

MIMOにおけるアンテナ相関とその影響

Antenna Correlation and its Effect in MIMO Systems

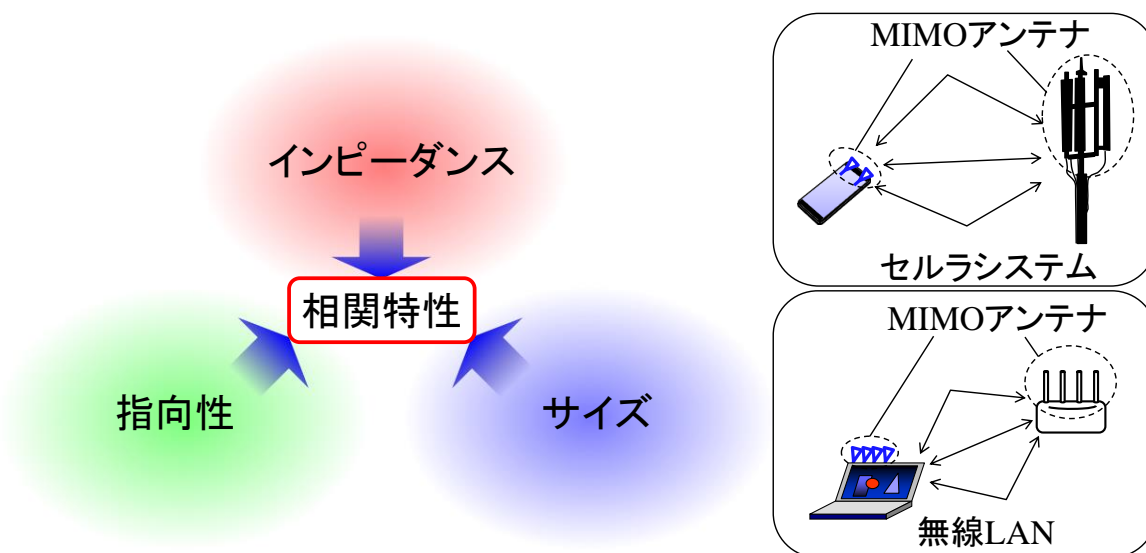
本間 尚樹

Naoki HONMA

岩手大学大学院 総合科学研究科

概要

本稿では、アンテナ・マイクロ波技術者を対象として、MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) アンテナの評価に用いられる相関行列・相関係数の種類と計算法について解説を行う。ここでは、信号相関行列、チャンネル相関行列、フェージング相関行列、複素指向性相関行列、Sパラメータによる相関行列の5種類の定義と違いについて述べる。さらに、相関特性利用法の一例としてSパラメータを用いたMIMOの平均チャンネル容量の計算法と、その取扱いの注意点について述べる。



図： アンテナ特性と相関特性の関係，およびMIMOアンテナの利用イメージ

Abstract

This lecture introduces the various kinds of correlation matrices/coefficients and their definitions, which are used for evaluating Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) antennas for antenna and microwave engineers. The meaning and calculation of five kinds of correlation matrices, i.e., signal correlation matrix, channel correlation matrix, fading correlation matrix, complex pattern correlation matrix, and S-parameter-based correlation matrix, are described. Moreover, the latter part of this lecture deals with some application examples of the correlation characteristics, especially a simple computation technique of the mean channel capacity based on the S-parameter and the important notice of its use.

1. まえがき

MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) システムは、複数アンテナ素子からなるマルチアンテナを送受信双方に用いて異なる信号を同時に伝送することによって、高い周波数利用効率を実現する [1], [2]. セルラシステムの爆発的普及や様々な無線システムの登場による周波数資源の枯渇問題を背景とし、今日では周波数資源を有効活用する強力な技術として様々な無線システムに採用され実用に供している。

MIMO システムの性能は電波伝搬特性と送受信双方のアンテナ特性によって決定される。近年、RIS (Reconfigurable Intelligent Surface) と呼ばれる多数の素子からなる無給電アンテナアレーを伝搬路上に置くことで電波伝搬特性を制御する方法が検討されるようになったが [3]~[5], 一般的な移動通信環境ではほとんどの成分は建物等周囲の環境とアンテナ位置関係で決まるため、所望伝搬特性を実現するような大きい環境制御は実現困難である。一方、アンテナは所望の特性が得られるよう設計者により制御可能であるため、アンテナを適切に設計することで MIMO チャネル容量を向上できる。

高いチャネル容量を実現するためには、高効率かつ低相関特性を有する MIMO アンテナを設計する必要がある。アンテナ設計では当然効率は考慮されるが、相関特性の考慮は単純ではない。これは、相関特性を求めるためには、各種チャネルモデル [6]~[9] により伝搬特性を別途求める必要があったり、全方位のアンテナ指向性を求める必要があるためである。

このような問題を背景として、S パラメータのみから相関係数を求める方法が S. Blanch により提案されて以来 [10], 多くの検討で用いられるようになった (厳密に言えば、Blanch よりも先に類似の検討が報告されているが [11], correlation coefficient という用語ではなく、beam coupling factor という異なる用語が使われていたことに加え、当時はこのようなアンテナ評価の需要が現在と比べて少なかったため、あまり知られていないようである)。このような S パラメータを用いた相関係数の評価法はネットワークアナライザを使えば比較的容易に取得することができるため、相関特性の評価を著しく簡易化できる。しかし、この方法は、反射損と相互結合損を除いたアンテナの放射効率が 100% に近い必要があり、ジュール熱損失を持つアンテナへは適用できない。しかし、その原理・条件を理解せずにジュール熱損失のあるアンテナへ適用するような誤った使用法が、権威ある国際論文誌でも散見されている。

本講演では、MIMO におけるアンテナの性質を説明するため、MIMO 信号処理の基本的概念と、MIMO アンテナの評価指標として重要な相関係数・相関行列の基本的な考え方や種類と用法について解説する。前頁の図は MIMO アンテナの 3 つの特性 (インピーダンス、指向性、サイズ) が相関特性にそれぞれ影響するという概念を表している。インピーダンス特性は前述の通り条件付きではあるが相関特性に変換可能である [10]. また、複素指向性からは直接相関係数を計算することが可能である [11]. 偏波や指向性を直交させれば相関が下がることも良く知られた事実である [12]~[14]. また、定性的ではあるが、アレーアンテナのサイズが小さい場合は相関が上昇することも良く知られている [15]. 今回は、これらの関係を理解するうえで

重要となる相関特性に着目し、信号相関行列、チャネル相関行列、フェージング相関行列、複素指向性相関行列、S パラメータによる相関行列の 5 種類の定義について述べる。また、相関特性の利用例として、MIMO の相関行列を用いた平均チャネル容量の簡易評価法についても説明する。

2. 主な記法の定義

以降の議論で扱う数学的表記について以下の通り定義する。

a^*	複素共役
$\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c} \dots$	ベクトル
$\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C} \dots$	行列
\mathbf{I}_N	$N \times N$ の単位行列
$\mathbf{a}^T, \mathbf{A}^T$	ベクトル, 行列の転置
$\mathbf{a}^H, \mathbf{A}^H$	ベクトル, 行列の複素共役転置
$\mathbf{A} = \text{diag}\{\mathbf{a}\}$	\mathbf{a} の成分を対角成分とした行列
$\text{Tr}(\mathbf{A})$	行列 \mathbf{A} のトレース (対角成分の和)

3. MIMO 信号処理の基礎の基礎

3.1 MIMO 信号モデル

MIMO を議論するためには、まず信号モデルを定義する必要がある。図 1 は MIMO システムの信号モデルを表している。ここで、送信アンテナ数を M_T , 受信アンテナ数を M_R とする。 \mathbf{H} はチャネル行列であり、

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R1} & \dots & h_{M_R M_T} \end{pmatrix} \quad (1)$$

