不可能に思える。しかし、最近の統計処理ソフト (例えば Excel や KaleidaGraph) では、関係データを与えれば多項式近似等による回帰式を容易に得ることができるので、それを利用すればよい。具体的には、(8)式の累積分布を固有値の存在範囲で数値計算して、 $\hat{\lambda}$  と  $p$  の関係を先に求め、その系列を入れ替えて処理ソフトにかければ良い。大部分のケースにおいて、6 次の多項式で表せば、十分な精度になる。そのようにして求めた関数を  $g$  として、以下で用いる。

$$\hat{\lambda} = F_{asym}^{-1}(p; \beta) \equiv g(p; \beta) \approx \sum_{q=0}^6 b_q p^q \quad (9)$$

尚、前稿[1]には、 $\beta=1, 2, 4, 8, 16$  についての係数  $b_q$  の値を示している。(ただし、 $\beta=1$  で、かつ  $p < 0.2$  では、近似精度の劣化が有るため別の近似式がある ([1]の(10)式))。本稿 4 節では、 $M=1000, N=10$  の結果を示しているが、この場合の  $\beta=100$  の係数値 ( $b_0 \sim b_6$ ) は、漸近固有値の存在範囲 (81~121) において、81.533, 60.845, -126.79, 233.35, -152.13, -40.449, 63.957 (一致度を示す相関係数の  $R$  値 : 0.99995) になる。

### 2. 3 通信路容量

通信路容量は通信路の SN 比が得られれば、シャノンの公式によって求めることができる。その SN 比は、 $M=N=1$  における SN 比  $\gamma_0$  と(6)式で求められる固有値  $\lambda_i$  の関数になる。Massive MIMO の場合、その固有値  $\lambda_i$  は、漸近固有値分布の累積分布関数の逆関数を用いて、精度よく求めることができる[1]。ユーザ  $k$  に対する通信路容量  $C_k$  導出の手順は以下のとお

りである。

$$C_k = \sum_{i=1}^L \log_2(1 + \gamma_{k,i}(\lambda_i^{(k)}))$$

$$\approx \sum_{i=1}^L \log_2\left\{1 + \gamma_{k,i}(\langle \lambda_i^{(k)} \rangle)\right\} \quad (10)$$

ここで、

$$\gamma_{k,i}(\lambda_i^{(k)}; \gamma_0, M, L, K) = \frac{M \lambda_i^{(k)} \gamma_0}{L(M + (K-1) \lambda_i^{(k)} \gamma_0)} \quad (\text{等電力分配})$$

$$\langle \lambda_i \rangle = g(p_i; \beta), \quad p_i = \frac{N-i+1}{N+1}$$

干渉信号電力が熱雑音電力より十分大きい場合には、(6b)式より、各ストリームの通信路容量は等しくなり、全ストリーム合計の通信路容量は次式となる。

$$C \approx L \log_2\left(1 + \frac{M}{L(K-1)}\right) \quad (P_{k,i}^{(1)} \gg P_{k,i}^{(N)}, \text{ かつ、 } K \geq 2 \text{ のとき}) \quad (11)$$

### 3. モデル確認

シングルユーザに対する SMST 伝送の評価については、前レポートで行っているが、本レポートで対象としている i.i.d.環境については、理論値と計算機シミュレーション値が精度よく一致しており、通信路容量推定手法の妥当性が確認できている。マルチユーザケースにおいても、ユーザの所望波信号に対しては、前レポートでの検討結果がそのまま適用できるため、ここでは、他のユーザからの干渉波成分についての評価の妥当性を計算機シミュレーションと比較して示す。

#### (1) 所望信号電力と干渉信号電力

通信路容量の鍵を握る実効 SN 比、その構成要素である所望波信号電力 ( $P_{k,i}^{(S)}$ ) と干渉信号電力 ( $P_{k,i}^{(I)}$ ) について、以下の 2 つの方法での算定結果を比較する。

- ① 理論計算値：漸近固有値分布をマルチェンコ・パスツール則より求める ((5)式)
- ② シミュレーション値：ユーザ毎に通信路行列  $\mathbf{A}_k$  を乱数で与える → 固有値やウェイトを求め、その値から計算により求める ((4)式から始める)。

