

ストリーム選択型マルチユーザ Massive MIMO 通信路容量の簡易計算法

A Simple Calculation Scheme of Channel Capacity for Multi-User Massive MIMO with Selected Multi-Stream Transmission

唐沢 好男

本シリーズのレポート YK-016-rev[1]では、シングルユーザ運用 (Point-to-Point 伝送) におけるストリーム選択型 (SMST) Massive MIMO の伝送特性 (通信路容量特性) 評価法と解析結果をまとめている。ここでは、レイリーフェージングと仲上・ライスフェージング環境において素子アンテナ間に空間相関が有る場合の特性に着目している。この評価モデルをマルチユーザ運用 (Point-to-Multi-Point 伝送) へ拡張し、YK-033[2]では、レイリーフェージング環境での、YK-035[3]では、仲上・ライスフェージング環境での伝送特性を明らかにしている。今般、YK-016-rev の内容が論文採択の見込みを得たので、それを前提 (根拠) にして、YK-033 と YK-035 の内容を合体させて、一つの論文形式でまとめなおしてみたい。内容的には YK-033 と YK-035 を超えるものはなく、多くの部分において記述が重複するが、ストリーム選択型マルチユーザ Massive MIMO 通信路容量の簡易計算法を整理して述べた、という位置づけになる。なお、本内容のエッセンスについては、[4]において発表予定である。

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
3. 通信路容量とその簡易計算法
4. モデル確認
5. 解析結果
 5. 1 レイリーフェージング環境 (NLOS 環境)
 5. 2 仲上・ライスフェージング環境 (LOS 環境)
6. 有相関環境における通信路容量
7. 考察
 7. 1 仲上・ライスフェージング環境でのパラメータ設定
 7. 2 直接波信号成分同士の相関
 7. 3 実用への課題
8. まとめ

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[5]-[14]。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。

シングルユーザ Massive MIMO の情報伝送において

- 1) 比較的大規模な MIMO (8×8 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 $\min\{M, N\}$ の一定比率以下 (例えば、20~30%以下) であれば、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。その場合でも、3) に述べているように相関が大きいほど通信路容量が大きくなる SMST 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、[1]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 の通信路容量を簡易に求める手法を提案し、それに基づく解析結果を示す。なお、ここでは、空間相関の無い場合 (i.i.d.) についての伝送能力を対象にし、有相関の場合については、6 章で考察する。また、伝送方式では、基地局

側のアレイ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）[15]と等価なユーザ分離度を実現する。

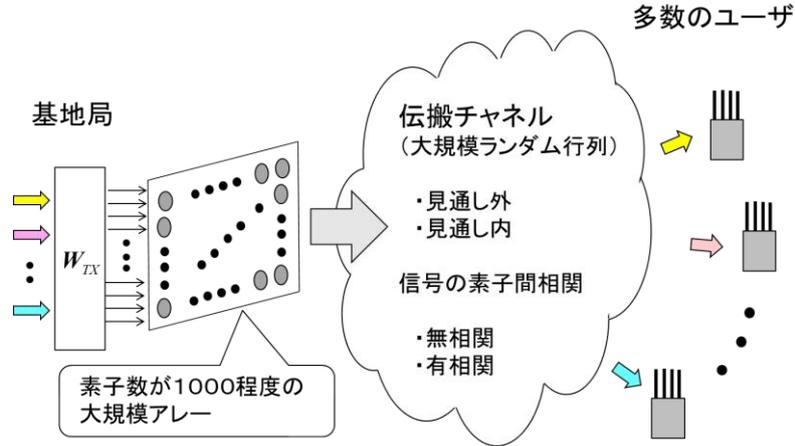


図1 マルチユーザ Massive MIMO のシステムイメージ

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、図2に示す下り回線での伝送特性を評価する。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（SMST）を行う。数量 M, N, K, L には $M \gg NK$ 、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、

$$\mathbf{x}_{k'} = \text{diag}\{\boldsymbol{\alpha}_{k'}\} \mathbf{s}_{k'}$$

$$\boldsymbol{\alpha}_{k'} \equiv \left(\alpha_1^{(k')} \quad \alpha_2^{(k')} \quad \cdots \quad \alpha_L^{(k')} \right)^T \quad (\text{等電力配分では、} \boldsymbol{\alpha}_{k'} \equiv (1 \ 1 \ \cdots \ 1)^T / \sqrt{L})$$

$$\mathbf{s}_{k'} \equiv \left(s_1^{(k')} \quad s_2^{(k')} \quad \cdots \quad s_L^{(k')} \right)^T$$

$$\mathbf{n}_k \equiv (n_1^{(k)} \quad n_2^{(k)} \quad \cdots \quad n_N^{(k)})^T$$

$$\mathbf{y}_k \equiv (y_1^{(k)} \quad y_2^{(k)} \quad \cdots \quad y_L^{(k)})^T$$

$$\mathbf{A}_k \equiv \begin{pmatrix} a_{11}^{(k)} & a_{12}^{(k)} & \cdots & a_{1M}^{(k)} \\ a_{21}^{(k)} & a_{22}^{(k)} & \cdots & a_{2M}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1}^{(k)} & a_{N2}^{(k)} & \cdots & a_{NM}^{(k)} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{W}_{t,k'} \equiv (\mathbf{w}_{t,1}^{(k')} \quad \mathbf{w}_{t,2}^{(k')} \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{t,L}^{(k')}) = (\mathbf{e}_{t,1}^{(k')} \quad \mathbf{e}_{t,2}^{(k')} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_{t,L}^{(k')}) \quad (2a)$$

$$\mathbf{W}_{r,k} \equiv (\mathbf{w}_{r,1}^{(k)} \quad \mathbf{w}_{r,2}^{(k)} \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{r,L}^{(k)}) = (\mathbf{e}_{r,1}^{(k)} \quad \mathbf{e}_{r,2}^{(k)} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_{r,L}^{(k)}) \quad (2b)$$

$\mathbf{e}_{t,i}^{(k')}$: 行列 $\mathbf{A}_k^H \mathbf{A}_k$ の上位 i 番目の固有値 $\lambda_i^{(k')}$ に属する固有ベクトル

$\mathbf{e}_{r,i}^{(k)}$: 行列 $\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H$ の上位 i 番目の固有値 $\lambda_i^{(k)}$ に属する固有ベクトル

単一アンテナ対向 ($N=M=1$) での受信信号の SN 比が γ_0 となるよう、以下の電力条件を与える。

$$\langle |s_i^{(k)}|^2 \rangle = \gamma_0 / L, \quad \langle |n_n^{(k)}|^2 \rangle = 1 \quad (n=1 \cdots N; i=1 \cdots L; k=1 \cdots K)$$

$$\|\boldsymbol{\alpha}_k\| = \|\mathbf{w}_{t,i}^{(k)}\| = \|\mathbf{w}_{r,i}^{(k)}\| = 1$$

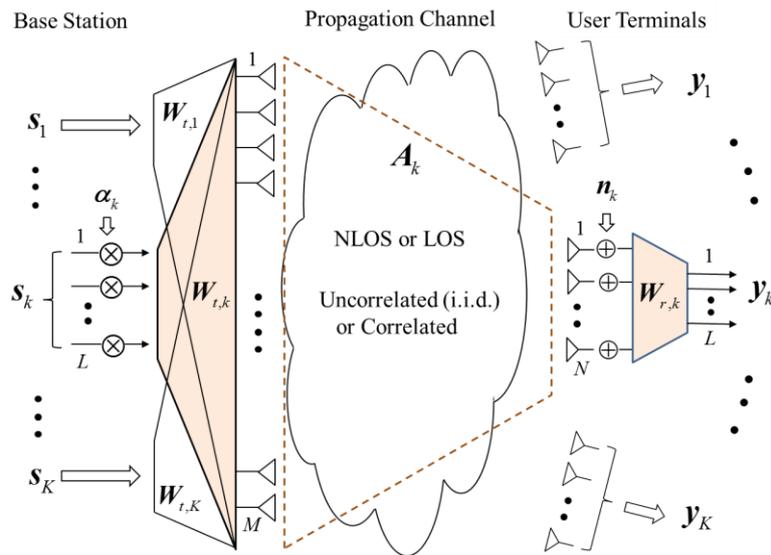


図 2 本レポートで検討するマルチユーザ対象 SMST 伝送

各ストリームに対する電力配分ベクトル α 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。レイリーフェージング環境において、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二つの方法にあまり差がないため[1]、等電力配分、すなわち $(\alpha_i^{(k)})^2=1/L$ で、評価を行う。見通し内環境で、直接波成分の電力が支配的になる場合（後述するライスファクタの値が非常に大きい仲上・ライスフェージング環境の場合）は、二つの方法に明らかな差が生じると予想され、両方の方法を比較検討する。