と表される。ここで、 h_{kl} は l 番目の送信素子と k 番目の受信素子の間の伝達関数を示しており、伝達する信号の振幅変化と位相回転を表すフェーザである。注意点として、行列は必ず、行数 = M_T (送信アンテナ数), 列数 = M_R (受信アンテナ数) であり、大きさは M_R (受信) \times M_T (送信) と表現される。

このような MIMO システムの信号モデルは一般的に、

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2)$$

と書くことができる。ここで、 \mathbf{s} は送信信号ベクトルと呼ばれる。各送信アンテナに入射する信号を並べたものであって、通常列ベクトルで、 $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_{M_T})^T$ と表される。信号ベクトル $\mathbf{y}(t)$ も同様に列ベクトルである。また、式 (1) と同様に各要素は複素数である。 \mathbf{n} は雑音を表し、 $\mathbf{n} = (n_1, \dots, n_{M_R})^T$ と定義する。各要素は各受信機で観測される雑音を示しており、ベクトルの要素はやはり複素数である。また、信号 \mathbf{s} , 雑音 \mathbf{n} とも要素ごうしは独立無相関で平均値は 0 とする。なお、独立と無相関は同義ではないことに注意する。

このような MIMO システムで送受信される信号の伝送容量は、

$$C = \log_2 \left(\mathbf{H}\mathbf{H}^H \frac{\gamma}{M_T} + \mathbf{I}_{M_R} \right) \quad [\text{Bits/s/Hz}] \quad (3)$$

により簡単に計算できる。ここで、 γ は信号対雑音比 (SNR):

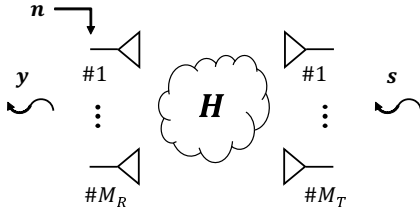


図 1: MIMO システムの信号モデル

Signal-to-Noise Ratio) である。これは Shannon の伝送容量を MIMO に拡張したものである。しかし、式 (3) の扱いには注意が必要である。行列全体で $|h_{kl}|^2$ の平均値が 1 に規格化されていれば ($|h_{kl}| = 1$ の意ではない)、受信機で観測される SNR を γ とすれば良いが、 h_{kl} に伝搬損が入っている場合 (S パラメータを h_{kl} とした場合など)、 $\gamma = P_T/\sigma_n^2$ とする必要がある。ここで、 P_T は全アンテナの送信電力の合計、 σ_n^2 は各受信アンテナで観測される雑音電力である。この扱いが混同されることが多く、驚異的なチャネル容量を目にすることがある。

C はあくまで理論上の上限値であり、この上限値に近づくために様々な伝送方式が検討されている。大きく分けて線形的な手法と非線形的な手法に分けられる。以下では線形的な手法のうち、代表的な 2 つの手法について簡単に説明する。

3.2 MIMO 信号伝送の例 1: Zero-Forcing

ここでは、最も単純な MIMO 伝送方式である、ZF (Zero-Forcing) について説明する。ZF では受信側が伝搬チャネル行列を完全に知っていることを前提とする。この前提は理にかなっており、既知信号を信号冒頭に付加しておけば、伝搬チャネル行列を推定することは可能であるし、現に、無線 LAN 等でもブリアンプルと呼ばれる既知信号を用いてチャネル推定を行う。

簡単のため、 2×2 MIMO システムを例に挙げ説明を進める。チャネル行列が、

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

であり、このとき受信側で観測される信号は、 $\mathbf{y} = (0, 2)^T$ であったとする。雑音を無視すると、送信信号は、

$$\mathbf{s} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{y} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -j \\ 1 \end{pmatrix} \quad (5)$$

となり、受信信号とチャネル行列情報から送信信号を推定できる。ここで、 \mathbf{A}^{-1} は行列 \mathbf{A} の逆行列を表す。信号 \mathbf{y}, \mathbf{s} について補足すると、これらは前述の通り複素信号であり、実部と虚部はそれぞれ、ベースバンド信号の I と Q に対応し、任意のデジタル変調によって変調・復調される信号と等価である。このように、2 つの信号は簡単な演算によって分離される。これは、2 つの信号を同一周波数で同時伝送できることを意味している。伝送できる信号数はアンテナ数に比例するため、アンテナを増やせば伝送速度を向上できる。

しかしながら、例えばチャネルが、

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (6)$$

であった場合はどうなるであろうか? \mathbf{H} の逆行列が存在しないため、式 (5) の通り信号 \mathbf{s} を求めることができず、同時送信された 2 つの信号は分離されず共倒れとなる。特にアンテナ数が多い場合は、少なくとも 1 組の送信アンテナもしくは 1 組の受信アンテナどうして伝搬路が似通った状態になるだけでこのように逆行列が求まらない特異な行列となり、ZF は正しく動作しない。これは例えば、送受信アンテナが見通し内にあり、ある程度離れていて多重波が無く平面波に見えるような場合に発生する。行列が特異に近づくと、逆行列のプロベニウスノルムが大きくなる (単に逆行列要素の絶対値が全体的に大きくなると考えても良い) ため、雑音成分が強調される。このように条件が悪い場合は信号伝送が不可能になる。

3.3 MIMO 信号伝送の例 2: 固有モード伝送

固有モード伝送は ZF の欠点を解決することができる強力な MIMO 伝送方式である。固有モード伝送は、SVD (Singular Value Decomposition) MIMO や E-SDM (Eigenbeam-Space Division Multiplexing) などと呼ばれることがある。図 2 は固有モード伝送の概念図であり、送受信両側のビームフォーミングによって、送受信アンテナ間のチャネルを、互いに干渉の無い並列伝送路に変換して信号伝送する。MIMO チャネル行列は、SVD、つまり特異値分解によって、

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (7)$$

のように分解される。ここで、 $\mathbf{U} = (\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_{M_R})$ 、 $\mathbf{V} = (\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{M_T})$ はそれぞれ、左特異ベクトル行列、右特異ベクトル行列であり、各列ベクトルは特異ベクトルと呼ばれる。また、

$$\mathbf{\Sigma} = \begin{cases} (\mathbf{\Delta} & \mathbf{O}) & (M_R < M_T) \\ (\mathbf{\Delta}) & & (M_R = M_T) \\ \begin{pmatrix} \mathbf{\Delta} \\ \mathbf{O} \end{pmatrix} & & (M_R > M_T) \end{cases} \quad (8)$$

であり、対角行列 $\mathbf{\Delta} = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_M)$ (ただし $M = \min(M_R, M_T)$)、ゼロ行列 \mathbf{O} で構成され、 $\mathbf{\Sigma}$ は特異値行列と呼ばれる。左右特異ベクトル行列は両者ともユニタリ行列であり、 $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}_{M_R}$ 、 $\mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_{M_T}$ となる。つまり、

$$\mathbf{u}_p^H \cdot \mathbf{u}_q = \begin{cases} 1 & (p = q) \\ 0 & (p \neq q) \end{cases} \quad (9)$$