アレー構成パラメータは  $M=N=100$ 、所望ユーザと干渉ユーザの  $K=2$  で考える。所望信号と干渉信号のみに着目するので、雑音電力は寄与しないが、レベル合わせのため、 $\gamma_0=1$  とする。図 4 は  $L=20$  と  $100$  とした場合のストリーム毎の所望信号と干渉信号の電力を示している。 $K=2$  において  $L=100$  の設定は実用には有りえないが、それぞれの電力算定のための設

定としては問題がない。図より、所望信号電力算定については、 $L=20$  と  $100$  の両方について、①（点線）と②（実線）が良く一致している。また、干渉信号電力の①の  $L=100$  については、所望信号電力の①に同じである。（SI 比では、式(5)より、 $1/L : (K-1)/M$  であるが、 $L=M=100, K=2$  では共に  $1/100$  になり、この場合は偶然同じ）。一方、干渉信号電力については、②の結果には、大きなばらつきが出ている。それでも平均的には①と②は合っているように見える。干渉信号成分にばらつきが大きいのは、送信ウェイトと受信ウェイトとが不整合であることによってランダム化され、振幅レベルでレイリー分布、すなわち、電力レベルで指数分布として現われているためである。それでも、平均レベルでみると、①と②が一致しており、①での理論的算定が妥当であることが確認できたことになる。

（なお、図4はいくつかの線が重なってしまっていて、所望信号電力  $P^{(S)}$  ( $P_{k,i}^{(S)}$ の簡略化記述) と干渉信号電力  $P^{(I)}$ 、理論①とシミュレーション②、 $L=20$  と  $100$  の関係が分かりにくくなっているが、図のキャプションに説明を付記しているのので、それで読み取って欲しい）。

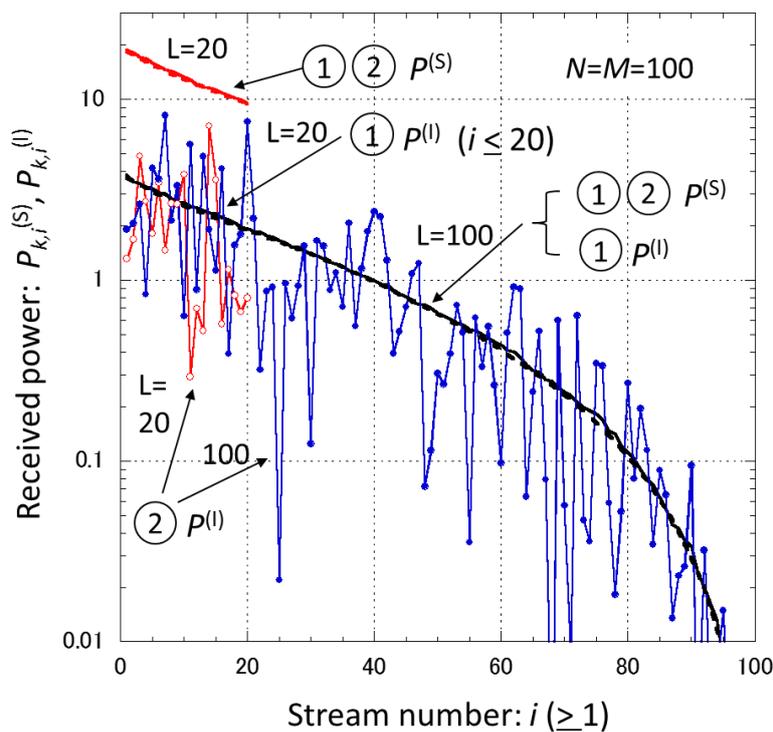


図4 所望信号電力と干渉信号電力の理論値のシミュレーションによる確認 ( $N=M=100, K=2, L=20$  と  $100$ ) 【所望信号電力  $P^{(S)}$ は①（理論：点線）と②（シミュレーション：実線）は重なっている。 $L=100$  のときの干渉信号電力  $P^{(I)}$ の①は  $P^{(S)}$ の①に同じ。 $L=20$  のときの  $P^{(I)}$ の①は  $L=100$  のときの  $L=20$  までと同じ】

