

MIMO 伝搬特性の測定装置・測定方法・解析方法・モデル化

阪口 啓^{†a)} 高田 潤一^{†b)}

Measurement, Analysis, and Modeling of MIMO Propagation Channel

Kei SAKAGUCHI^{†a)} and Jun-ichi TAKADA^{†b)}

あらまし 複数の送受信アンテナを用いる MIMO 通信技術はブロードバンドワイヤレス実現の必須技術となりつつある。MIMO 通信システムの伝送容量は MIMO 伝搬特性及びアレーアンテナ構成によって決定づけられることがよく知られている。そこでアレーアンテナ構成を含む MIMO 伝搬特性の測定・解析・モデル化が重要となる。本論文では MIMO 伝搬特性を MIMO チャンネルの統計的表現と時空間マルチパス伝搬路に基づく決定論的表現に分類し、それぞれに関してその測定装置・測定方法・解析方法・モデル化の手法を事例を交えつつ紹介する。最後にアンテナ伝搬という立場から MIMO 通信システムを実用化するために残された課題を列挙する。

キーワード MIMO, 伝搬測定, 測定装置, 解析方法, モデル化

1. ま え が き

複数の送受信アンテナを用いる MIMO 通信技術はブロードバンドワイヤレス実現の必須技術であると考えられている(例えば [1] とその引用文献)。MIMO 通信システムの伝送容量は MIMO 伝搬特性及びアレーアンテナ構成によって決定づけられることがよく知られている [2] ~ [5]。そこでアレーアンテナ構成を含む MIMO 伝搬特性の測定・解析・モデル化が重要となる。

MIMO 伝搬特性を測定・解析・モデル化する際にはアレーアンテナを伝送路の一部とみなすか否かによって 2 通りのアプローチがある(図 1)。アンテナを伝送路の一部とみなす場合には、MIMO 伝搬特性は送信アレーと受信アレー間の MIMO チャンネルとして表現される。代表的な MIMO チャンネルの統計的モデルとして IST METRA プロジェクトで提案されたクロネッカー近似に基づくチャンネルモデル [6] がある。一方、アンテナを伝送路の一部と考えない場合には、MIMO 伝搬特性は各素波の放射・到来角を用いた時空間マルチパス伝搬路で表現される [7]。これらは次の二つの観点で差別化できる。まずモデルの複雑さであるが、前者

は送受信アンテナの空間相関のみをパラメータとしているため簡易に構成できるのに対して、後者は各素波の放射・到来角をパラメータとしているため非常に複雑となる。一方モデルの利便性では、前者がアンテナを含んだチャンネルモデルであるのに対して、後者はアンテナと伝搬を分離して表現しているため、同一の伝搬環境に対するアンテナ構成の優劣を比較することが可能となる。

なお近年提案されている MIMO チャンネルモデルはこれらの両方のアプローチを含んだハイブリッドモデルが多い。その一例として、無線 LAN の次世代仕様として現在標準化が進められている IEEE802.11n の

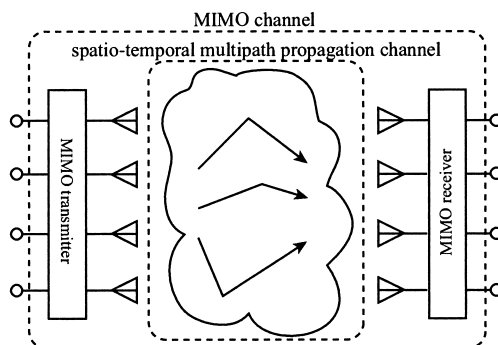


図 1 MIMO チャンネルと時空間マルチパス伝搬路
Fig.1 MIMO channel and spatio-temporal multipath propagation channel.