送受信アンテナのウェイト制御はユーザ毎に独立に、固有値が大きい上位 L 個の固有モードを選択するマルチストリーム伝送 (SMST) を行う。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 (図2)。この方式では、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) [15] と等価なユーザ分離度が期待できる (図3)。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。

ウェイトが(2)式で与えられるユーザ局 k での所望信号成分を $y_k^{(S)}$ 、干渉信号成分を $y_k^{(I)}$ 、雑音信号成分を $y_k^{(N)}$ とすると、それらは次式となる。

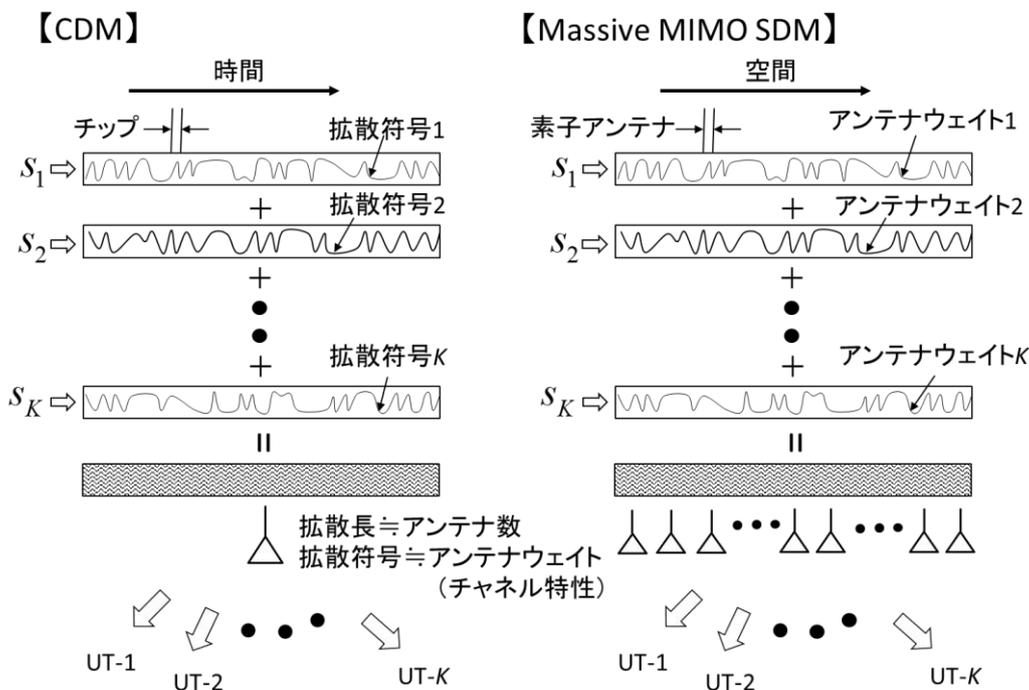


図3 Massive MIMO 伝送における符号分割多重 (CDM) との共通性

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k^{(S)} &= \mathbf{W}_{r,k}^H \mathbf{A}_k \mathbf{W}_{t,k} \mathbf{x}_k \\ &= \text{diag}\left(\sqrt{\lambda_1^{(k)}} \quad \sqrt{\lambda_2^{(k)}} \quad \cdots \quad \sqrt{\lambda_L^{(k)}}\right) \mathbf{x}_k \end{aligned} \quad (3a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k^{(I)} &= \mathbf{W}_{r,k}^H \mathbf{A}_k \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \mathbf{W}_{t,k'} \mathbf{x}_{k'} \\ &= \begin{pmatrix} \sqrt{\lambda_1^{(k)}} & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2^{(k)}} & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_L^{(k)}} & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix}_{(L \times N)} \mathbf{E}_{t,k}^H \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \mathbf{W}_{t,k'} \mathbf{x}_{k'} \end{pmatrix} \quad (3b) \end{aligned}$$

$$\mathbf{y}_k^{(N)} = \mathbf{W}_{r,k}^H \mathbf{n}_k \quad (3c)$$

(3b)式中の $\mathbf{E}_{t,k}$ は、ユーザ k 向け通信路 \mathbf{A}_k を特異値分解したときの固有ベクトル行列の一つで、以下で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_k &= \mathbf{E}_{r,k} \mathbf{D}_k \mathbf{E}_{t,k}^H \quad (\text{次元: } N \times M) \quad (\text{特異値分解}) \\ \mathbf{E}_{t,k} &= (\mathbf{e}_{t,1}^{(k)} \quad \mathbf{e}_{t,2}^{(k)} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_{t,N}^{(k)}) \quad (M \times N) \\ \mathbf{E}_{r,k} &= (\mathbf{e}_{r,1}^{(k)} \quad \mathbf{e}_{r,2}^{(k)} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_{r,N}^{(k)}) \quad (N \times N) \\ \mathbf{D}_k &= \text{diag}\left(\sqrt{\lambda_1^{(k)}} \quad \sqrt{\lambda_2^{(k)}} \quad \cdots \quad \sqrt{\lambda_N^{(k)}}\right) \quad (N \times N) \end{aligned}$$

図 4 はユーザ k が受信する所望信号 (ユーザ k) と干渉信号 (ユーザ $k' (k' \neq k)$) の等価回路表現である。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。

$$P_{k,i}^{(S)} = \begin{cases} (\alpha_i^{(k)})^2 \lambda_i^{(k)} \gamma_0 & (\text{最適電力配分}) \\ \frac{1}{L} \lambda_i^{(k)} \gamma_0 & (\text{等電力配分}) \end{cases} \quad (4a,b)$$

$$P_{k,i}^{(I)} = \frac{(K-1)}{M} \lambda_i^{(k)} \gamma_0 \quad (4c)$$

$$P_{k,i}^{(N)} = 1 \quad (4d)$$

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。

$$\gamma_{k,i} \approx \frac{P_{k,i}^{(S)}}{P_{k,i}^{(N)} + P_{k,i}^{(I)}} = \begin{cases} \frac{(\alpha_i^{(k)})^2 \lambda_i^{(k)} \gamma_0}{1 + \frac{(K-1)}{M} \lambda_i^{(k)} \gamma_0} & \text{(最適電力配分)} \\ \frac{M \lambda_i^{(k)} \gamma_0}{L(M + (K-1) \lambda_i^{(k)} \gamma_0)} & \text{(等電力配分)} \end{cases} \quad (5a,b)$$