(2) 通信路容量

所望信号と干渉信号の平均受信電力の理論算定の妥当性が確認できたので、通信路容量で検証してみたい。ここでも、(1)と同様に、以下の2つのケースで比較する。この場合も雑音は両電力に比べて十分小さい値とし、通信路容量はSI比で決まるように設定する。

- ① 理論計算値：漸近固有値分布をマルチェンコ・パスツール則より求める ((10)式)
- ② シミュレーション値：ユーザ毎に、通信路行列  $A_k$  を乱数で与える → 固有値やウェイトを求め、その値から計算により求める ((4)式から始める)。

アレー構成パラメータは  $N=10$ ,  $M=100$  と  $1000$  とする。ユーザ数は  $2 (K=2)$ 、選択ストリーム数  $L$  は  $1 \sim 5$  で考える。図4で述べたように、②の方法では、干渉波信号電力には毎回ばらつきが有り、その結果として通路容量もばらつくので、20回試行し、その平均値を用いている。図5にこの結果を示している。図には、このあとに説明する③の結果も載せているが、ここでは①と②の比較で見たい。  $M=100, 1000$  共に、②の方が若干大きい値を示していて、傾向を持ったずれが見られる。そのずれは、選択ストリーム数  $L$  の増加と共に大きくなっている。この理由は以下によって説明できる。

図4に見られるように所望波信号の電力は安定しているが、干渉波電力はばらつきを持つ。干渉信号電力の平均値を  $\langle P^0 \rangle$ 、平均値1で指数分布する変数を  $z$  とすると、毎回の干渉信号電力は  $\langle P^0 \rangle z$  で表される。CI比が、熱雑音より十分大きいとすると、(11)式は

$$C_k \approx L \log_2 \left( 1 + \frac{M}{L(K-1)z} \right) \approx L \log_2 \left( \frac{M}{L(K-1)z} \right), \quad \left( \frac{M}{L(K-1)} \gg 1 \right)$$

となるので、その平均値は次式である。

$$\langle C_k \rangle \approx L \log_2 \left( \frac{M}{L(K-1)} \right) - L \langle \log_2 z \rangle$$

ここで、

$$\langle \log_2 z \rangle = \frac{1}{\log 2} \int_0^\infty \log z e^{-z} dz = -0.8327$$

$$\because \int_0^\infty \log x e^{-x} dx = -0.57721 \quad (0.57721 \dots \text{はオイラーの定数})$$

であるので、通信路容量の平均値は次式となる

$$\begin{aligned} \langle C_k \rangle &\approx L \log_2 \left( \frac{M}{L(K-1)} \right) - L \langle \log_2 z \rangle \\ &= L \left\{ \log_2 \left( \frac{M}{L(K-1)} \right) + 0.8327 \right\} \end{aligned} \tag{12}$$