が成り立ち、インデックスの異なる特異ベクトルどうしは直交する。これは \mathbf{V} についても同様である。

この性質を使い、左右特異ベクトルを送受信ウェイトに用いると、直交した伝送路を空間上に作るができる。固有モード伝送によって送られる信号は、

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}^H(\mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{s} + \mathbf{W}) \quad (10)$$

$$= \mathbf{U}^H(\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H\mathbf{V}\mathbf{s} + \mathbf{W}) \quad (11)$$

$$= (\mathbf{U}^H\mathbf{U})\mathbf{\Sigma}(\mathbf{V}^H\mathbf{V})\mathbf{s} + \mathbf{U}^H\mathbf{W} \quad (12)$$

$$= \mathbf{\Sigma}\mathbf{s} + \mathbf{W}' \quad (13)$$

$$= (\sigma_1 s_1, \dots, \sigma_{M_R} s_{M_R})^T + \mathbf{W}' \quad (14)$$

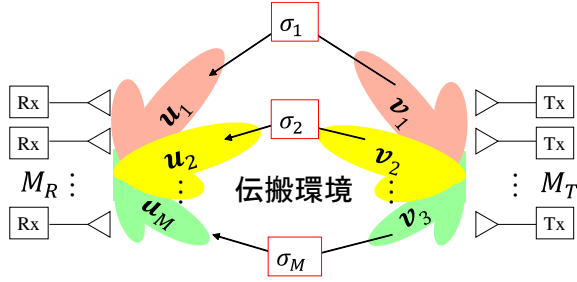


図 2: 固有モード伝送における伝送路の直交化

となる。ここで、 \mathbf{W}, \mathbf{s} はそれぞれ、雑音と送信信号である。 \mathbf{W}' は受信ウェイト乗算後の雑音であるが、受信ウェイトはユニタリ行列であるため、ZF のような雑音強調は生じない。受信信号ベクトルを見ると、特異値倍された信号が互いに干渉することなく分離されることが理解できる。式 (14) のように信号の並列伝送が可能であり、これは特異ベクトルによって送受それぞれがビームを形成することで、空間に直交した伝送路を形成したと考えることができる。このような並列伝送路を、固有パスと呼ぶ。しかし、常に全ての特異値が十分に大きいとは限らない。ZF が不得意とした特異なチャンネルでは一つ以上の特異値が 0 となる。実際には、完全に 0 になることはまれであるが、幾つかの特異値つまりパスの利得が非常に小さくなる場合がある。このような場合、全ての固有パスに等電力で信号を送信するよりも、利得の小さい固有パスは使わずにその分の電力を利得の大きい固有パスに回すことで伝送効率を改善できる。今回は説明を割愛するが、注水定理により理論上最適な電力配分を決定することが可能である。また、電力制御はもとより送信ビームフォーミングを行うためにも、送信側でチャンネル情報が必要であり、このためには通信前にチャンネル情報を送信側にフィードバックする必要がある。

4. MIMO における相関について

3. では、代表的な MIMO 伝送方式について説明し、チャンネル行列の条件が特異となると伝送性能が劣化することを説明した。チャンネルの行列式あるいは特異値を用いて劣化の程度を見積もることができるが、その値はチャンネル利得によって大きく変化するうえ、送受信のどちら側の影響が大きいのか評価することができない。MIMO に適したアンテナ設計を考える場合、これらを考慮する必要がない相関係数が便利である。しかし、MIMO アンテナに関わる相関特性には様々な種類があり、多々混乱を生んでいる。そこで、今回はこれらの相関特性について整理することを目的として、各種相関特性の計算方法や物理的意味について説明する [16]。

4.1 受信信号相関行列

ここではまず相関係数の定義について説明する。相関係数とは 2 つの異なる信号系列の応答波形がいかに関係があるかを示す指標である。図 3 は 2 つの信号（実数かつ平均 0）の時系列応答と、その積の応答を示している。(a) は相関のない信号、(b) は相関のある信号の積を示している。乗算後の信号を比べると、(b) は明らかに正負で非対象な分布に変化することが確認できる。このように、乗算することで 2 信号の相関有無を確

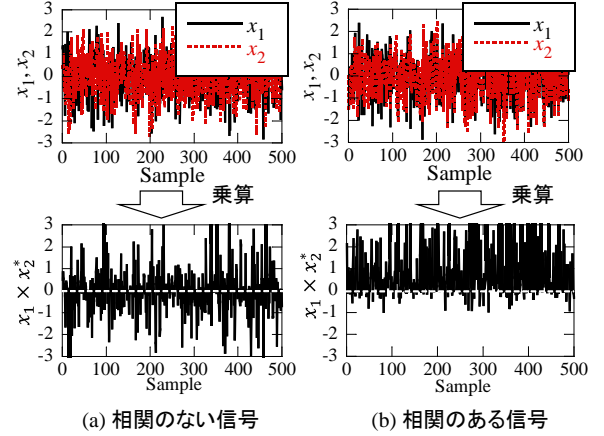


図 3: 相関有無による 2 信号の積の違い

認することができるが、次に説明する相関係数によってこれを数値化できる。

数値を複素数に拡張して考えると、2 つの複素信号 x_1, x_2 の相関係数は、

$$\rho = \frac{E[x_1 x_2^*]}{\sqrt{E[|x_1|^2] E[|x_2|^2]}} \quad (15)$$

によって定義される。ここで、 x_1, x_2 はともに平均値が 0 の複素数である。式 (15) を用いることで、2 つのアンテナで観測される信号の間の相関を知ることができる。なお、無線変調信号ではまれであるが、平均が 0 ではない場合は平均値を減算してから求める必要がある。相関係数は必ず $0 \leq |\rho| \leq 1$ の範囲の値を取り、無相関の場合は $|\rho| = 0$ となる。

さて、次に相関行列について考える。信号が時間 t にしたがって変化するとき、受信信号の相関行列は、

$$\mathbf{R}_{yy} = E[\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t)] = \begin{pmatrix} E[|y_1(t)|^2] & E[y_1(t)y_2^*(t)] & \cdots & E[y_1(t)y_{M_R}^*(t)] \\ E[y_2(t)y_1^*(t)] & E[|y_2(t)|^2] & & E[y_2(t)y_{M_R}^*(t)] \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ E[y_{M_R}(t)y_1^*(t)] & & \cdots & E[|y_{M_R}(t)|^2] \end{pmatrix} \quad (16)$$

となる。ここでは信号と雑音だけが変化し、チャンネル行列は変化しないものとしている。アンテナ # m と # n で観測される受信信号の相関係数は、

$$\rho_{yy mn} = \frac{R_{yy mn}}{\sqrt{R_{yy mm} R_{yy nn}}} \quad (17)$$

により計算される。ここで、 $R_{yy mn}$ は行列 \mathbf{R}_{yy} の m 行 n 列の要素である。なお、式 (16) の行列要素を式 (17) に代入すると、式 (15) と全く同じ形式になる。また、(16) は共分散行列であるが、相関行列と呼ばれることが多い。厳密にはこの対角項が 1 になるように規格化したものが相関行列であり、その場合は各要素がそのまま相関係数となる。本稿では、 \mathbf{R}_{yy} を受信信号相関行列、 $\rho_{yy mn}$ を受信信号相関係数と呼ぶ。なお、受信信号相関係数を計算するためには、数百シンボル~1 万シンボル程度繰り返し信号を観測する必要がある。

4.2 チャンネル相関行列

式 (16) に示した受信相関行列に信号モデルを表す式 (2) を代入すると、

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{yy} &= E[\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t)] \\
 &= E[(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n})(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n})^H] \\
 &= E[\mathbf{H}\mathbf{s}\mathbf{s}^H\mathbf{H}^H] + E[\mathbf{H}\mathbf{s}\mathbf{n}^H] + E[\mathbf{n}\mathbf{s}^H\mathbf{H}^H] + E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] \\
 &= E[\sigma_s^2\mathbf{H}\mathbf{H}^H] + \mathbf{0} + \mathbf{0} + \mathbf{R}_{nn} \\
 &= \sigma_s^2\mathbf{R}_R^i + \sigma_n^2\mathbf{I}_{M_R}
 \end{aligned} \tag{18}$$

となる。また、

$$\mathbf{R}_R^i = \mathbf{H}\mathbf{H}^H \tag{19}$$

は伝搬チャネルから求められる $M_R \times M_R$ の行列であり、これを受信側のチャンネル相関行列と定義する。なお、信号と雑音の要素は独立無相関であるから、

$$\mathbf{R}_{ss} = E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)] = \sigma_s^2\mathbf{I}_{M_R} \tag{20}$$

$$\mathbf{R}_{nn} = E[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)] = \sigma_n^2\mathbf{I}_{M_R} \tag{21}$$