等電力配分で、かつ、 $P_{k,i}^{(I)} \gg P_{k,i}^{(N)}$ のときには、

$$\gamma_{k,i} \approx \frac{M}{L(K-1)} \quad (K \geq 2) \quad (5c)$$

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。

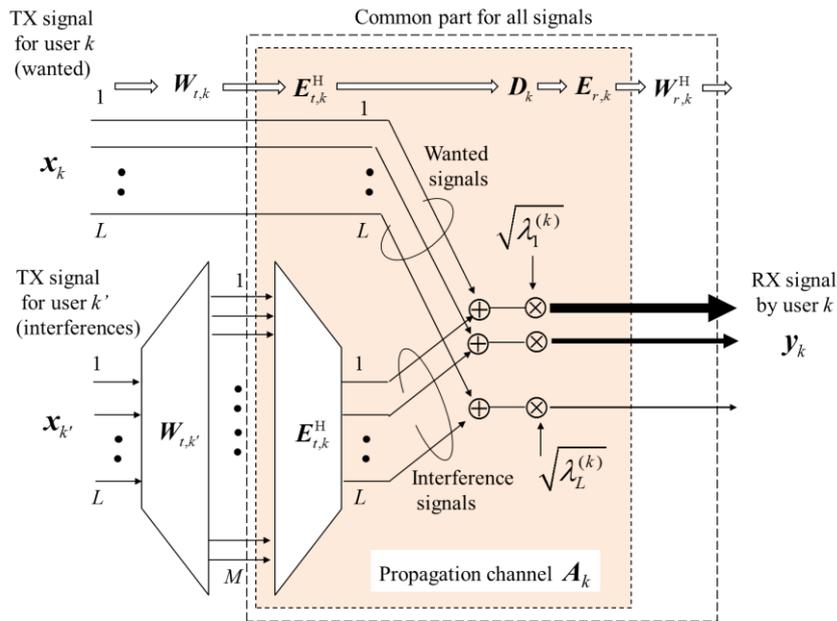


図4 ユーザ k が受信する所望信号（ユーザ k ）と干渉信号（ユーザ $k' (k \neq k)$ ）の等価回路表現

2. 2 伝搬環境と漸近固有値分布

[1]での検討より、レイリーフェージングを含む仲上・ライスフェージング環境においては、Massive MIMO の通信路のウィシャート行列 ($\mathbf{A}\mathbf{A}^H$) の順序つき固有値 λ_i は、かなりよい精度で次式で近似できる。

$$\lambda_i^{(k)} \approx \begin{cases} \frac{\eta}{\eta+1} \lambda_D^{(k)} + \frac{1}{\eta+1} \lambda_{R,i}^{(k)} & (i=1) \\ \frac{1}{\eta+1} \lambda_{R,i}^{(k)} & (2 \leq i \leq N) \end{cases} \quad (6)$$

ここで、

$$\lambda_D^{(k)} = MN$$

$$\lambda_{R,i}^{(k)} = NF_{MP}^{-1}(p_i), \quad p_i = \frac{N-i+1}{N+1}$$

また、 η は、直接波成分の電力と散乱波成分の平均電力の比を与えるライスファクタ（通常、文字 K で表されるが、本稿では K をユーザ数に用いているので、文字を変えている）である。さらに、 F_{MP} は、マルチェンコ・パスツール則に基づく確率分布の累積分布関数であり、 F_{MP}^{-1} はその逆関数である。

F_{MP}^{-1} の求め方については[1]で述べているが、実際に使う式になるので、もう一度整理して示す。 F_{MP} は、 $\hat{\lambda} \equiv \lambda/N$, $\beta \equiv M/N (\geq 1)$ とすると、 N が十分大きいとき次式で与えられる。

$$F_{MP}(\hat{\lambda}; \beta) (\equiv p) = \frac{1}{2\pi} \left\{ \sqrt{-\hat{\lambda}^2 + 2(1+\beta)\hat{\lambda} - (1-\beta)^2} - (1+\beta) \sin^{-1} \left(\frac{1+\beta-\hat{\lambda}}{2\sqrt{\beta}} \right) - |1-\beta| \sin^{-1} \left(\frac{(1+\beta)\hat{\lambda} - (1-\beta)^2}{2\sqrt{\beta}\hat{\lambda}} \right) + \pi \right\} \quad (7)$$

$$(1-\sqrt{\beta})^2 (\equiv \hat{\lambda}_{\min}) \leq \hat{\lambda} \leq (1+\sqrt{\beta})^2 (\equiv \hat{\lambda}_{\max})$$

逆関数 F_{MP}^{-1} は $F_{MP}^{-1}(p; \beta) = \hat{\lambda}$ の形になる。しかし、(7)式の逆関数を閉形式で求めるのはできそうもない。そこで、以下の手順をとる。

- 1) アンテナ数 M, N から β を定め、数値計算ソフト (Excel, KaleidaGraph など) により、 F_{MP} (すなわち累積確率 p) を $\hat{\lambda}_{\min} \leq \hat{\lambda} \leq \hat{\lambda}_{\max}$ の範囲で計算する
- 2) 計算結果の系列 (行と列) を入れ替えて、 $\hat{\lambda}$ の p に対する回帰式を求める (数値計算ソフトの回帰式作成機能を利用する)

このようにして得られる回帰曲線は、6次の多項式で十分な精度になる。すなわち、

$$\hat{\lambda} = F_{MP}^{-1}(p; \beta) \approx \sum_{q=0}^6 b_q p^q \quad (8)$$

レポート[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 5 章では、 $M=1000, N=10$ 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。

3. 通信路容量とその簡易計算法

ユーザ k に対する通信路容量 C_k [bit/sec/Hz/user] は通信路の SN 比 $\gamma_{k,i}$ 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 γ_0 と(6)式で求められる固有値 λ_i の関数になる。Massive MIMO の場合、その固有値 λ_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 の基本式は以下である。

$$C_k = \sum_{i=1}^L \log_2 (1 + \gamma_{k,i}(\lambda_i^{(k)})) \\ \approx \sum_{i=1}^L \log_2 \left\{ 1 + \gamma_{k,i}(\langle \lambda_i^{(k)} \rangle) \right\} \quad [\text{bit/sec/Hz/user}] \quad (9)$$

ここで、等価 SN 比 $\gamma_{k,i}$ は(5)式で与えているので、ユーザ k に対する通信路容量は等電力配分の場合 $C_k^{(\text{EP})}$ と注水定理を用いた最適配分の場合 $C_k^{(\text{WF})}$ について、それぞれ、次式で表される。

$$C_k^{(\text{EP})} = \sum_{i=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{M \lambda_i^{(k)} \gamma_0}{L(M + (K-1) \lambda_i^{(k)} \gamma_0)} \right) \quad (\text{bit/sec/Hz/user}) \quad (10a)$$

$$C_k^{(\text{WF})} = \sum_{i=1}^{L_0} \log_2 \left(1 + \frac{M (\alpha_i^{(k)})^2 \lambda_i^{(k)} \gamma_0}{M + (K-1) \lambda_i^{(k)} \gamma_0} \right) \quad \left(L_0 \leq L, \sum_{i=1}^{L_0} (\alpha_i^{(k)})^2 = 1 \right) \quad (10b)$$

電力配分係数 $\alpha_i^{(k)}$ の具体的な定め方については、注水定理の解説 (例えば、[16]の 9. 3 節) を見て欲しい。固有値 $\lambda_i^{(k)}$ は $\langle \lambda_i^{(k)} \rangle$ の意味で(6)式で与えているので、(10)式により、通信路容量が簡易に求めることができる。

なお、本レポートでの干渉波成分の電力算定には、ユーザ k が仰上・ライスフェージング (LOS 環境) の場合でもレイリーフェージング (NLOS 環境) に用いた式(4c)をそのまま用いている。この妥当性については、7. 2 節で考察する。

干渉信号電力が熱雑音電力より十分大きい場合には、(5c)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。

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

全ユーザ合計の通信路容量 C_{total} は

$$C_{total} = KC = KL \log_2 \left(1 + \frac{M}{L(K-1)} \right) \quad [\text{bit/sec/Hz}] \quad (11b)$$

となる。ユーザが十分多い環境で最大値 $C_{total, \max}$ に飽和し、以下である。

$$C_{total, \max} = \lim_{K \rightarrow \infty} C_{total} \approx M / \ln(2) (\approx 1.44M) \quad (11c)$$

4. 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、[1]で行っている。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成分に対しては、[1]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 ($P_{k,i}^{(I)}$) を、等電力配分の場合について、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 ((7)式) → 電力計算 ((4)式)
- ② シミュレーション値：ユーザ k' 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 ((3)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。設定条件 $M \gg NK$ を満たしていないが電力算定の評価には問題はない。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5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。図より、所望信号電力 $P^{(S)}$ 算定 (正確には $P_k^{(S)}$ であるがこの簡略表記で) 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 $P^{(I)}$ 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 比が、式(5c)より、 $M/(K-1)L$ であるが、 $L=M=100$, $K=2$ では値が 1 になり、この場合は両成分の電力は偶然同じになっている)。