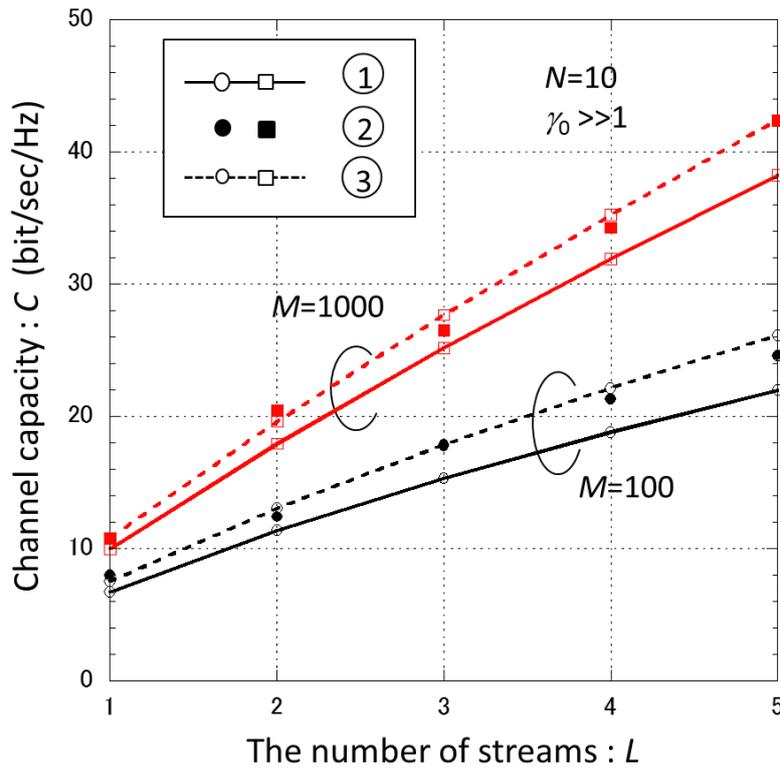


図5 平均通信路容量の理論計算値(①とそれを補正した③)とシミュレーション値②  
( $N=10$ ,  $M=100$  と  $1000$ ,  $K=2$ )

この式によって求められる通信路容量を③として、図5に示している。①を補正した③と、シミュレーションの②がよく一致しており、①と②のずれはこの理由であることが確かめられた。①は通信路容量が低めに出る方向にずれているが、③の補正によって一致したので、①も理論的に辻褃があると結論付けられる。干渉信号電力がばらつくことによって小さい確率で非常に小さな値になり、それが分母に入るとSI比を極端に大きくし、結果として、通信路容量の平均値を引き上げるようになったわけである。この補正した平均通信路容量③を情報伝送能力とみなすのは、安全サイドの考えから望ましくなく、また、それを組み入れて符号設計することもできないことであり (=所望ユーザに対する送信ウェイト  $\mathbf{W}_{i,k}$  に他ユーザ  $k'$  のチャネル特性  $\mathbf{A}_{k'}$  を組み入れていないため)、平均干渉信号電力で求められる①の計算式を用いるのが妥当と考える。故に、次節で示す解析結果では、①での算定値を用いることにする。

## 4. 解析結果

マルチユーザ Massive MIMO の情報伝送能力を通信路容量により評価する。通信路容量は、最適な符号化を行って伝送したときに、誤りなく伝送できるビットレートの上限を与えるものとしてシャノンが導いたものであるが、情報伝送能力あるいは周波数の有効利用率の指標としても使え、便利な物理量である。アンテナ素子数  $M, N$ 、ユーザ数  $K$ 、使用ストリーム数  $L$  に対して、ストリーム選択型固有モード伝送 (SMST) では、通信路容量は  $\gamma_0$  を定めることによって、(10)式で求められることを確認してきた。この伝送は、ランダム符号による CDM に対応付けられる空間分割多重 (SDM) である。ここでは、一例として、 $M=1000$ 、 $N=10$ 、 $K=1\sim 10$ 、 $L=1\sim 5$  の場合について、各ユーザ当たりの通信路容量を示す。

図6はこの結果をまとめたものである。図では、ユーザ数  $K$  を横軸に、使用ストリーム数  $L$  をパラメータに、SN 比  $\gamma_0$  が 1 (0dB)、10 (10dB)、および無限大 ( $\infty$ ) の3つの場合について示している。 $K \geq 2$  では、通信路容量は  $P_S/(P_T+P_N)$  で決まるが、 $K=1$  では、 $P_S/P_N$  で決まるため、SN 比無限大では、容量も無限大になるのでプロットを省いている。図より、 $K \geq 2$  においては、 $\gamma_0=10$  程度で、無限大のときの限界値にかなり近づいていることが分かる。一方、低 SN 比の場合 (図では  $\gamma_0=1$ )、通信路容量そのものは当然低下するが、ユーザ数依存性が小さくなっていることが分かる。このような、低電力での利用に、マルチユーザ運用に対する特長 (メリット) がより大きく出るのかもしれない。他の  $M, N, K, L$  の組み合わせに対しても(10)式の計算により簡単に評価できるので試して欲しい。(唯一のネックは(8)式の漸近固有値の累積分布の逆関数を求めることに有るが、本文中に述べた方法により、容易に乗り切れると思う)。

## 5. 空間相関の有る環境では？

前レポート[1]では、基地局側のアレーに対して、空間相関が有る場合について、SMST 伝送における空間相関の影響を調べた。その結果、1節の3)としてまとめているように、「送受信のアンテナ素子数 ( $M, N$ ) が共に多い MIMO (ただし  $M \geq N$ ) において、ストリーム数  $L$  の並列伝送を行うとき、 $L$  が  $N$  の 20%程度以下であれば (例えば、 $N=M=100$ ,  $L=20$ )、通信路容量は有相関環境の方が大きい。すなわち、無相関環境で求めた通信路容量は、有相関を含めた全環境における通信路容量の下限值を与える。」