[†] 東京工業大学大学院理工学研究科, 東京都 Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology, 2-12-1 Ookayama, Meguro, Tokyo, 152-8552 Japan.

a) E-mail: kei@mobile.ee.titech.ac.jp

b) E-mail: takada@ide.titech.ac.jp

標準チャンネルモデル [8] は、放射・到来角分布を用いて送受信の空間相関を計算し、次にこの空間相関をクロネッカーモデルの入力とし各遅延タップのチャンネル行列を生成している。

それ以外にも、3GPP と 3GPP2 が合同で制定した MIMO シミュレーションのための標準チャンネルモデル [9] も基本的にはハイブリッドチャンネルモデルである。このモデルはセルラ環境におけるマルチユーザ/マルチセル干渉も考慮したものであり、伝搬の観点からは多くのパラメータが簡略化されているものの、システム評価のためのモデルとしてはかなり詳細なものである。一方、伝搬の観点から詳細なモデルを構築する試みとしては、屋内/マイクロセル/マクロセルなど様々な環境を偏波特性も含めて統一的にモデル化する COST 273 MIMO 標準チャンネルモデルが提案されている [10]。このモデルでは多くの測定実験に基づき放射・到来角の結合分布特性なども含めて詳細にモデル化されている。

本論文では、はじめにこれら標準チャンネルモデルの原型である MIMO チャンネルの統計的モデル、時空間マルチパス伝搬路に基づく決定論的モデル、及びそれらのハイブリッドモデルに関して定式化を行う。またハイブリッドモデルを拡張する形で MIMO アレーアンテナの素子指向性や素子間結合の影響を含めた MIMO チャンネルモデルを記述する。次に MIMO チャンネルモデルの重要な構成要素である MIMO チャンネルの統計的モデルと時空間マルチパス伝搬路に基づく決定論的モデルのモデルパラメータがどのような測定・解析を経て導き出されたかを事例を含めて概説する。更に MIMO アレーアンテナに関しては、上記 MIMO チャンネル特性を考慮した設計手法や、素子指向性・素子間結合の影響に関してこれまでに得られている主な測定・解析結果をまとめる。なおここでは測定実験に基づいたチャンネルモデルのみを取り扱い、それ以外のモデルに関しては文献 [11], [12] などを参照されたい。

本論文は次のように構成される。はじめに 2. で MIMO システムと MIMO チャンネルモデルを定式化する。特に MIMO チャンネルに関しては MIMO チャンネルの統計的モデル、時空間マルチパス伝搬路に基づく決定論的モデル、MIMO アレーアンテナ（素子指向性、素子間結合）を含めたモデル、及びそれらのハイブリッドモデルに分けて説明を行う。これらのうち MIMO チャンネルの統計的モデルは 3. で、時空間マルチパス伝搬路に関しては 4. で具体的な測定・解析方法及び

これまでに得られている主な結果をまとめている。更に 5. では MIMO チャンネル特性に与える MIMO アレーアンテナの影響を考察している。最後に 6. で本論文のまとめと今後の課題を述べる。

本論文で用いる略記及び数学記号を以下にまとめる。

MIMO	: Multi-Input Multi-Output
SISO	: Single-Input Single-Output
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
STBC	: Space Time Block Code
MMSE	: Minimum Mean Square Error
UWB	: Ultra Wide Band
SNR	: Signal-to-Noise Ratio
IID	: Independently Identically Distributed
IDFT[·]	: · の離散逆フーリエ変換
hadamard[·]	: · 次のアダマルド行列
$E_x[\cdot]$: · の x に対する標準化平均
$\text{vec}[\mathbf{X}]$: 行列 \mathbf{X} の列方向のベクトル化
\mathbf{X}^*	: 行列 \mathbf{X} の共役
\mathbf{X}^T	: 行列 \mathbf{X} の転置
\mathbf{X}^H	: 行列 \mathbf{X} の共役転置
\mathbf{X}^\dagger	: 行列 \mathbf{X} の一般逆行列
\mathbf{I}_k	: k 次の単位行列
\otimes	: クロネッカー積
\odot	: アダマルド積

2. MIMO システムとチャンネルモデル

2.1 MIMO システムモデル

はじめに送信アンテナ数が M_t 、受信アンテナ数が M_r の狭帯域 MIMO システムを考える。このとき受信信号ベクトル $\mathbf{y} \in \mathcal{C}^{M_r}$ と送信信号ベクトル $\mathbf{s} \in \mathcal{C}^{M_t}$ は MIMO チャンネル行列 $\mathbf{H} \in \mathcal{C}^{M_r \times M_t}$ を用いて以下に関係づけられる。