方、干渉信号電力 $P^{(I)}$ の②の結果には、大きなばらつきが出ている。干渉信号成分にばらつきが大きいのは、送信ウェイト $\mathbf{W}_{l,k}$ と通信路の特性 $\mathbf{E}_{l,k}$ 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、平均レベルで見ると、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5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で、それで読み取って欲しい)。

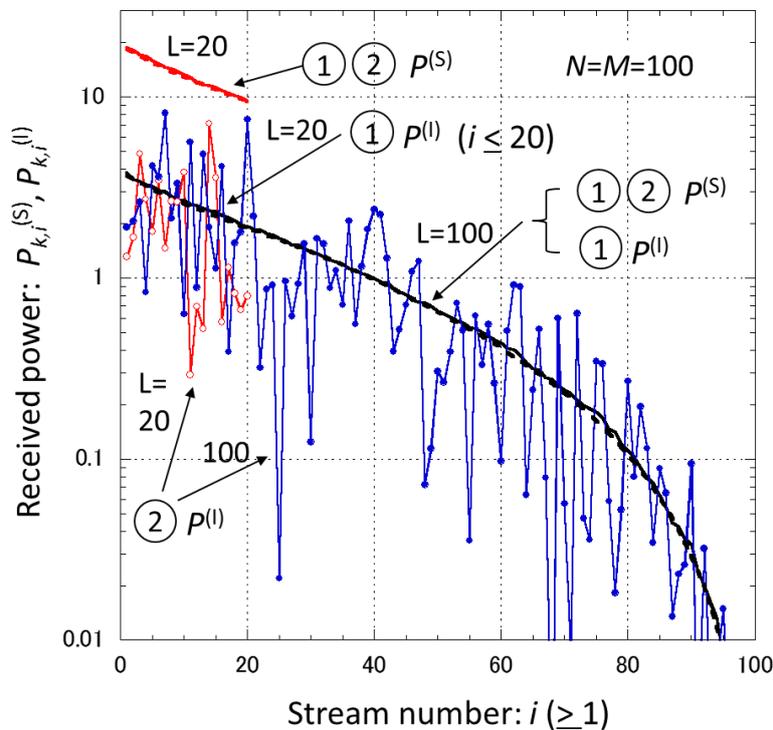


図5 所望信号電力と干渉信号電力の理論値のシミュレーションによる確認 ($N=M=100$, $K=2, L=20$ と 100) 【所望信号電力 $P^{(S)}$ は① (理論: 点線) と② (シミュレーション: 実線) は重なっている。 $L=100$ のときの干渉信号電力 $P^{(I)}$ の①は $P^{(S)}$ の①に同じ。 $L=20$ のときの $P^{(I)}$ の①は $L=100$ のときの $L=20$ までと同じ】

(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 (簡易計算式(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 (3)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 5 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 6 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の比較で見て欲しい。 $M=100, 1000$ 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 5 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、

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

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

であるので、通信路容量の平均値は次式となる

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

この式によって求められる通信路容量を③として、図 6 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も理論的に辻褄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、それが分母に入って 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も望ましくなく、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。

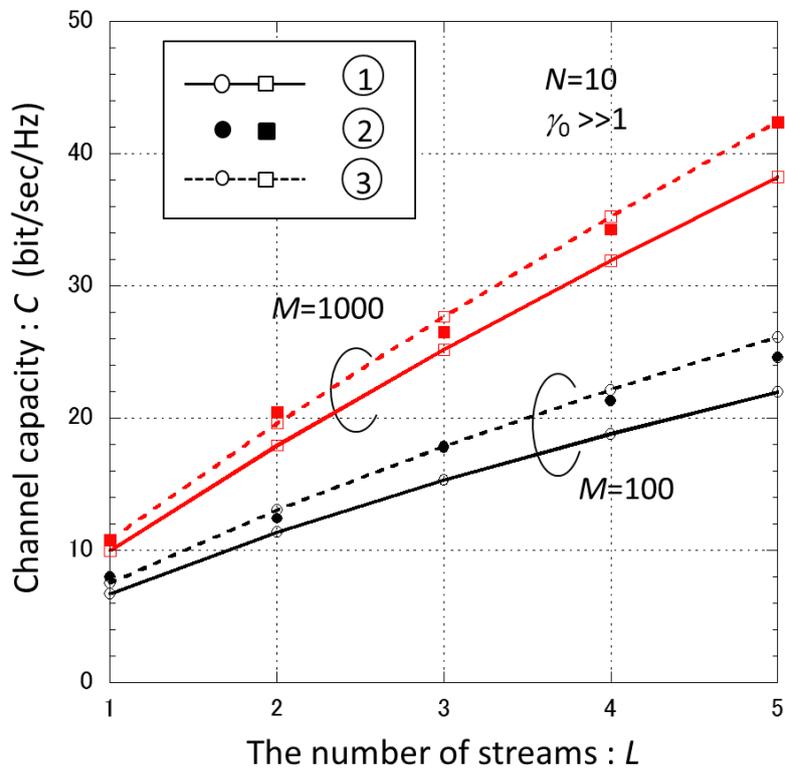


図6 平均通信路容量の理論計算値①：実線とそれを補正した③：点線とシミュレーション値② ($M=100$ と 1000 , $N=10$, $K=2$)

5. 解析結果

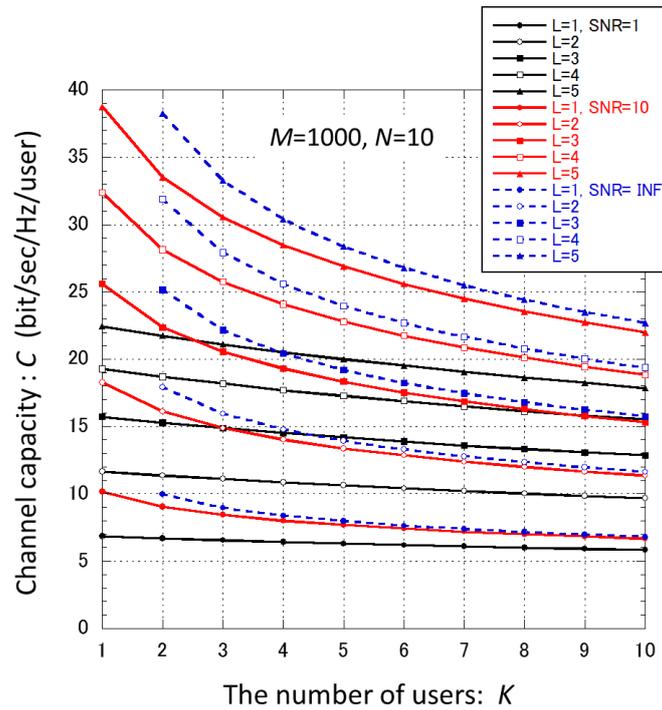
5.1 レイリーフェージング環境 (NLOS 環境)

レイリーフェージング環境 (NLOS 環境) におけるマルチユーザ Massive MIMO の情報伝送能力を通信路容量により評価する。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と全ユーザ合計の通信路容量を示す。