この特徴は、マルチユーザ伝送においては、所望信号に対してはそのまま現われ、干渉信号に対しては送受信のウェイト不整合によるランダム化により相関の有無に依存しない (本解析と同じ)。所望波信号電力に対する有相関の影響は強くなる方向に働くものの、その増加率はそれほど大きくないため (=比率で 20%程度以下)、本レポートでの解析手法を、有相関を含めた一般的な環境に対して、そのまま適用してよいと考える。

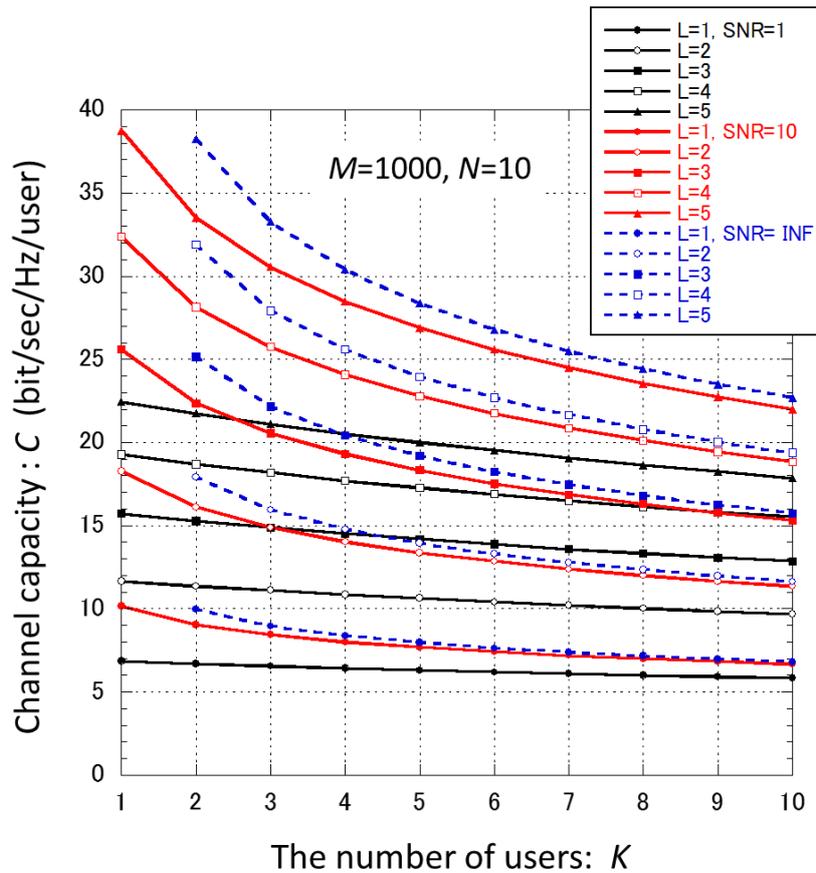


図6 マルチユーザ Massive MIMO のユーザ当たりの通信路容量

## 6. むすび

見通し外の無相関レイリーフェージング環境を対象に、マルチユーザ Massive MIMO システムの情報伝送能力 (= 通信路容量) を評価する手法を述べ、それを用いた検討結果を示した。対象とした伝送方式は、ユーザ毎にストリーム選択型固有モード伝送 (SMST) を行う方式で、伝送方式としては、ランダム符号を用いた符号分割多重 (CDM) と考え方を共通にする。CDM の場合に、チップ数が多くなるほど処理利得が大きくなると同様に、Massive MIMO では、送信側のアレー素子数が多くなるほど CI 比が大きくなる (= ユーザ数を増やすことができる)。提案した評価手法では、アンテナ数 ( $M, N$ )、ユーザ数 ( $K$ )、並列伝送ストリーム数 ( $L$ ) に対するユーザ当たりの通信路容量 (bit/sec/Hz/user) を簡易に求めることができる。得られた結果の一例を図 6 に示しているが、それより、