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

ただし $\mathbf{n} \in \mathcal{C}^{M_r}$ は平均 0、共分散 $\sigma^2 \mathbf{I}_{M_r}$ の雑音ベクトルであり、また総送信電力は $P = E_t[|\mathbf{s}(t)|^2]$ で与えられるものとする。ここで送受信アンテナ間の伝搬路が静的である環境を考えると、チャンネル行列 \mathbf{H} は送受信アンテナの位置によって決まる関数となる。簡単のために送信機を固定し受信機が $\Xi = \{x, y, z\}$ 空間を移動する場合、チャンネル行列は $\mathbf{H}(\Xi)$ と表せる。この $\mathbf{H}(\Xi)$ を測定することによって狭帯域 MIMO システムの特性を解析することができる。

一方、広帯域 MIMO システムではチャンネル行列は周波数関数 $\tilde{\mathbf{H}}(f) \in \mathcal{C}^{M_r \times M_t}$ 若しくはそのフーリエ変換対である（遅延）時間関数 $\mathbf{H}(\tau) \in \mathcal{C}^{M_r \times M_t}$ で表されることとなる。これらの表現を用いると広帯域 MIMO システムの入出力特性は以下でモデル化できる。

$$y(t) = \int H(\tau)s(t-\tau)d\tau + n(t) \quad (2)$$

$$\tilde{y}(f) = \tilde{H}(f)\tilde{s}(f) + \tilde{n}(f) \quad (3)$$

ただし $\tilde{y}(f) \in \mathcal{C}^{M_r}$, $\tilde{s}(f) \in \mathcal{C}^{M_t}$, $\tilde{n}(f) \in \mathcal{C}^{M_r}$ はそれぞれ $y(t)$, $s(t)$, $n(t)$ のフーリエ変換である。また狭帯域の場合と同様に受信機が移動する場合、チャンネル行列はそれぞれ位置の関数 $H(\tau, \Xi)$ 及び $\tilde{H}(f, \Xi)$ となる。広帯域 MIMO システムではこれらを測定することでシステムの特性を解析できる。

ところで、システムの帯域幅若しくは測定する帯域幅が ΔF に制限される場合、遅延時間は $\Delta\tau = 1/\Delta F$ の離散値（分解能）となる。一方、チャンネルを測定する時間も ΔT に制限されるため周波数は $\Delta f = 1/\Delta T$ の離散値（分解能）となる。以後、離散系のチャンネル行列は $H(n, \Xi)$, $\tilde{H}(k, \Xi)$ と表すこととし、これらは離散フーリエ変換を用いて互いに計算できる。ただし n は離散化された遅延時間 $\tau = n\Delta\tau$ のインデックスであり、 k は離散化された周波数 $f = k\Delta f$ のインデックスである。

2.2 MIMO チャンネルモデル

ここでは MIMO チャンネルのモデル化手法である MIMO チャンネルの統計的モデル、時空間マルチパス伝搬路に基づく決定論的モデル、MIMO アレーアンテナ（素子指向性、素子間結合）を含めたモデルを順に説明し、最後にこれらのハイブリッドモデルを紹介する。

2.2.1 MIMO チャンネルの統計的モデル

まずチャンネルの統計的モデル化から始める。簡単のために広義定常性が成り立つ移動範囲 $\Delta\Xi$ におけるモデル化を考える。最も簡易かつ歴史深い手法として複素ガウス過程によるモデル化が考えられる。複素ガウス過程において定常成分は直接波（LOS 成分）、変動成分は散乱波（NLOS 成分）による寄与と考えられ、時間軸上のチャンネル行列 $H(n, \Xi)$ は以下のようにモデル化できる [13]。

$$H(n, \Xi) = \sqrt{KP_H}H_d(n, \Xi) + \zeta(n)H_s(n, \Xi) \quad (4)$$

ここで $H_d(n, \Xi) \in \mathcal{C}^{M_r \times M_t}$ は直接波に相当する正規化されたチャンネル行列であり、一般には遅延時間 ($n = 0$) にのみ値が存在する。一方、 $H_s(n, \Xi) \in \mathcal{C}^{M_r \times M_t}$ は直接波以外の散乱波の重ね合わせで表される正規化されたチャンネル行列であり、遅延時間 $n = 0 \sim \infty$ までの遅延広がりを持ち、その各要素は平均 0 分散 1 の