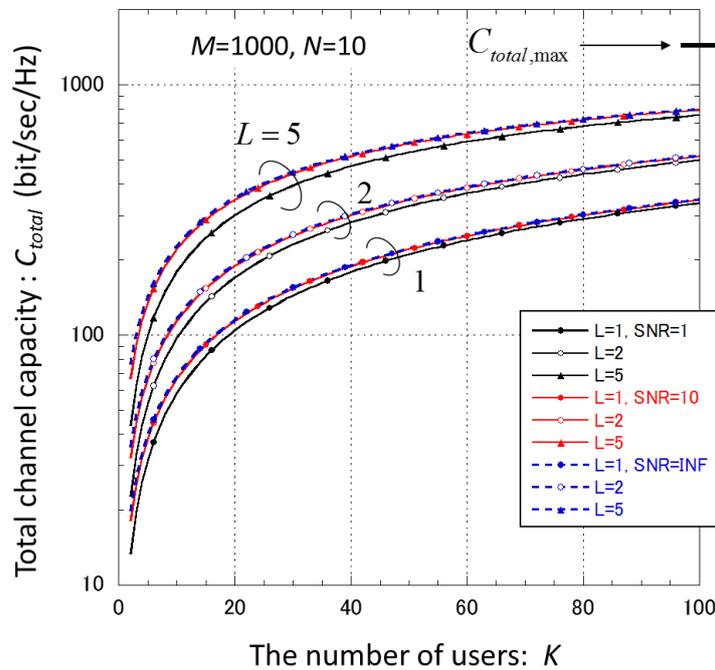
図7はこの結果をまとめたものである。図では、ユーザ数 K を横軸に、使用ストリーム数 L をパラメータに、SN 比 γ_0 が 1 (0dB)、10 (10dB)、および無限大 (∞) の3つの場合について示している。同図(a)は各ユーザ当たりの通信路容量を示している。 $K\geq 2$ では、通信路容量は $P_S/(P_I+P_N)$ で決まるが、 $K=1$ では、 P_S/P_N で決まるため、SN 比無限大では、容量も無限大になるのでプロットを省いている。図より、 $K\geq 2$ においては、 $\gamma_0=10$ 程度で、無限大のときの限界値にかなり近づいていることが分かる。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。いずれの場合においても、ユーザ数 K の増加とともにユーザ当たりの通信路容量は減少してゆく傾向を持つ。

同図(b)は全ユーザ合計の通信路容量である。(11c)式からも明らかなように、 K の増加と共に単調に増加し、 K の十分大きいところ (K が M に近づく付近) で飽和値 $C_{total,max}$ に達する。本ケースの設定では $C_{total,max}$ は 1,443 になる。図の範囲では、まだ飽和値には達していないので、単調増加のカーブになっている。また、 $K>10$ では、SN 比 $\gamma_0=10$ (=10dB) と SN 比無限大の差はほとんど見えなくなっている。全体の容量が大きくなるからといってユーザ数を際限なく増やせばよいと言う話にはならず、同図(a)に見られるようにユーザ当たりの通信路容量は K の増加と共に減少し、それに応じて伝送特性も劣化するので、適当な数 (基本は $M\gg KN$ 条件) で抑える必要がある。

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(7)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)。



(a) ユーザ当たりの通信路容量



(b) 全ユーザ合計の通信路容量 ($K \geq 2$)

図7 マルチユーザ Massive MIMO の通信路容量

5. 2 仲上・ライスフェージング環境 (LOS 環境)

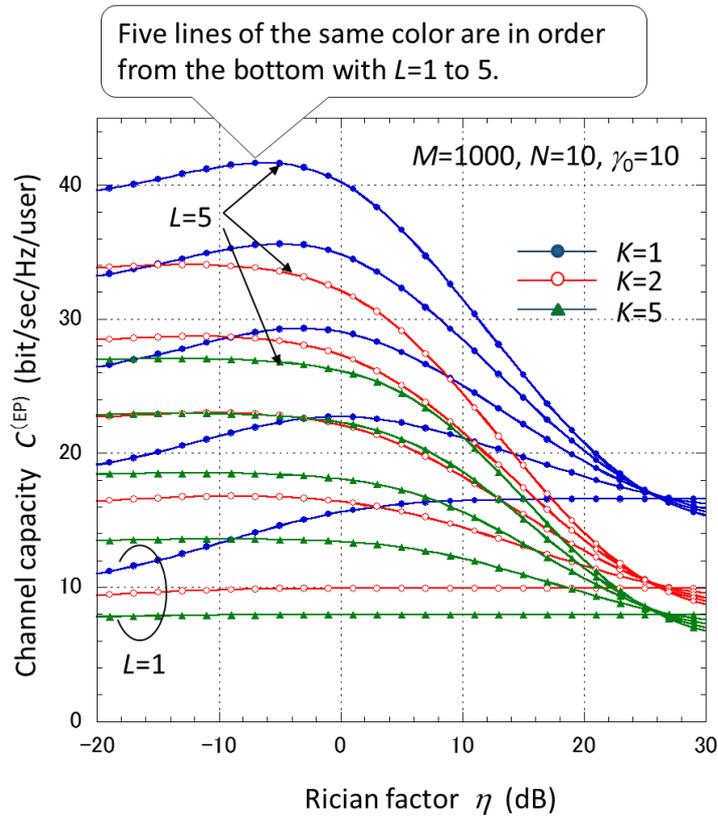
$M=1000$ 、 $N=10$ 、 $K=1, 2, 5$ 、 $L=1\sim 5$ の場合について、各ユーザ当たりの通信路容量をライスファクタ η に対して示す。

図 8 は L 個のストリームに対して送信電力を等配分した場合の 1 ユーザ当たりの通信路容量 $C_k^{(EP)}$ をまとめたものである。図では、ライスファクタ η を横軸に、使用ストリーム数 L とユーザ数 K をパラメータに、SN 比 γ_0 が 10 (10dB) (同図(a)) と 1 (0dB) (同図(b)) の二つの場合について示している。図より、等電力配分については、以下の特徴が読み取れる。

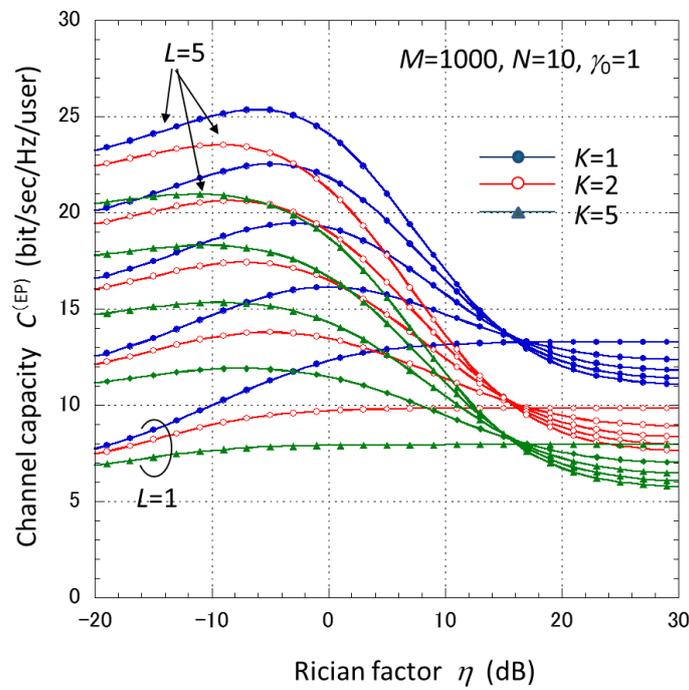
レイリーフェージングに近似できる $\eta < 0$ [dB] では、MIMO の特徴である空間多重化利得 (マルチストリーム伝送によって生み出される効果) により、ストリーム数 (L) の増加と共に容量が増えている。見通し内の代表的な環境と思量される $\eta \simeq 10$ [dB] 付近でも、その効果は薄れるものの、マルチストリーム伝送のメリットは残っている。一方、直接波が十分支配的になる $\eta > 20$ dB では、SN 比依存性はあるもののマルチストリーム伝送の効果は失われている。すなわち、この環境では、最大比合成伝送 (ビームフォーミング伝送) を実現する $L=1$ でよいことになる。なお、 η が大きいところに見られる通信路容量の L に対する逆転現象は、等電力配分によるものであり、後の最適電力配分のところで説明する。この図で見える限り、 L の大きいところ (図の例では $L=5$) では、マルチパスリッチなレイリーフェージング環境 ($\eta < 0$ [dB]) の方が、直接波が強い仲上・ライスフェージング環境 ($\eta > 10$ [dB]) より、通信路容量が大きいと言える。ただしこの結論は、直接波成分と散乱波成分の電力の和を一定とする仮定 ((6)式) から生まれたものであり、この前提が違えばまた別の結論になる。