であると仮定している。ここで、 σ_s^2, σ_n^2 はそれぞれ、送信信号のアンテナあたりの平均電力（送信側）、雑音電力のアンテナあたりの平均電力（受信側）である。送信信号と雑音の相関行列が単位行列の定数倍となる理由は、要素は分散（平均電力）が等しく、平均が 0 であり、要素どうしが独立無相関であると仮定しているためである。 \mathbf{R}_R^i は受信側の相関特性を示しているが、送信側のチャンネル相関特性も計算することができる。これは送受信を入れ替えても伝搬路の特性が等しいという可逆性が存在するためである。なお、送受信を入れ替える場合、式 (2) のチャンネル行列は転置を施す必要がある。したがって、送信側で定義されるチャンネル相関行列は、

$$\mathbf{R}_T^i = \mathbf{H}^H\mathbf{H} \tag{22}$$

により求められる。さらに、式 (17) と同様に、 $\rho_{Rmn}^i = R_{Rmn}^i / \sqrt{R_{Rmm}^i R_{Rnn}^i}$ (受信)、 $\rho_{Tmn}^i = R_{Tmn}^i / \sqrt{R_{Tmm}^i R_{Tnn}^i}$ (送信) のように相関係数を計算できる。

4.3 フェージング相関行列

以上で議論した受信信号相関行列とチャンネル相関行列は、チャンネル行列自体は変化しないものとして考えていた。つまり、送受信アンテナをある位置に設定したときに観測される相関特性を議論していた。しかし、ある固定の場所のチャンネル情報では、マルチパスフェージングによる瞬時的な極端な特性が表れることがあるため、必ずしもその場所の代表的な特性を表しているとは言えない。そこで、到来波の数や分布が変動しない範囲でアンテナを数波長程度動かすことによって、その環境の特性を表すフェージング相関行列を求めることができる。図 4 はフェージング相関特性を求める方法の概念を示している。アンテナを到来波の分布が変化しない範囲で動かしながら MIMO チャンネルを観測する。これは、アンテナが置かれたある環境において、フェージング変動だけを除外することが狙いである。しかし、アンテナを動かし過ぎると、例えばシャドウイングの影響等で極端に到来波の数が減少する等の影響が出る。そのため、アンテナを動かす範囲は、見通しの有無が変化しない範囲

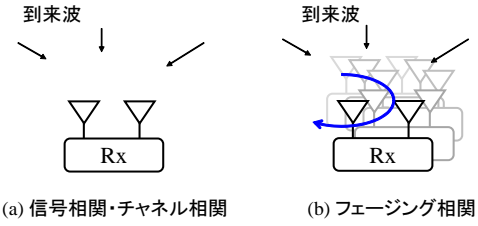


図 4: フェージング相関特性を求める方法

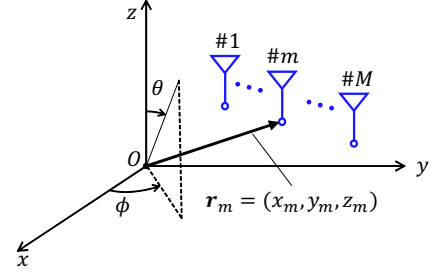


図 5: 3次元空間中に置かれたマルチアンテナ

にとどめることが望ましい。フェージング相関行列の定義を式で表すと、

$$\text{受信: } \mathbf{R}_R = E[\mathbf{R}_T^i] = E[\mathbf{H}\mathbf{H}^H] \tag{23}$$

$$\text{送信: } \mathbf{R}_T = E[\mathbf{T}_T^i] = E[\mathbf{H}^H\mathbf{H}] \tag{24}$$

となる。そのとき相関係数は同様に、 $\rho_{Rmn} = R_{Rmn} / \sqrt{R_{Rmm} R_{Rnn}}$ (受信)、 $\rho_{Tmn} = R_{Tmn} / \sqrt{R_{Tmm} R_{Tnn}}$ (送信) のように計算できる。ここで、 R_{Rmn}, R_{Tmn} はそれぞれ、受信・送信フェージング相関行列の m 行 n 列の要素を表している。

4.4 複素指向性相関行列

これまで述べてきた相関行列はどれもアンテナと伝搬の両方の特性が含まれていた。ここではアンテナだけの特性を表す相関行列について述べる。

MIMO アンテナの性能を検討するためには複素指向性 (Complex embedded pattern) について知る必要がある。特に 2 次元の複素指向性の情報があれば伝搬路をエミュレートすることで、アンテナ特性を考慮した MIMO 伝送特性の数値解析が可能になる。ここで指向性の次元の定義について補足する。単なる 1 カット面の指向性を 2 次元の指向性と呼ぶ場合があるが、それは厳密には適切ではなく、指向性が単一の角度（例えば水平面内の角度）の関数となっている場合は 1 次元である。また、水平面方向と仰角方向の両方の関数である指向性は 3 次元ではなく 2 次元指向性である。したがって、本稿では、'1 次元' の指向性は単一カット面の指向性、'2 次元' の指向性は仰角と方位角方向の関数である全方位の指向性を意味する。

図 5 は 3 次元空間に置かれた M 素子のマルチアンテナを示している。 m 番目の素子アンテナの複素指向性は、

$$\mathbf{D}_{0m}(\theta, \phi) = \begin{pmatrix} D_{\theta 0m}(\theta, \phi) \\ D_{\phi 0m}(\theta, \phi) \end{pmatrix} \tag{25}$$

と表されるものとする。 $D_{\theta 0m}(\theta, \phi), D_{\phi 0m}(\theta, \phi)$ はそれぞれ θ 成分と ϕ 成分の複素指向性を表している。ここで、複素指向性 $\mathbf{D}_{0m}(\theta, \phi)$ は、各素子アンテナの基準点（例えば給電点）を原

点に配置し得られた2次元複素指向性である。図に示すように、素子アンテナが座標 $\mathbf{r}_m = (x_m, y_m, z_m)$ に置かれた場合、その複素指向性は、

$$\mathbf{D}_m(\theta, \phi) = \exp\{jkr_m \cdot \mathbf{e}(\theta, \phi)\} \mathbf{D}_{0m}(\theta, \phi) \quad (26)$$

と表される。ここで、 $\mathbf{e}(\theta, \phi)$ は観測方向に対応する単位ベクトルであり、 $\mathbf{e}(\theta, \phi) = (\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi, \cos \theta)^T$ である。MIMO の特性を評価する場合は、通常は式 (26) のように、全アンテナ素子共通の基準点を固定的に設定する。これによって、素子アンテナの相対位置は複素指向性の位相で表現される。この複素指向性を用いることで相関行列は、

$$\mathbf{R}_P = \frac{1}{4\pi} \iint \begin{pmatrix} \mathbf{D}_1^* \mathbf{D}_1 & \cdots & \mathbf{D}_1^* \mathbf{D}_M \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{D}_M^* \mathbf{D}_1 & \cdots & \mathbf{D}_M^* \mathbf{D}_M \end{pmatrix} d\Omega \quad (27)$$

のように計算することができる。ここで、 Ω は立体角を表す。そのとき相関係数は同様に、 $\rho_{Pmn} = R_{Pmn} / \sqrt{R_{Pmm} R_{Pnn}}$ のように計算できる。ここで、 R_{Pmn} は複素指向性相関行列の m 行 n 列の要素を表している。

