

マルチユーザ Massive MIMO の情報伝送能力について[II]

～当該ユーザ局が見通し内環境の場合～

唐沢 好男

本レポートは前レポート YK-033[1]の続編である。その YK-033 は、さらに、YK-016-rev[2]の続編である。前々レポート YK-016rev 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通信路容量との関係を調べた。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。前レポート YK-033 では、前々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た。ここではその基礎的な性質を調べる第一歩として、見通し外環境、すなわち、レイリーフェージングの場合についての伝送能力を明らかにした。

本レポートでは、当該ユーザ局が見通し内環境、すなわち、仲上・ライスフェージングの場合についての伝送能力を明らかにする。伝送方式等、基本的な部分については前レポートと共通しているため、その共通部分の記述については必要最小限にとどめている。

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 [3].)

内容

1. 検討対象とする通信システムと伝搬環境
 1. 1 通信システム
 1. 2 伝搬環境と漸近固有値分布
 1. 3 通信路容量
2. 解析結果
3. 考察
 3. 1 仲上・ライスフェージング環境のパラメータ設定
 3. 2 直接波信号成分同士の相関
 3. 3 散乱波信号成分に空間相関が有る場合
 3. 4 検討した伝送方式の実現性
4. まとめ

参考文献

1. 検討対象とする通信システムと伝搬環境

1. 1 通信システム

【本節では、検討する通信システムを述べるが、基本的には前稿[1]の2. 1節に同じである。ただし、記述はレポート内で自己完結的にしたいため、必要な数式は余さずに示すが、不明な点は[1]または[2]を見て欲しい】

基地局を送信局、ユーザ局を受信局として、図1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 (選択型マルチストリーム伝送 : Selected Multi-Stream Transmission : 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、

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

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

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

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

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

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

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

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

$\mathbf{e}_{t,i}^{(k')}$: 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

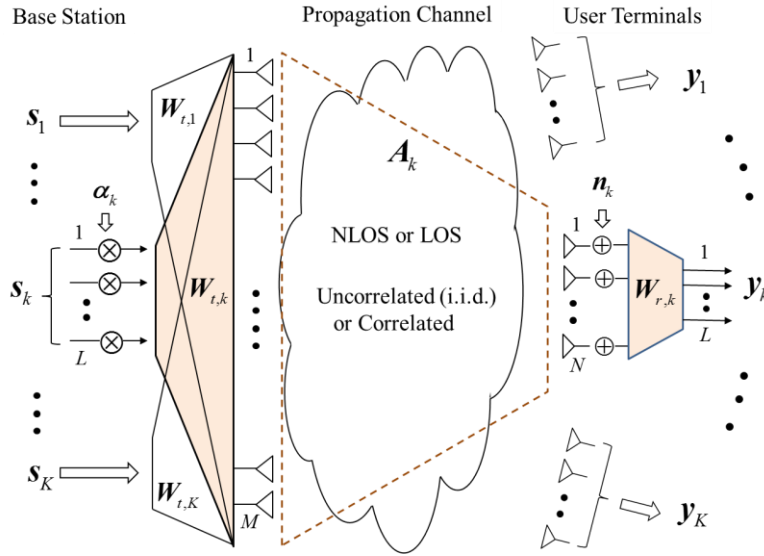


図1 本レポートで検討するマルチユーザ対象 SMST 伝送

$\mathbf{e}_{r,i}^{(k)}$: 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。

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

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

各ストリームに対する電力配分比率ベクトル $\boldsymbol{\alpha}$ 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。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]、前レポートでは、等電力配分、すなわち $(\alpha_i^{(k)})^2 = 1/L$ で、評価を行った。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場合）は、二つの方法に差が生じると予想され、本レポートでは両方の方法を比較検討する。

本レポートでは、[1]と同様に、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) [4] と等価な CN 比が期待できる (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