ライスファクタ η が 20dB 程度以上 (このしきい値は SN 比 γ_0 に依存) では、マルチストリームの効果が逆転している。これは、低い利得のストリームにも電力を割り振るためであり、その場合には、むしろストリーム数を減らして、限られた数 (ライスファクタが十分大きいところでは第一固有値のみ) のストリームに電力を集中した方が高い通信路容量を得られることを意味している。

等電力配分での通信路容量の逆転現象を定量的に調べるため、図 8 と同じパラメータ設定での最適電力配分 (注水定理に基づく) による通信路容量 $C_k^{(WF)}$ を図 9 示している。図より、ストリーム数に対する通信路容量の大小関係に逆転現象がなくなっていることが分かる。最適配分を行う場合には、配分係数の計算に一手間増えるので、等電力配分で問題がない環境においては等電力配分を行えばよいであろう。ここでの検討では、ストリームの使用率 ($=L/N$) が 0.5 以下であるが、その範囲において、ライスファクタが 0dB 以下のレイリーフェージングに近い環境では、等電力配分で問題ない。一方、直接波が強い仲上・ライスフェージング環境 (ライスファクタで 10dB 以上) で、SN 比が低いときには特に、電力配分最適化の効果が現われている。等電力配分での計算結果において、 $L=1$ と 2 の通信路容量を比較してその差が小さく出たら、実用的には、 $L=1$ (最大比合成伝送、ビームフォーミング伝送) に固定した方がよいということである。

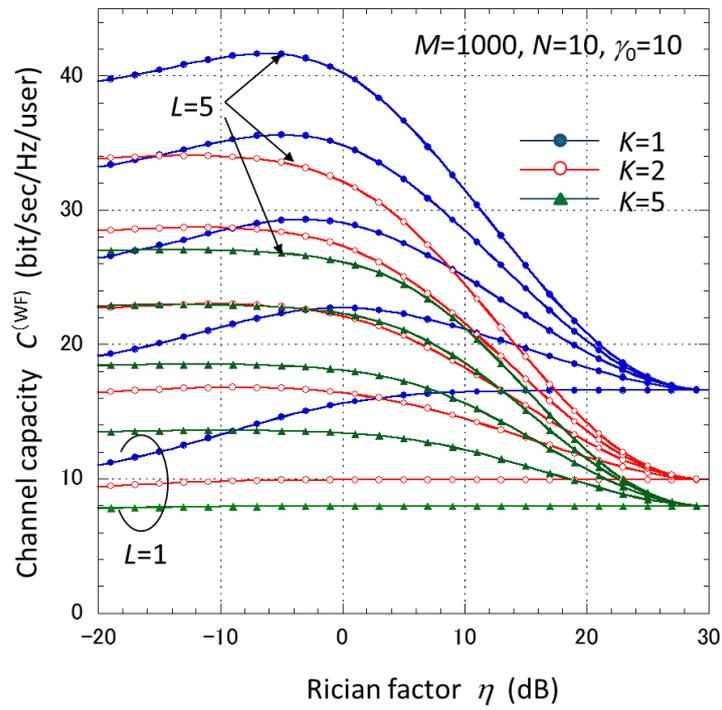


(a) SNR $\gamma_0=10$ (10dB)

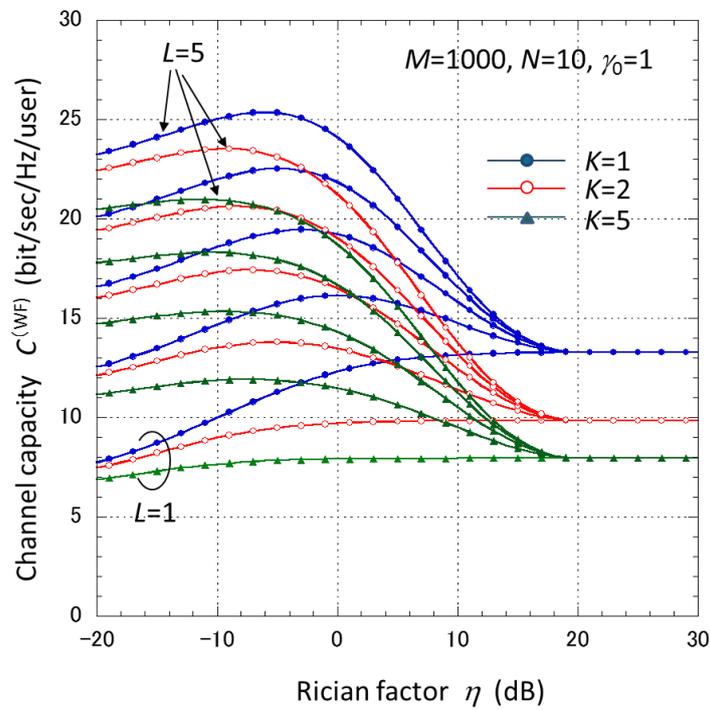


(b) SNR $\gamma_0=1$ (0dB)

図8 等電力配分での通信路容量 ($M=1000, N=10$)



(a) SNR $\gamma_0=10$ (10dB)



(b) SNR $\gamma_0=1$ (0dB)

図9 注水定理に基づく最適電力配分での通信路容量 ($M=1000, N=10$)

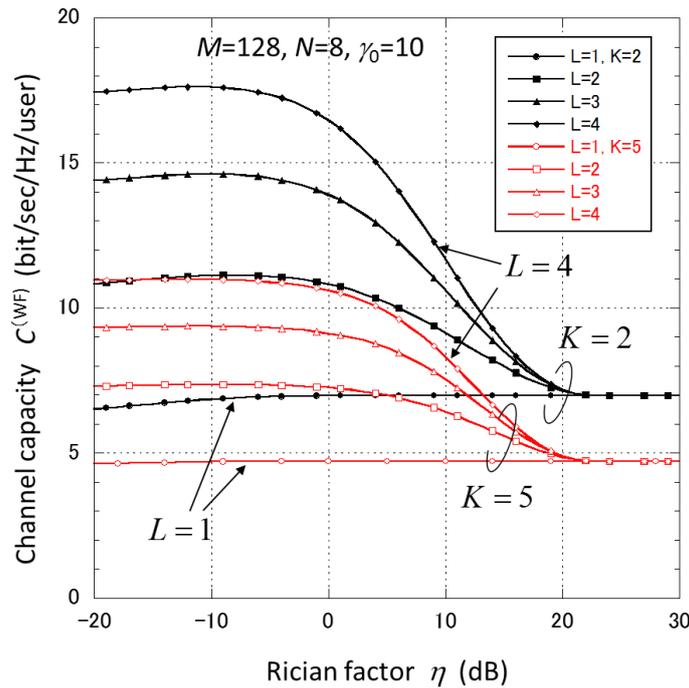


図 10 注水定理に基づく最適電力配分での通信路容量 ($M=128, N=8, \gamma_0=10$)

図 10 は、大規模過ぎない当面の現実的な設定値として、 $M=128, N=8, \gamma_0=10$ とした場合の通信路容量 $C^{(WF)}$ を、 $K=2$ と 5 について示している。図より、同じ SN 比の図 9 (a) と比べて、ライスファクタに対する収束がやや早い傾向はあるが、基本的な特徴はより大規模な場合の結果とほとんど代らないことがわかる。