4.5 Sパラメータによる相関行列

4.4節では複素指向性を用いた相関係数の評価法について説明したが、このようにMIMOアンテナの効率や相関特性を評価するためには、一般的に2次元指向性を用いた方法が取られる。2次元複素指向性が求められれば概ねMIMOアンテナの性能評価を行うことが可能である。しかし、2次元指向性を測定により得る場合は、多大な労力またはコストを要するという課題がある。一方、Sパラメータは指向性と比べて簡易に測定可能である。Sパラメータは反射と相互結合の情報のみが含まれ放射特性は表現されていないが、これを用いて相関係数を計算する方法がS. Blanch 他により見出された[10]。しかし、反射損と相互結合損を除いた放射効率が100%に近い、つまりジュール熱損失がほぼ0である必要がある。

図6のようなアレーアンテナを考える。Sパラメータが \mathbf{S}_A であるアレーアンテナに信号ベクトル $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_M)^T$ が入射しており、そのときの反射信号ベクトルは $\mathbf{b} = \mathbf{S}_A \mathbf{a}$ である。 m 番目のアンテナ素子のアレー素子指向性は、 \mathbf{D}_m で表されるものとする。この場合に観測される電界は、

$$\mathbf{E} = \sqrt{\frac{\eta}{4\pi}} (\mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_M) \mathbf{a} \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (28)$$

と表される。ここで、 η は真空の固有インピーダンス、 k は波数、 r は複素指向性の基準点からの距離を表している。その場合、放射電力の総和は、

$$\begin{aligned} P_{rad} &= \frac{1}{\eta} \iint \mathbf{E}^H \mathbf{E} d\Omega \\ &= \mathbf{a}^H \left[\frac{1}{4\pi} \iint (\mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_M)^H (\mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_M) d\Omega \right] \mathbf{a} \\ &= \mathbf{a}^H \left[\frac{1}{4\pi} \iint \begin{pmatrix} \mathbf{D}_1^* \mathbf{D}_1 & \cdots & \mathbf{D}_1^* \mathbf{D}_M \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{D}_M^* \mathbf{D}_1 & \cdots & \mathbf{D}_M^* \mathbf{D}_M \end{pmatrix} d\Omega \right] \mathbf{a} \quad (29) \end{aligned}$$

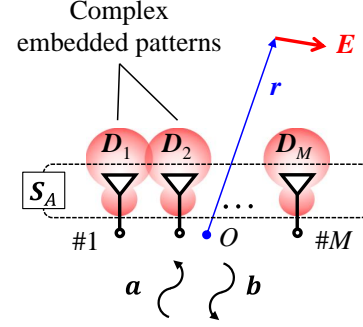


図6: ウェイト \mathbf{a} で励振される無損失アンテナ

のように表される。式 (27) を用いて式 (29) を書き換えると、 $P_{rad} = \mathbf{a}^H \mathbf{R}_P \mathbf{a}$ となる。一方、アンテナが無損失である(誘電体損と導体損が存在しない)場合、放射電力の総和は、相互結合によって電源に戻る電力を含んだ全反射電力 $\mathbf{b}^H \mathbf{b}$ を入射電力 $\mathbf{a}^H \mathbf{a}$ から引いたものとなるはずである。したがって、

$$P_{rad} = \mathbf{a}^H \mathbf{a} - \mathbf{b}^H \mathbf{b} = \mathbf{a}^H (\mathbf{I} - \mathbf{S}_A^H \mathbf{S}_A) \mathbf{a} \quad (30)$$

である。よって、

$$\mathbf{a}^H (\mathbf{I} - \mathbf{S}_A^H \mathbf{S}_A) \mathbf{a} = \mathbf{a}^H \mathbf{R}_P \mathbf{a} \quad (31)$$

となる。即ち、

$$\mathbf{R}_P = \mathbf{I} - \mathbf{S}_A^H \mathbf{S}_A \quad (32)$$

の関係が成立する。つまり、アンテナ指向性の相関行列はSパラメータ行列 \mathbf{S}_A のみから求められる。式 (32) の相関行列が分かれば式 (17) を用いて各アンテナ間の相関係数を求めることができる。なお、以降では、複素指向性から求めた相関行列と区別するため、式 (32) のSパラメータから求めた相関行列を \mathbf{R}_S と記すこととする。なお、 p 番目と q 番目 ($1 \leq p, q \leq M$ ただし $p \neq q$) のアンテナの間の相関係数は、

$$\rho_{Spq} = \frac{-\sum_{m=1}^M s_{mq}^* s_{mp}}{\sqrt{1 - \sum_{m=1}^M |s_{mp}|^2} \sqrt{1 - \sum_{m=1}^M |s_{mq}|^2}} \quad (33)$$

となる。式 (33) を用いれば任意の素子間の相関係数をSパラメータだけから求めることができる。

4.6 各種相関行列の意味

表1は、これまでに述べた空間相関行列とその定義をまとめたものである。なお、何れも空間相関行列であることに注意されたい。信号相関行列は、アンテナで観測される信号ベクトル $\mathbf{y}(t)$ から計算され、 \mathbf{R}_{yy} を得るためには通常数千~数万サンプルショット(時刻方向のサンプル数)が必要になる。

チャンネル相関行列は、定点に置かれた送受信アンテナ間のチャンネル情報だけで計算されるものであり、チャンネルが時変動する場合はその瞬時のチャンネル特性を表していると考えても良い。送受信アンテナ間のチャンネル推定ができれば計算可能なものであり、MIMOシステムではチャンネル推定を行うものが多いため、これを得るのは比較的容易であると考えられる。また、

表 1: 相関行列の定義

呼称	定義	意味・用法
信号相関行列	$\mathbf{R}_{yy} = E[\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t)]$	複素信号ベクトル $\mathbf{y}(t)$ の相関特性
チャンネル相関行列	$\mathbf{R}_R^i = \mathbf{H}\mathbf{H}^H$ (受信) $\mathbf{R}_T^i = \mathbf{H}^H\mathbf{H}$ (送信)	定点間の瞬時的なチャンネルの空間相関特性
フェージング相関行列	$\mathbf{R}_R = E[\mathbf{R}_R^i] = E[\mathbf{H}\mathbf{H}^H]$ (受信) $\mathbf{R}_T = E[\mathbf{R}_T^i] = E[\mathbf{H}^H\mathbf{H}]$ (送信)	ある環境の統計的な空間相関特性
複素指向性相関行列	$\mathbf{R}_P = \frac{1}{4\pi} \iint \begin{pmatrix} \mathbf{D}_1^* \mathbf{D}_1 & \cdots & \mathbf{D}_1^* \mathbf{D}_M \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{D}_M^* \mathbf{D}_1 & \cdots & \mathbf{D}_M^* \mathbf{D}_M \end{pmatrix} d\Omega$	指向性の相関特性
Sパラメータによる相関行列	$\mathbf{R}_S = \mathbf{I} - \mathbf{S}_A^H \mathbf{S}_A$	ジュール熱損失が0の場合のみ ($\mathbf{R}_P = \mathbf{R}_S$)

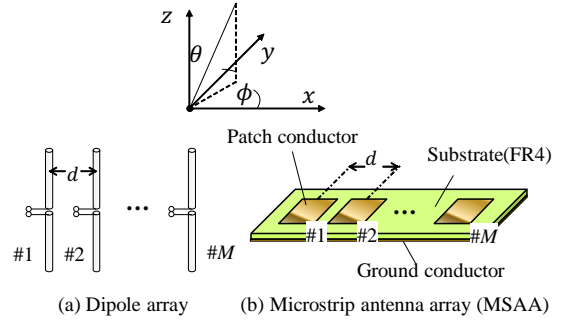


図 7: アンテナモデル

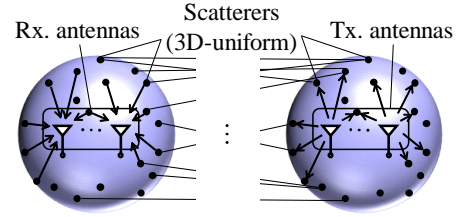


図 8: 散乱リングモデル (GSCM)