複素ガウス分布に従う。散乱波成分 $H_s(n, \Xi)$ は振幅遅延プロファイル $\zeta(n)$ で重み付けられ、その総電力は $P_H = \sum_n |\zeta(n)|^2$ となる。これに対して直接波成分 $H_d(n, \Xi)$ はライスファクタ K を用いて $\sqrt{KP_H}$ で重み付けられることとなる。

次に NLOS 成分である $H_s(n, \Xi)$ を更にモデル化する。アンテナ素子間隔が狭い場合や到来波の角度広がりが小さい伝搬環境を考えると、 $H_s(n, \Xi)$ は互いに相関のある複素ガウス過程でモデル化されるべきである。 $H_s(n, \Xi)$ のすべての要素間の相関行列 $R(n) \in \mathcal{C}^{M_r \times M_t \times M_r \times M_t}$ は次式で計算できる。

$$R(n) = E_{\Xi}[\text{vec}[H_s(n, \Xi)]\text{vec}[H_s(n, \Xi)]^H] \quad (5)$$

この相関行列 $R(n)$ が与えられたとするとチャンネル行列 $H_s(n, \Xi)$ は以下のようにモデル化できる。ただしここでいうモデル化とは統計的に同じ性質をもったチャンネル行列を数理的に表現するという意味である。

$$\text{vec}[H_s(n, \Xi)] = \sqrt{R(n)}\text{vec}[G(\Xi)] \quad (6)$$

ここで $G(\Xi) \in \mathcal{C}^{M_r \times M_t}$ は IID 複素ガウス行列であり、 $M_r \times M_t$ の MIMO チャンネルの確率的性質の種となる。更に $G(\Xi)$ に Ξ 上での受信機の移動に応じた時間相関（ドップラーフィルタ）を与えることで時空間で相関のある動的な $H_s(n, \Xi(t))$ を生成できる。

これらの議論を更に簡易にするものとしてクロネッカーモデルが提案されている [14], [15]。クロネッカーモデルでは次式のように相関行列 $R(n)$ を受信機側の空間相関行列 $R_r(n) \in \mathcal{C}^{M_r \times M_r}$ と送信機側の空間相関行列 $R_t(n) \in \mathcal{C}^{M_t \times M_t}$ のクロネッカー積で近似する。

$$R(n) \cong R_t(n) \otimes R_r(n) \quad (7)$$

$$R_r(n) = E_{\Xi}[H_s(n, \Xi)H_s^H(n, \Xi)]/M_t \quad (8)$$

$$R_t(n) = E_{\Xi}[(H_s^H(n, \Xi)H_s(n, \Xi))^*]M_r \quad (9)$$

この近似を用いるとチャンネル行列 $H_s(n, \Xi)$ は次式のように簡易にモデル化できる。

$$H_s(n, \Xi) = \sqrt{R_r(n)}G(\Xi) \left(\sqrt{R_t(n)} \right)^T \quad (10)$$

このチャンネルモデルでは送受信機それぞれの空間相関行列が独立に MIMO 伝搬特性を決定づけている。

2.2.2 時空間マルチパス伝搬路に基づく決定論的モデル

ではこれらの空間相関行列はどのように決定される

のか、その疑問に答えるためには時空間マルチパス伝搬路に基づくモデル化が必要となる。周波数軸上のチャンネル行列 $\tilde{H}(k, \Xi)$ は L 個のマルチパス（素波）の重ね合わせで記述できる。各素波は複素振幅 $\tilde{\zeta}$ （その位相は遅延時間 τ の関数）、放射角 $\Theta_t = \{\phi_t, \theta_t\}$ （方位角 ϕ_t 、仰角 θ_t ）、到来角 $\Theta_r = \{\phi_r, \theta_r\}$ （方位角 ϕ_r 、仰角 θ_r ）の時空間マルチパスパラメータで特徴づけられ、これらを用いてチャンネル行列 $\tilde{H}(k, \Xi)$ は以下でモデル化できる。

$$\tilde{H}(k, \Xi) = \sum_{l=1}^L \tilde{\zeta}_l(k, \Xi) \tilde{a}_r(k, \Theta_{rl}) \tilde{a}_t^T(k, \Theta_{tl}) \quad (11)$$

ここで $\tilde{a}_r(k, \Theta)$ 及び $\tilde{a}_t(k, \Theta)$ はそれぞれ周波数 $k\Delta f$ において角度 Θ から素波が到来したときの受信機及び送信機のアレーモードベクトルを表している。