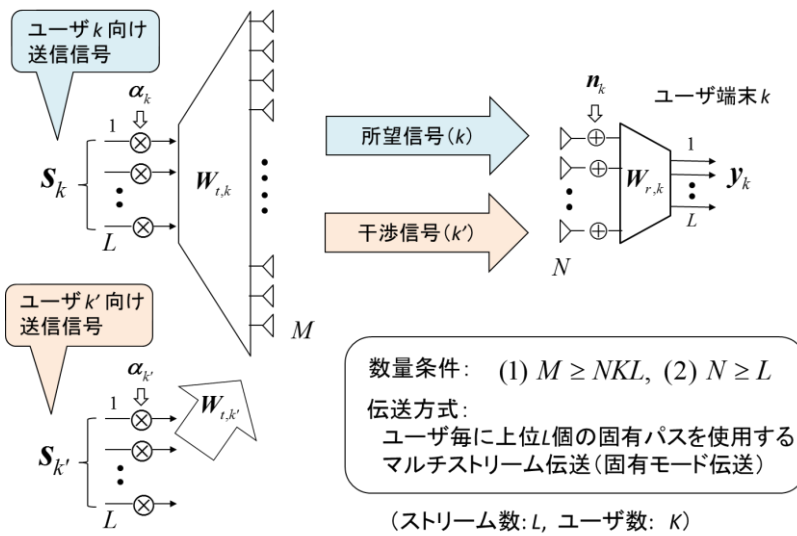


図2 ユーザ k が受信する所望信号 (ユーザ k) と干渉信号 (ユーザ $k' (k \neq k')$) の関係

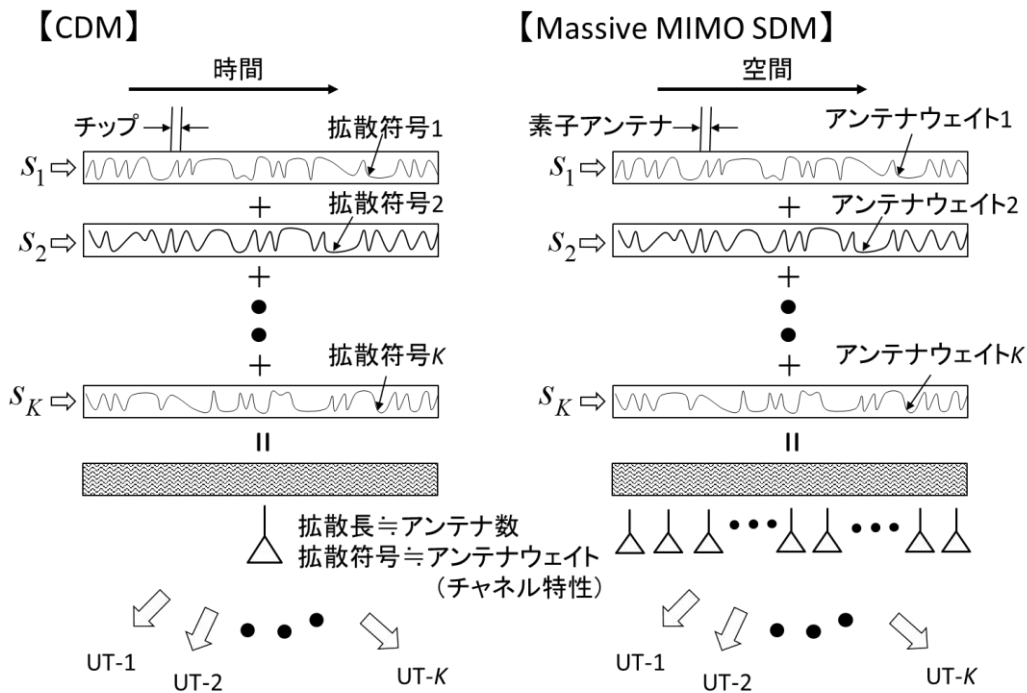


図3 Massive MIMO 伝送における符号分割多重 (CDM) との共通性

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[1]。

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

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

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

(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。

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

$$\mathbf{E}_{t,k} = \left(\mathbf{e}_{t,1}^{(k)} \quad \mathbf{e}_{t,2}^{(k)} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_{t,N}^{(k)} \right) \quad (M \times N)$$

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。

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

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

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

見通し外環境における(4b)の仮定は、計算機シミュレーションによって、その妥当性が確認されている ([1]の図4)。見通し内環境においては検討が必要であるが、ここではこのまま進めてゆき、3. 3節で仮定の妥当性の考察を行う。

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。

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

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

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

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。

1. 2 伝搬環境と漸近固有値分布

前レポート[1]では、見通し外（NLOS：レイリーフェージング）環境での評価を行った。本レポートでは、見通し内（LOS：仲上・ライスフェージング）環境での評価を行う。