雑音を無視し、信号強度を規格化すれば $\mathbf{R}_R^i = \mathbf{R}_{yy}$ である。

フェージング相関行列は、ある環境内で周波数や送受信アンテナ位置（マルチアンテナ内のアンテナ相対位置は変えてはならない）を変えながら求めたチャンネル相関行列を平均化したものである。単に空間相関行列と言うと、このフェージング相関行列を指すことが多いようである。

また、パスの出発角・到来角が全立体角に対し一様に分布する 3D-uniform である Rayleigh fading 環境の場合のみ、フェージング相関行列はアンテナの複素指向性から求められる複素指向性相関行列と等しくなる。

Sパラメータによる相関行列は、ジュール熱損失が0であれば、複素指向性相関行列と等しくなり、前述の通り、3D-uniform の規格化したフェージング相関行列とも等しくなる。

5. 計算による各種相関係数の比較

5.1 数値解析モデル

ここでは具体的なアンテナを例に取り、素子間隔を変えた場合の相関特性について考察する。図 7 に本検討で取り扱うアンテナモデルを示す。ここで、(a) は半波長ダイポールアレー、(b) は方形マイクロストリップアレーアンテナ (MSAA: Microstrip Antenna Array) とし、両者とも H 面内に素子間隔 d で配置された等間隔アレーである。ここで、(b) の誘電体基板及び地導体のサイズは各アンテナ素子中央から 0.5 波長とした。誘電体基板の厚さは 1.6 mm とし、比誘電率は 4.2、誘電正接は 0.2 とした。解析周波数は 2.4 GHz とし、ダイポール・MSAA とも動作周波数が 2.4 GHz となるよう設計した。両アンテナともモーメント法を用いて指向性を計算した。

ここで比較する相関係数は、フェージング相関行列から求めた相関係数と、式 (27) に示した複素指向性相関行列を用いた相関係数と、式 (32) のように、Sパラメータによる相関行列から求めた相関係数である。

図 8 は伝搬チャネルを求めるために用いたチャンネルモデル

の概念図であり、これは、幾何形状に基づく確率論的チャンネルモデル (GSCM: geometry-based stochastic channel model)、もしくは散乱リングモデルと呼ばれる。送受アレーアンテナの複素指向性 (アレー素子指向性) を用い、各アンテナ周囲にはアンテナから十分遠方に散乱体を配置している。送信アンテナから受信アンテナに至るまでのパスを全て求め合算することで MIMO チャンネル行列を計算する。これによって、前述の 3D-Uniform かつ Rayleigh fading 環境を模擬することが可能である。伝搬チャネルは各条件につき 1000 回計算し、各試行で散乱体はランダムに配置した。得られたチャンネルを用いて式 (17) により相関行列を計算した。なお、GSCM はフェージング相関行列の計算にのみ用いている。これは、複素指向性相関行列、Sパラメータによる相関行列ともアンテナ単体の情報から求められる相関行列であり、伝搬路の設定が不要であるためである。

5.2 数値解析結果

図 9 はダイポールアレー ($M = 2$) における相関係数の素子間隔特性である。ここで、 λ_0 は真空中における波長を表している。これより、3通りの計算方法によって得られた相関係数はほぼ一致することが分かる。素子間隔が広い場合に GSCM は他の手法に比べて差異が生じているが、これは GSCM で用いた複素指向性の分解能 (θ 方向: 5° , ϕ 方向: 10°) が不十分であるため生じたものと考えられる。

図 10 はダイポールアレー ($M = 4$) における相関係数の素子間隔特性である。ここで、構造が左右対称であるため、原理的に等しい値になる相関係数はまとめて示している。これより、どの手法によってもほぼ等しい相関係数が得られているが、Sパラメータを用いた場合は素子間隔が狭いときに相関係数がやや低めに見積もられることが分かる。ダイポールの特性をモーメント法により求めたときに、銅の導電率 ($\sigma_{Cu} = 5.7 \times 10^7$ S/m) を設定したため、導体損失の影響により反射損・結合損を除いた放射効率が劣化したためであると考えられる。

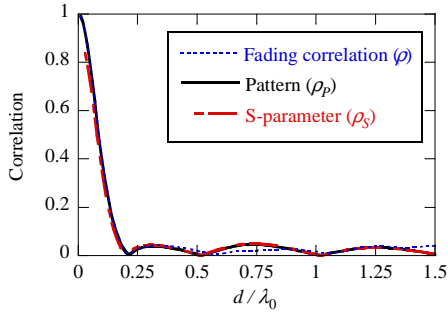


図 9: 素子間隔 d に対する相関係数: ダイポールアレー ($M = 2$)

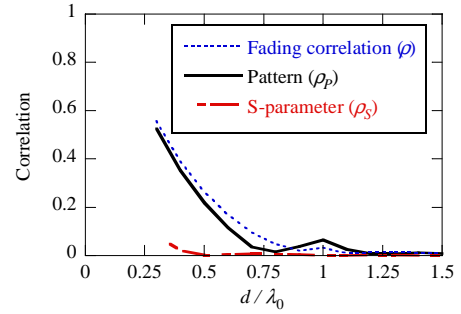


図 11: 素子間隔 d に対する相関係数: MSAA ($M = 2$)

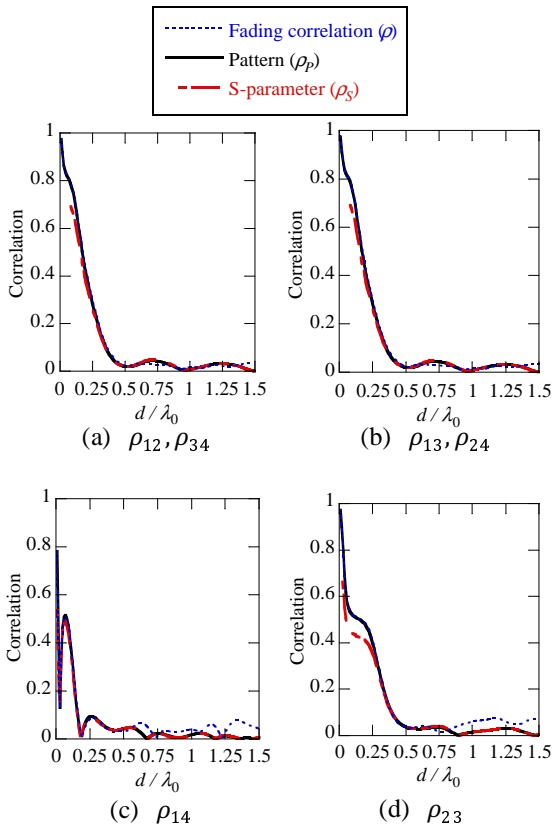


図 10: 素子間隔 d に対する相関係数: ダイポールアレー ($M = 4$)

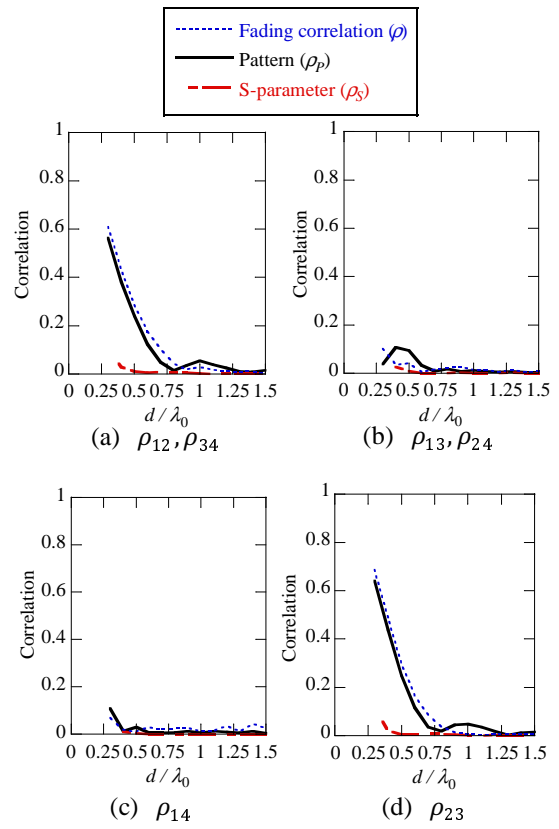


図 12: 素子間隔 d に対する相関係数: MSAA ($M = 4$)