- 1)  $K \geq 2$  においては、SN 比:  $\gamma_0=10$  程度で、SN 比無限大のときの限界容量にかなり近づいている
- 2) 低 SN 比の場合、通信路容量そのものは当然低下するが、ユーザ数依存性が小さくなっている。このような、低電力での利用に、マルチユーザ運用に対する特長 (メリット) が発揮できる可能性を持つ。

前レポートでの検討より、アレー間隔を狭くすることによって素子間の空間相関が現われるが、 $L/N \leq 0.2$  程度では、それがむしろ通信路容量を大きくする働きになる。その場合でも、5節で行った考察により、マルチユーザ応用に対しては、本レポートで提示している計算法は安全サイド算定値を与え、相関の有無を含めた幅広いレイリーフェージング環境に適用できるものになっている。今後は、見通し内伝搬環境、すなわち、仲上・ライスフェージング環境での評価が必要（実用的にはこの環境での評価が大事）であるが、これについては続編としたい。

なお、ここで取り上げた伝送方式は、送受信の双方に通信路状態の情報（CSI）を必要とし、かつ、ウェイト制御もフルデジタルの信号処理となるため、5G 移動通信の導入時への適用は無理かもしれないが、5G 後半（あるいは、beyond 5G）での適用が期待できる。

## 参考文献

- [1] 唐沢好男, “Massive MIMOの情報伝送能力について【修正版】,” 技術レポート YK-16\_rev (私報)、2019.04. [http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/Massive\\_MIMO\\_TR-YK-016\\_rev.pdf](http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/Massive_MIMO_TR-YK-016_rev.pdf) (同内容は、(1) 信学技報, AP2018-110/RCS2018-187, 2018.11と、(2) 同[II], 信学技報, AP2018-159, 2019.01で発表している。ただし、[1]の脚注1の理由により、提示している有相関時の固有値分布や通信路容量の計算結果の図は、誤ったものになっている。[1]はこの誤りを修正している) (学術論文投稿中)
- [2] 唐沢好男, “Massive MIMOのマルチユーザ運用における情報伝送能力について,” 信学技報AP2019-未定 (信学会アンテナ・伝播研究会2019年12月発表予定) .
- [3] T. Marzetta, “Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 11, pp. 3590-3600, Nov. 2010.
- [4] E.G. Larsson, “Very large MIMO systems: Opportunities and challenges,” *Proc. in ICASSP*, March, 2012.
- [5] F. Rusek, D. Persson, B.K. Lau, E.G. Larsson, T.L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, “Scaling Up MIMO — Opportunities and challenges with very large MIMO,” *IEEE Signal Process. Mag.*, Jan. 2013, pp.40–60.
- [6] J. Hoydis, S. ten Brink, and M. Debbah, “Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How many antennas do we need?,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.31, no.2, pp.160–171, Feb. 2013.
- [7] L. Lu, “An overview of massive MIMO: Benefits and challenges,” *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, vol.8, no.5, pp.742–758, Oct. 2014.
- [8] E.G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T.L. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.52, no.2, pp.186–195, Feb. 2014.
- [9] R. Taniguchi, K. Nishimori, R. Kataoka, K. Kameyama, K. Kitao, N. Tran, and T. Imai, “Evaluation of massive MIMO considering real propagation characteristics in the 20 GHz band,” *IEEE Antennas Propag.*, vol.65, no.12, pp.6703–6711, Dec. 2017.
- [10] H. Papadopoulos, C. Wang, O. Bursalioglu, X. Hou, and Y. Kishiyama, “Massive MIMO Technologies and Challenges towards 5G,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E99-B, no.3, pp.602–621, March 2015.
- [11] T. Obara, T. Okuyama, Y. Inoue, Y. Aoki, S. Suyama, J. Lee, and Y. Okumura, “Experimental trials of 5G super

wideband wireless systems using massive MIMO beamforming and beam tracking control in 28GHz band,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E100-B, no. 8, pp. 1256-1268, 2017.

[12] 須山聡, 奥山達樹, 井上祐樹, 岸山祥久, “5G アンテナ技術,” NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル, vol. 23, no. 4, pp. 30-39, 2016.

[13] S. Verdue and S. Shamai, “Spectral efficiency of CDMA with random spreading,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45 no. 2, pp. 622-640, 1999.