[2]での検討より、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[2]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} 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[2]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 ([2]の(10)式))。本稿 2 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。

1. 3 通信路容量

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。通信路容量計算の基本式は NLOS 環境 (レイリーフェージング) の場合[1]と同様である。ユーザ k に対する通信路容量は等電力配分の場合 $C_k^{(EP)}$ と注水定理を用いた最適配分の場合 $C_k^{(WF)}$ について、(5)式よりそれぞれ以下のとおりである。

$$C_k^{(EP)} = \sum_{i=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{M \lambda_i^{(k)} \gamma_0}{L(M + (K-1) \lambda_i^{(k)} \gamma_0)} \right) \quad (\text{bit/sec/Hz/user}) \quad (9a)$$

$$C_k^{(WF)} = \sum_{i=1}^{L_0} \log_2 \left(1 + \frac{M (\alpha_i^{(k)})^2 \lambda_i^{(k)} \gamma_0}{M + (K-1) \lambda_i^{(k)} \gamma_0} \right) \quad \left(L_0 \leq L, \sum_{i=1}^{L_0} (\alpha_i^{(k)})^2 = 1 \right) \quad (9b)$$

電力配分係数 $\alpha_k^{(k)}$ の具体的な定め方については、注水定理の解説(例えば、[5]の9.3節)を見て欲しい。

なお、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(4b)をそのまま用いている。この妥当性については、3.2節で考察する。

2. 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にもなる。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 γ_0 を定めることによって、(9)式で求められることを確認している[1]。前述のとおり、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、 $M=1000$ 、 $N=10$ 、 $K=1, 2, 5$ 、 $L=1\sim 5$ 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4は L 個のストリームに対して送信電力を等しく配分した場合の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。

ストリーム数およびライスファクタ依存性

通信路容量のストリーム数とライスファクタ依存性についてまとめる。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 $\eta \approx 10$ [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。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。これに関しては、3.1節で考察している。

ユーザ数依存性

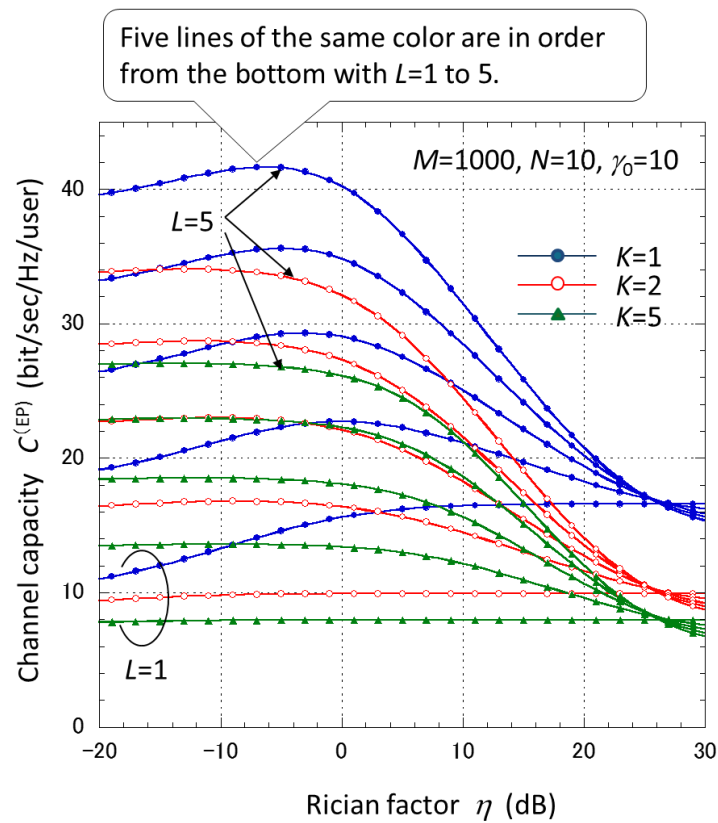
これについては、SN 比との関係でまとめる。 $K=1$ (シングルユーザ通信) と $K \geq 2$ (マルチユーザ通信) の場合には、物理的な意味で大きな違いがある。 $K=1$ の場合には、通信路容量は SN 比 ($P^{(S)}/P^{(N)}$) で決まるのに対して、 $K \geq 2$ では $S(N+I)$ 比 ($P^{(S)}/(P^{(N)}+P^{(I)})$) になる。SN 比が大きいときには、 $K=1$ では、SN 比の増加に従って (対数的に) 通信路容量も増加してゆくのにに対して、 $K \geq 2$ では、SN 比が高いときには SI 比 ($P^{(S)}/P^{(I)}$) が支配的になる。当然、ユーザ当たりの通信路容量は $K=1$ が最大になるが、システムの総通信路容量 (全ユーザ合計の通信路容量) は、この設定範囲においては、ユーザ数の増加と共に増えている。