以上で検討したダイポールアレーでは放射効率が高いため、3通りの方法により得られた相関係数はよく一致した。次に誘電体損を入れたMSAAを用いて相関係数の精度を比較する。図11は2素子のMSAAの相関係数を計算した結果である。これより、式(27)の複素指向性から求めた結果と、GSCMにより求めた結果はよく一致することが分かるが、式(32)のSパラメータから計算した結果は、相関係数が常に低く見積もられ大きく異なることが分かる。これは、損失が大きい場合はアンテナの放射電力が低下するため、結果としてアンテナ間の相互結合が低くなる傾向があるためである。このように、損失が大きいアンテナを扱う場合はSパラメータを用いて相関係数を計算することができない。なお、この場合の放射効率は、素子間隔が $0.3\lambda_0$ の場合33%、 $0.5\lambda_0$ より大きい場合はほぼ39%程度であった。

図12は4素子のMSAAの相関係数を計算した結果である。

式(32)のSパラメータから計算した結果は他の手法と比べて乖離が大きく何れの相関係数も一致しない。同様に放射効率は27%から40%程度であり放射効率が低いことが原因である。

なお、このような場合に放射効率を考慮することで相関係数を補正する方法が検討されている[17]。しかし、アンテナのどこで損失が生じるかにより補正法を検討する必要があり、精度の高い補正には至っていない。そのため、Sパラメータのみで評価が可能なアンテナは効率が高いものに限定される。また、筆者により、Wheeler Cap法を拡張した手法によって損失のあるMIMOアンテナの相関係数を求める方法が提案されている[18]。しかし、アンテナの共振周波数以外では誤差が大きくなるという課題がある。また、以上の議論では、到来角及び出発角に依らずパスの電力密度分布が統計的に様なる3D-Uniformである伝搬環境を仮定していた。現実には伝搬路の方向に偏りがあり、パスは水平面に強く分布する傾向がある[19]。その

ため、実際には2次元複素指向性を求め評価する手段が取られることが多い。

6. 相関特性の応用

前節までは相関特性の意味について述べたが、ここではその利用方法について簡単に解説する。

6.1 クロネッカモデルによるMIMOチャネルの生成

5.節では、散乱体をアンテナ周囲に配置した幾何光学モデルによりMIMOチャネルの評価を行ったが、より簡単にMIMOチャネルを生成する手法が考案されている。クロネッカモデル(Kronecker model)とは、送受信の相関特性を考慮した統計的なチャネルモデルである。MIMOチャネルは単純に、

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_W (\mathbf{R}_T^{1/2})^H \quad (34)$$

により算出できる。ここで、 \mathbf{H}_W は各要素が独立無相関であり平均が0で分散1の複素正規分布に従うランダム行列である。これによって、ランダム行列を任意の回数で生成すれば、その数だけ相関特性を考慮したチャネルをいくらかでも生成できる。ただし、注意点があり、相関行列 \mathbf{R}_R 、 \mathbf{R}_T はフェージング相関行列である必要がある。伝搬路が3D-Uniformであり、相関特性はアンテナだけで生じると仮定するなら、複素指向性相関行列を用いても良い。さらにアンテナのジュール熱損失が十分小さければ(アンテナの放射効率が99%以上であるなど十分高ければ)、Sパラメータによる相関行列でも良い。

一方で、クロネッカモデルは到来方向分布や、アンテナの物理的な位置、指向性、偏波などを表現できないため[20]、Massive MIMOのような大開口のアレーアンテナや、マルチユーザ間のユーザ間の相関特性などは正しく評価することができないという点に注意する必要がある[21]。

6.2 平均MIMOチャネル容量の簡易計算法

MIMOアンテナの評価をする場合、相関特性だけでは通信性能を直接的に把握することができないため、式(3)により計算されるチャネル容量を用いることが多い。しかし、チャネル容量を計算するためには、チャネル行列が必要であり、これはフィールド実験や、伝搬シミュレーション、チャネルモデルにより取得する必要がある。また、マルチパスフェージングによりチャネル容量は大きく変動するため、その平均値を知るためには何度も測定や試行を繰り返す必要がある。そこで、著者は、フェージング相関行列を使い直接平均チャネル容量を算出する方法を提案している[22]。

$M \times M$ のMIMOチャネル容量は、

$$C = \log_2 \left| \mathbf{H} \mathbf{H}^H \frac{\gamma}{M} + \mathbf{I}_M \right| \quad (35)$$

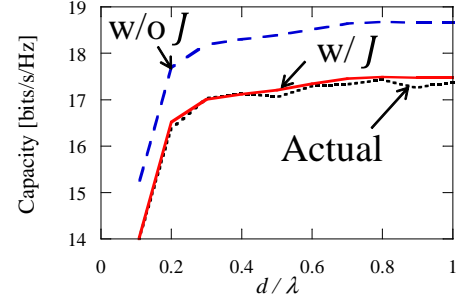
$$= \log_2 \left| \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_W \mathbf{R}_T \mathbf{H}_W^H \mathbf{R}_R^{1/2H} \frac{\gamma}{M} + \mathbf{I}_M \right| \quad (36)$$

と書き表すことができる。SNRが十分高い場合は単位行列の項を無視できるものとし、

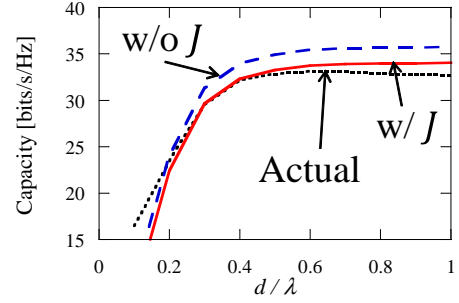
$$C \simeq \log_2 \left| \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H}_W \mathbf{R}_T \mathbf{H}_W^H \mathbf{R}_R^{1/2H} \frac{\gamma}{M} \right| \quad (37)$$

$$= \log_2 \left| \mathbf{R}_R \mathbf{R}_T \frac{\gamma}{M} \right| \left| \mathbf{H}_W \mathbf{H}_W^H \right| \quad (38)$$

のように表すことができる。次に、 $E[|\mathbf{H}_W \mathbf{H}_W^H|] = M!$ となる



(a) $M = 2$



(b) $M = 4$

図13: 素子間隔 d に対するダイポールアレーの平均チャネル容量, Reprinted from [22] with permission (© 2015 IEEE).