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（特に等電力配分の場合に）ので試して欲しい。

6. 有相関環境における通信路容量

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、Pont-to-Point の SMST 伝送における空間相関の影響を調べた。その結果、レイリーフェージングと仲上・ライスフェージングの両環境において「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 の一定比率以下であれば、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 (i.i.d.) で求めた通信路容量 C_{iid} (これまでの C) は、有相関を含めた全環境における通信路容量 C_{corr} の下限値を与える。」ことを明らかにした。これは通信路行列 (ウィシャート行列 $\mathbf{A}\mathbf{A}^H$) の固有値の分布が相関が強いほどばらつきの幅が大きくなり、すなわち、平均値一定の下、最大固有値はより大きく、最小固有値はより小さくなる性質 ([1]の図 1 2 に示している) があり、値が大きい固有値を選択して利用する SMST 方式では、これが有利に働くためである。

アンテナ素子間の相関、すなわち、空間相関は、図 1 1 に示す環境において、隣接 2 素子

アンテナで作るアンテナビーム幅 θ_a が、散乱エリアの広がり角 θ_p より大きくなる場合に現われる。スペースダイバーシチの動作では、空間相関はダイバーシチ効果を低減させるネガティブ要因とみなされるが、Massive MIMO の場合は、上述のように、伝送方式によってはポジティブ要因になる。図 1 2 はエリアの角度幅とアンテナ間隔に対して相関係数 ρ を示している[1]。例えば、 $\theta_p=10^\circ$ の場合、半波長間隔では相関係数 ρ が 0.95 であるのに対し、間隔 2 波長にすれば 0.5 になる。

文献[1]でのクロネッカーモデルを用いた計算機シミュレーション評価の結果 ([1]の図 8) から、有相関時の通信路容量 C_{corr} が無相関時の通信路容量 C_{iid} に対して、 $C_{corr} > C_{iid}$ となる最大ストリーム使用率 (L/N) と相関係数 ρ の関係を求めることができる。図 1 3 は、この相関係数と使用ストリーム使用率 (百分率) の関係を SN 比 $\gamma_0=1$ と 10 に対して示している。図より、 $\rho < 0.95$ の環境では、上位 3 割程度のストリーム、すなわち、 $N=10$ であれば、 $L=3$ までは、有相関時においても、無相関を対象とする簡易計算法をそのまま適用してよい (その場合は安全サイドの評価になる)。

文献[1]の評価は、シングルユーザ伝送のものであったが、本稿が対象としている SMST マルチユーザ伝送時の所望波信号に対しても同じ扱いであるので、この特徴は、マルチユーザ伝送においても所望信号成分に対してはそのまま適用できる。一方、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ので、干渉波電力は相関の影響が現われない。故に、図 13 に示す相関値の範囲内で、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の適用としてよい。

空間相関が有っても特性が劣化しないことを述べたが、そうであれば、アンテナ素子間隔を狭くしてアレー寸法を小型にすることができる。例えば、5GHz において、 $M=32 \times 32=1,024$ 素子の正方アレーを考えた場合、 $\theta_p=10^\circ$ で相関係数を無相関に近い 0.3 にしなければいけないときには、素子間隔で 3 波長 (=18cm)、アレーサイズで 5.8m \times 5.8m を必要とする。これに対して、相関係数が 0.95 でも良い場合には、素子間隔は 0.6 波長 (=3.6cm) にでき、アレーサイズで 1.2m \times 1.2m で実現できることになる。このコンパクト化は非常に大きなメリットになる。

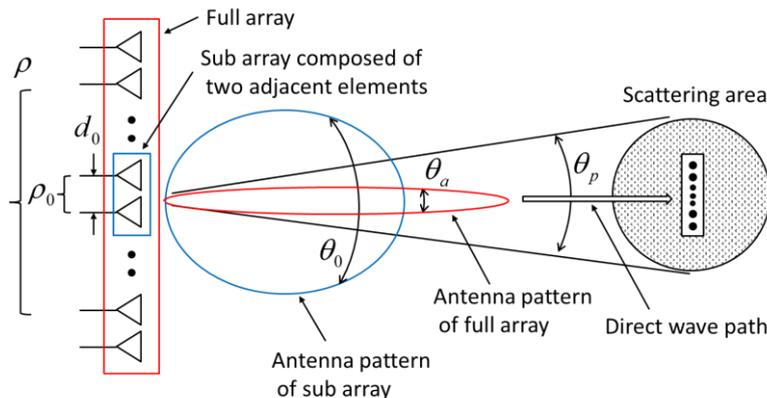


図 1 1 空間相関が発生する伝搬環境

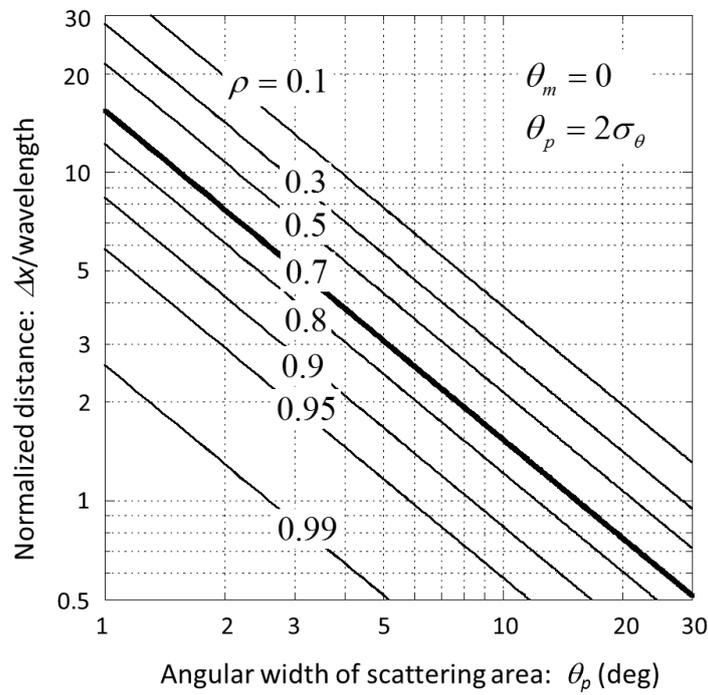


図 1.2 エリアの角度幅とアンテナ間隔に対する相関係数 [1]

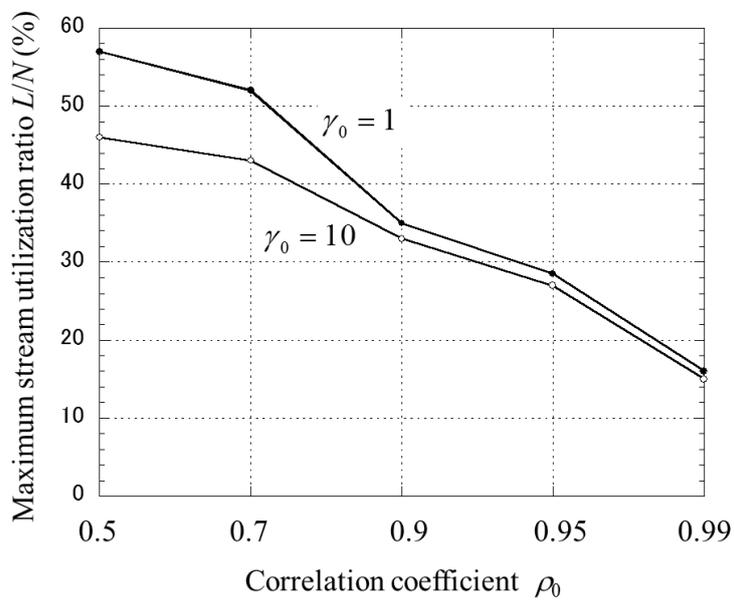


図 1.3 通信路容量比 $C_{corr} > C_{iid}$ を満たす最大ストリーム使用率と空間相関の関係

7. 考察

7. 1 仲上・ライスフェージング環境でのパラメータ設定

MIMO の伝送能力について、見通し内環境と見通し外環境でどちらがよいかという議論がある。見通し内環境では電波が強く安定していて、通信特性が良好であるという一方、固有値が第一固有値に偏り、MIMO の特徴であるマルチストリーム伝送が難しくなるという点で、両者に利点・欠点がある。すっきりした答えを出すのが難しいのは、電力問題が絡んでいるからである。すなわち、見通し内環境と見通し外環境で受信信号強度がどう与えられるかということである。一般的には、見通し内環境では直接波のエネルギーがそのまま来ているわけだから、電波の遮へいや吸収を受ける見通し外環境よりは信号強度は強いであろう。そこで、この種の検討を行う場合には、直接波成分の電力と散乱波成分の平均電力に関して、次の三つの設定が考えられる。