等電力配分の問題

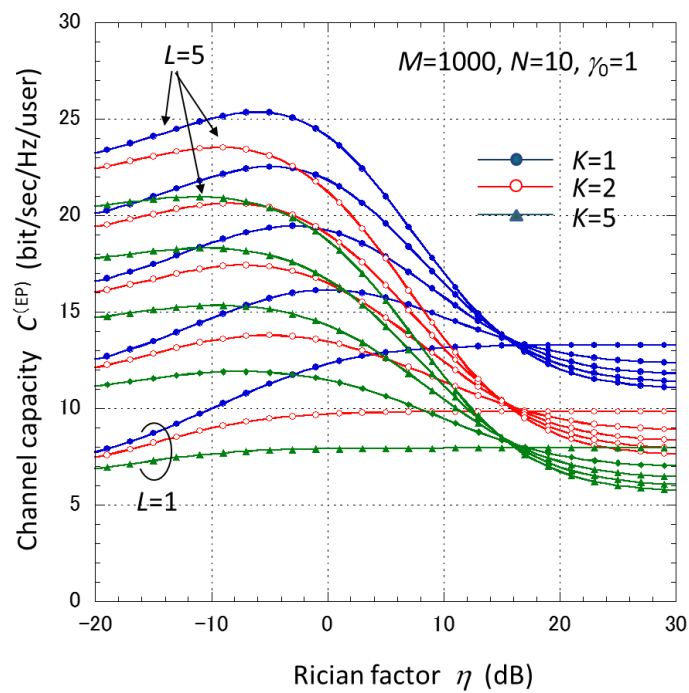
ライスファクタ η が 20dB 程度以上 (このしきい値は SN 比 γ_0 に依存) では、マルチストリームの効果が逆転している。これは、低い利得のストリームにも電力を割り振るためであり、その場合には、むしろストリーム数を減らして、限られた数 (ライスファクタが十分大きいところでは第一固有値のみ) のストリームに電力を集中した方が高い通信路容量を得られることを意味している。

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 4 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 5 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、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。

他の M, N, K, L の組み合わせに対しても (9) 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。(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計算することに有るが、本文中に述べた方法により、容易に計算式を得ることができる)。

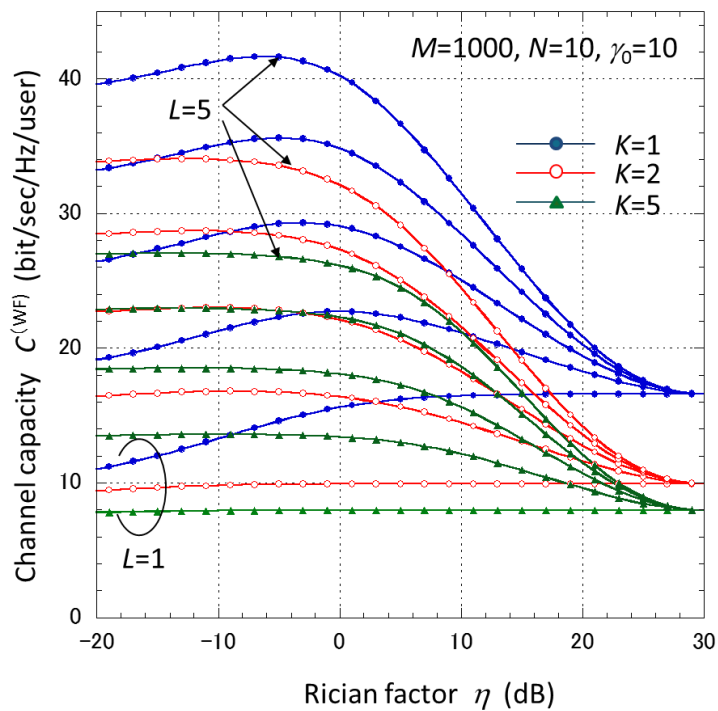


(a) SNR $\gamma_0=10$ (10dB)