性質[23]を利用することによって、チャネル容量の期待値は近似的に、

$$C_F \simeq \log_2 \left\{ \left| \mathbf{R}_R \mathbf{R}_T \frac{\gamma}{M} \right| M! \right\} - J \quad (39)$$

と求められる。ここで、 J は相加相乗平均の差を埋める補正式であり、経験的に $J = 1.6 \log_{10} M + 0.7$ と求められている。この項が必要となるのは、式(37)の平均値を求めようとすると、 C は相加平均されるべきであり、右辺の \log_2 の中身の行列式は掛け算となるため、行列式の相乗平均を求める必要がある。しかし、 $E[|\mathbf{H}_W \mathbf{H}_W^H|] = M!$ は相加平均値であるため、本来より大きな数値が得られる。そのため式(39)のように J を減じることで誤差を減らすことができる。さらに、アンテナ放射効率が十分高い場合は、式(32)を用いて、

$$C_S \simeq \log_2 \left\{ \left| (\mathbf{I} - \mathbf{S}_R^H \mathbf{S}_R) (\mathbf{I} - \mathbf{S}_T^H \mathbf{S}_T) \frac{\gamma}{M} \right| M! \right\} - J \quad (40)$$

と表される。ここで、 \mathbf{S}_T 、 \mathbf{S}_R はそれぞれ送信、受信側のMIMOアンテナのSパラメータである。これから、Sパラメータのみによって簡便に平均チャネル容量を計算できることが分かる。

次に、式(40)の有効性を説明するため、数値解析結果を紹介する。送信側に図7(a)に示す無損失の M 素子の等間隔リニアダイポールアレーを用いた。受信側は $\mathbf{S}_R = \mathbf{0}$ 、つまり $\mathbf{R}_R = \mathbf{I}_M$ とすることで M 素子の無相関な理想アンテナを設定した。また、伝搬路は3D-UniformなRayleigh環境とし、双方に理想アンテナを定義した場合に得られるSNRは $\gamma = 10^3$ (30 dB)に設定した。

図13は、アンテナ素子間隔 d に対する平均チャネル容量である。ここで、送受信のアンテナ数 M はともに等しく与え、 $M = 2$ および4の2通りで計算した。w/o J は式(40)から補

正項 J を除外した場合の結果, w/J は補正項を含めた場合の結果である. Actual は 5.1 節と同条件の GSCM により 1000 回の試行により算出した平均値である. これより, 式 (40) により得られる平均チャネル容量は, GSCM により得られた結果 (Actual) と非常に良く一致し, 素子間隔に応じた平均チャネル容量の変化も概ね正確に算出できることが分かる. また, 補正項 J を用いない場合の平均チャネル容量は常に高く推定され, 補正項 J により誤差が低減されることが確認できる. この結果は素子数 M を変えた場合もほぼ同様であることが確認できる. このように, 式 (40) により精度良く平均チャネル容量を推定できることが分かるが, 利用にあたっては,

- ・アンテナのジュール熱損失が無視できるほど小さい
- ・伝搬路は 3D-Uniform である

という前提条件を念頭に置く必要がある. 特に損失のあるアンテナの場合は誤差が大きくなることに注意されたい.

7. ま と め

本稿では, MIMO アンテナに初めて取り組むマイクロ波・アンテナ技術者を想定し, MIMO 信号伝送の基本原則, 相関特性, そしてその利用法について解説した. 特に, MIMO 伝送アンテナを設計する上で重要となる相関特性について重点的に説明し, 様々な相関特性の定義と利用上の注意点について述べた. また, MIMO アンテナ相関特性の利用例として, クロネッカモデルによる MIMO チャネルの生成法, および閉形式の平均 MIMO チャネル容量の計算式について紹介した. 以上に述べた通り, マイクロ波・アンテナ技術者にとってなじみ深い S パラメータは, MIMO アンテナ評価と相性が良く, さらに条件さえ整えば S パラメータだけで MIMO アンテナの評価が可能である.

文 献

- [1] I. E. Teletar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," Tech. Rep., AT&T-Bell Labs, June 1995.
- [2] G. J. Foschini and M. J. Gans, "Capacity when using diversity at transmit and receive sites and the Rayleigh-faded matrix channel is unknown at the transmitter," in Proc. WINLAB Workshop on Wireless Information Network, Mar. 1996.
- [3] 高橋雄太, 本間尚樹, 鈴木勇斗, "透過型可変リフレクトアレーを用いた MIMO チャネル容量の改善," 2012 年電子情報通信学会総合大会, B-1-214, Mar. 2012.
- [4] L. Subrt and P. Pechac, "Controlling propagation environments using intelligent walls." 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). Mar. 2012.
- [5] Y. Takahashi, N. Honma, and Y. Suzuki, "Using a tunable transmit-array antenna to improve the propagation environment," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., Vol. 12, pp.825-827, Jun. 2013
- [6] R. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," Bell System Technical Journal, vol. 47, no. 6, pp. 957-1000, Jul. 1968.
- [7] W. Lee, "Effects on correlation between two mobile radio base-station antennas," IEEE Transactions on Communications, vol. 21, no. 11, pp. 1214-1224, Nov. 1973.
- [8] D. Chizhik, F. Rashid-Farrokhi, J. Ling and A. Lozano, "Effect of antenna separation on the capacity of BLAST in correlated channels," IEEE Communications Letters, vol. 4, no. 11, pp. 337-339, 2000.
- [9] A. F. Molisch, "A generic model for MIMO wireless propa-

gation channels," IEEE Trans. Signal Process., vol. 52, no. 1, pp. 61-71, Jan. 2004.

- [10] S. Blanch, J. Romeu, and I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description, ", Electronics Letters, vol. 39. no. 9, pp. 705-707, May 2003.
- [11] A. Ludwig, "Mutual coupling, gain and directivity of an array of two identical antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.24, no.6, pp.837-841, Nov. 1976.
- [12] P. Kyritsi and D. Chizhik, "Capacity of multiple antenna systems in free space and above perfect ground", IEEE Communications Letters, vol. 6, no. 8, pp. 325-327, 2002.
- [13] B. Getu and J. Andersen, "The MIMO cube - a compact MIMO antenna," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 4, no. 3, pp. 1136-1141, 2005.
- [14] N. Honma, K. Nishimori, Y. Takatori, A. Ohta, and K. Tsunekawa, "Proposal of compact three-port MIMO antenna employing modified inverted F antenna and notch antennas," 2006 IEEE Int. Symp. Antennas Propagat. (AP-S 2006), pp.2613-2616, Jul. 2006.
- [15] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Mutual coupling in MIMO wireless systems: a rigorous network theory analysis," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.3, no.4, pp. 1317-1325, Jul. 2004.
- [16] 本間尚樹, "MIMO アンテナの相関特性の評価," 信学技報, AP2018-95, pp.35-40, Oct. 2018.
- [17] H. Li, X. Lin, B. K. Lau, and S. He, "Equivalent circuit based calculation of signal correlation in lossy MIMO antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.61, no.10, pp.5214-5222, Oct. 2013.
- [18] N. Honma, "拡張 Wheeler Cap 法による S パラメータを用いた有損失 MIMO アンテナ相関係数の評価法," 2018 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, BS-1-10, Sep. 2018.
- [19] K. Nishimori, N. Tachikawa, Y. Takatori, R. Kudo, and K. Tsunekawa, "Frequency correlation characteristics due to antenna configurations in broadband MIMO transmission," IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, no. 6, pp. 2438-2445, June 2005.
- [20] H. Ozcelik, M. Herdin, W. Weichselberger, J. Wallace, and E. Bonek, "Deficiencies of the kronecker MIMO radio channel model," Electron. Lett., vol. 39, pp. 1209.1210, Aug. 2003.
- [21] X. Guo, J. Flordelis, G. Dahman, F. Tufvesson, and O. Edfors, "Massive MIMO channel modeling - extension of the COST 2100 Model," Joint NEWCOM/COST Workshop on Wireless Communications (JNCW). 2015.
- [22] N. Honma, H. Sato, K. Ogawa, and Y. Tsunekawa, "Accuracy of MIMO channel capacity equation based only on S -parameters of MIMO antenna," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., Vol. 14, pp.1250-1253, Jun. 2015.
- [23] H. Shin and J. Lee, "Capacity of multiple-antenna fading channels: Spatial fading correlation, double scattering, and keyhole," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 49, no. 10, pp. 2636-2647, Oct. 2003.

著者紹介

本間 尚樹 岩手大学大学院 総合科学研究科 教授
honma@iwate-u.ac.jp