- 1) 直接波成分の電力 P_D を一定とし、散乱波強度をライスファクタ η に従って与える方法
- 2) 散乱波成分の平均電力 P_R を一定として、直接波強度をライスファクタに従って与える方法
- 3) 直接波成分の電力と散乱波成分の平均電力の和 P_D+P_R を一定とし、それぞれの成分の電力比率をライスファクタによって定める方法

1) は、物理的な意味においてよさそうに見えるが、ライスファクタを小さくしてレイリーフェージング環境に近づければ近づけるほど散乱波のエネルギー（すなわち全体のエネルギー）が大きくなり、レイリーフェージングの方が伝送能力が高いという結論が出てくるであろう。そうかと言って、2) では、ライスファクタの増加と共に直接波のエネルギーが増え続け、これも、現実的な仮定にならない。そこで、1)、2) の仮定の不合理を抑える意味で3) の仮定がよく用いられる。本レポートでも、3) の仮定を採用している。注意しておきたいことは、3) の仮定が常に妥当と言うわけではなく、故に、図 8、9 の結果も、3) の仮定をすれば、そのような結果になるということである。要は、見通し内環境を仲上・ライスフェージングで表す場合には、ライスファクタと共に、パスの SN 比 γ_0 の与え方が大事ということである。計算式(10)はこの議論に関係なく共通である。

7. 2 直接波信号成分同士の相関

本レポートでの干渉波成分の電力算定には、レイリーフェージングの場合に用いた式(4c)をそのまま用いている。これは、式(3b)中の $\mathbf{E}_{i,k}^H \mathbf{W}_{i,k'}$ がユーザ k と k' 間で通信路特性が独立であることによってランダム行列（行列要素が i.i.d.）になることを仮定している。これが成立しない唯一のケースは、ユーザ k と k' の方向が近く、直接波ビーム内に複数のユーザ局が共に存在する環境である。これは、空間分割多重の本質的な弱点であるが、Massive MIMO の場合は、基地局側のアンテナ素子数が多いことによって、直接波に対する主ビームの幅が非常に狭くなり、このようなケースが発生する確率はかなり低くなっている。このため、ここでは、ユーザ間では通信路特性が独立と言う前提を取る。実際に、主ビーム内（＝第 1 固有

値の固有ベクトルで形成されるアンテナパターンのビーム内) に他ユーザ端末が存在する場合には、別の手段による干渉除去対策が必要である。

7. 3 実用への課題

第5世代移動通信(5G)では、大容量化やより高い周波数利用のニーズから基地局側に大規模なアレーを具備するMassive MIMOの利用が指向されている。ただし、大規模ゆえに構成や制御が複雑になり、ビーム制御においては、アナログ方式とデジタル方式を組み合わせた簡易なシステム(といっても実用的にはまだ結構大変に思えるが)から導入は進んでゆくことになるであろう。本レポートで検討した方式は、以下の点に実現のための課題がある。

1) 基地局側(送信局側)において、全てのユーザ通信路の情報(CSI)を利用して、それぞれのユーザに対してマルチストリームでの固有モード伝送を行うものであるため、基地局側でCSIを得る手段をどうするか(TDDの場合は、容易に可能であるが)。

2) 送受信の双方でペアとなるウェイトを計算するため、直交関係の微妙な状況(=複数固有値の値が近い状況)において対応するモードに不整合(=見間違い)が生じる可能性がある[17]。これを避けるためには、例えば、基地局側(送信側)では、ウェイトを計算によって定めて信号はそれで送信し、このとき同時に、各モードのパイロット信号を送り、ユーザ側(受信側)はMMSE規範に基づくアダプティブアレー受信を行ってモード信号を分離識別するような手もある。

提案方式では、その大規模アレーの力を発揮するためには、送信側にもCSIが必要なことは必須であり、かつ、その精度も高いものが求められ、また、そのウェイト制御もフルデジタルであることにおいて、その実利用には、まだ高い壁があると言えよう。それゆえ、やや理想的なこのようなシステムは5Gの後半、あるいは、beyond 5Gかもしれない。

8. まとめ

見通し外(NLOS)および見通し内(LOS)のフェージング環境を対象に、マルチユーザ Massive MIMOシステムの通信路容量を簡易に求める手法を述べ、それに基づく解析結果を示した。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。このモデル化に際しては、大規模ウィシャート行列の漸近固有値分布を組み入れていることが特徴である。このモデルにより得られた結果の一例を図7(NLOS)や図8~10(LOS)に示しているが、以下のようにまとめられる。

NLOS (レイリーフェージング) :

- 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。
- 3) 全ユーザ合計の通信路容量はユーザ数の増加と共に単調に増加し、 K が十分大きいところで飽和に達する。

LOS (仲上・ライスフェージング) :

- 4) レイリーフェージングに近似できる $\eta < 0$ [dB] では、MIMO の特徴である空間多重化利得 (マルチストリーム伝送によって生み出される効果) により、ストリーム数 (L) の増加と共に容量が増えている。
- 5) L の大きいところでは、マルチパスリッチなレイリーフェージング環境 ($\eta < 0$ [dB]) の方が、直接波が強い仲上・ライスフェージング環境 ($\eta > 10$ [dB]) より、通信路容量が大きい。
- 6) 見通し内の代表的な環境と思量される $\eta \approx 10$ [dB] 付近でも、その効果は薄れるものの、マルチストリーム伝送のメリットは残っている。
- 7) 直接波が十分支配的になる $\eta > 20$ dB では、SN 比依存性はあるもののマルチストリーム伝送の効果は失われている。すなわち、この環境では、最大比合成伝送 (ビームフォーミング伝送) を実現する $L=1$ でよい。

前レポート[1]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、 $L/N \leq 0.3$ 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、6章で行った考察により、マルチユーザ応用に対して、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フェージング環境に適用できるものになっている。

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.ucc.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[III], 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)

本内容は、以下の論文に採録予定 (accepted with minor revision)。

Y. Karasawa, “Channel capacity of massive MIMO with selected multi-stream transmission in spatially correlated

fading environments, *IEEE Trans. Vehicul. Technol.*

- [2] 唐沢好男, “マルチユーザ Massive MIMO の情報伝送能力について,” 技術レポート YK-033 (私報), 2019.11. http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/MU_Massive_MIMO_TR-YK-033.pdf (同内容は、信学会 A.P2019-142, 2019.12 で発表)
- [3] 唐沢好男, “マルチユーザ Massive MIMO の情報伝送能力について [II],” 技術レポート YK-035 (私報), 2019.11. http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/MU_Massive_MIMO_III_TR-YK-035.pdf (同内容は、信学会 RCS 研、2020.01 で発表予定)
- [4] 唐沢好男, “マルチユーザ Massive MIMO の情報伝送能力について [III],” 信学会 RCS 研、2020.03 (発表予定)
- [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] E. Björnson, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, “Massive MIMO: ten myths and one critical question,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 2, pp. 114-123, 2016.
- [14] M. Wang, F. Gao, S. Jin, and H. Lin, “An Overview of enhanced massive MIMO with array signal processing techniques,” *IEEE Jour. Selected Topics in Sig. Proc.*, vol. 13, no. 5, pp. 886 – 901, 2019.
- [15] S. Verdue and S. Shamai, “Spectral efficiency of CDMA with random spreading,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45 no. 2, pp. 622-640, 1999.
- [16] 唐沢好男, 改訂 デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2016.
- [17] 竹本亮一, 谷口哲樹, 唐沢好男, “MIMO最大比合成伝送における制御不安定問題とその対策,” 信学論 B, vol.J87-B, no.9, pp.1477-1485, 2004.09.