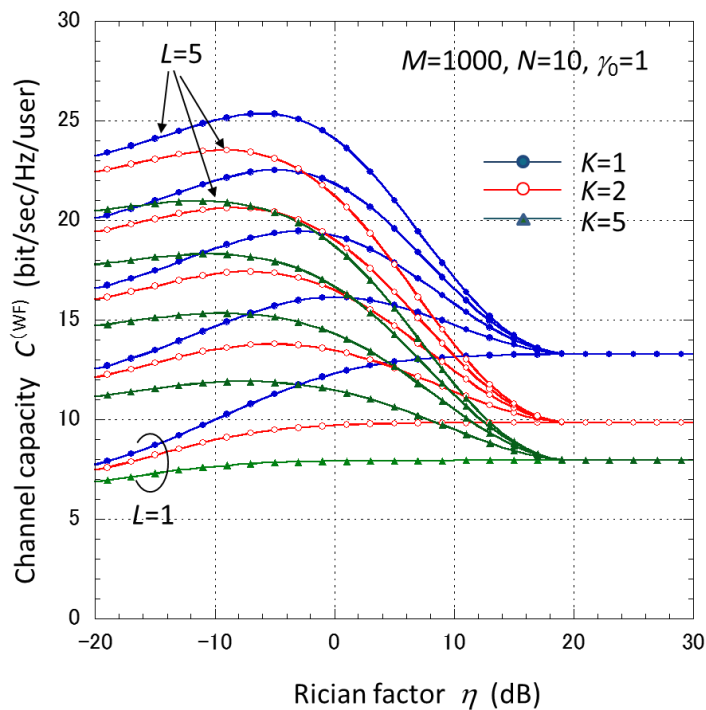


(b) SNR $\gamma_0=1$ (0dB)

図4 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5 注水定理に基づく最適電力配分での通信路容量 ($M=1000, N=10$)

3. 考察

3.1 仲上・ライスフェージング環境のパラメータ設定

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。直接波のパスにわざと散乱物を置いて直接波成分を弱めマルチパスリッチの環境を意識的に作ろうと言う話まで出てくる（筆者はよいと思っではない）。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4、5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(9)はこの議論に関係なく共通なので、上記1)、2)も含めて比較検討し、その傾向を理解して欲しい。

3.2 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(4b)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。

3. 3 散乱波信号成分に空間相関が有る場合

レポート[2]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、Point-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20%程度以下であれば、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値を与える。」ことを明らかにした。

この特徴は、マルチユーザ伝送においても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空間相関の影響は通信路容量を大きくする方向に働くものの、その増加率は高々20%程度であるため、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と考える。

3. 4 検討した伝送方式の実現性

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[6]-[13]。本レポートで検討した方式は、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。Massive MIMOの場合、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るが、完全なCSIを求めていることにおいて、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。

4. まとめ

見通し内の仲上・ライス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)を簡易に評価する手法を述べ、それを用いた検討結果を示した。基本的には、通信路行列(正確にはウィシャート行列)の固有値の算出以外は、前レポートで示したレイリーフェージング環境の場合と同じである。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。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)、ライスファクタ(η)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4(等電力配分)と図5(注水定理に基づく最適配分)に示している。また、そこから得られた設定パラメータに対する依存性を2章でまとめている。(ここで、それを繰り返すことはしない)。

また、この結果を得た前提となる考え方(条件)を3節で考察しているので、ここで提示されている結果は、あくまでそれが前提条件という意味で見て欲しい。

参考文献

- [1] 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、信学会アンテナ・伝播研究会2019年12月発表予定)
- [2] 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 (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)
- [3] 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[III],” 信学技報RCS2019-未定 (信学会無線通信システム研究会2020年01月発表予定) .
- [4] S. Verdue and S. Shamai, “Spectral efficiency of CDMA with random spreading,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45 no. 2, pp. 622-640, 1999.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.