一般的な通信システムでは、アレーの開口において帯域幅 ΔF はキャリア周波数に対して十分狭帯域であるため、アレーアンテナの狭帯域近似 $\tilde{a}(k, \Theta) \cong a(\Theta)$ が成り立つ。このとき式 (11) を離散フーリエ変換することによって時間軸上のチャンネル行列 $H(n, \Xi)$ を次のように計算できる。

$$H(n, \Xi) \cong \sum_{l=1}^L \zeta_l(n, \Xi) a_r(\Theta_{rl}) a_t^T(\Theta_{tl}) \quad (12)$$

ここで $\zeta_l(n, \Xi)$ は第 l 素波の位置 Ξ におけるインパルス応答であるが、帯域制限されているため複数の遅延サンプル時刻に広がりをもっている。

仮に式 (12) において無相関散乱仮定

$$E_{\Xi}[\zeta_i(n, \Xi) \zeta_j^*(n, \Xi)] \Big|_{i \neq j} = 0 \quad (13)$$

が成り立つとすると、式 (8) 及び式 (9) の空間相関行列はそれぞれ以下で計算できることとなる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{r(t)}(n) &= \frac{\sum_{l=1}^L |\zeta_l(n)|^2 \mathbf{a}_{r(t)}(\Theta_{r(t)l}) \mathbf{a}_{r(t)}^H(\Theta_{r(t)l})}{\sum_{l=1}^L |\zeta_l(n)|^2} \\ &= \frac{\sum_{l=1}^L |\zeta_l(n)|^2 \mathbf{a}_{r(t)}(\Theta_{r(t)l}) \mathbf{a}_{r(t)}^H(\Theta_{r(t)l})}{\sum_{l=1}^L |\zeta_l(n)|^2} \end{aligned} \quad (14)$$

これよりある遅延時間 n における空間相関は各素波の放射・到来角 $\{\Theta_{tl}, \Theta_{rl}\}$ 及びその電力 $|\zeta_l(n)|^2$ とアレーアンテナ構成 $\{a_t, a_r\}$ によって決定づけられてい

ることが分かる。各素波の角度分布は伝搬環境によって与えられるものであるが、アレーアンテナ構成は任意に設計することができる。よって各素波の放射・到来角などの時空間マルチパスパラメータを把握することは MIMO アレーアンテナの設計・解析において非常に重要な役割を果たすことが分かる。このように時空間マルチパス伝搬路に基づいたチャンネルモデルでは、アンテナと伝搬を分離して表現しているため、同一の伝搬環境において異なるアンテナ構成の特性を評価することができる。

2.2.3 MIMO アレーアンテナ（素子指向性と素子間結合）を含めたモデル

ここではこれまで紹介した MIMO チャンネルモデルを MIMO アレーアンテナの素子指向性と素子間結合の影響を含めた形に拡張する。

はじめに素子指向性の影響を考える。式 (11) に対して各アンテナの素子指向性の影響を明示的に与えると式 (15) が得られる。ただし式 (12) の導出と同様にアレーアンテナに関しては帯域幅 ΔF における狭帯域近似が成り立つものとしている。

$$\tilde{H}_{\text{ant}}(k, \Xi) = \sum_{l=1}^L \tilde{\zeta}_l(k, \Xi) a_{\text{rant}}(\Theta_{rl}) a_{\text{tant}}^T(\Theta_{tl}) \quad (15)$$

ここで $\tilde{H}_{\text{ant}}(k, \Xi) \in \mathcal{C}^{M_r \times M_t}$ は各アンテナの指向性を考慮した周波数 $k\Delta f$ 位置 Ξ における MIMO チャンネル行列である。また $a_{\text{ant}}(\Theta)$ は各アンテナの指向性を考慮したアレー応答ベクトルであり、各アンテナの配置のみによって決まるアレーモードベクトル $a(\Theta)$ と以下で関係づけられる。

$$a_{\text{rant}}(\Theta_r) = \mathbf{g}_r(\Theta_r) \odot a_r(\Theta_r) \quad (16)$$

$$a_{\text{tant}}(\Theta_t) = \mathbf{g}_t(\Theta_t) \odot a_t(\Theta_t) \quad (17)$$

ここで $\mathbf{g}_r(\Theta_r) = [g_1(\Theta_r) \cdots g_{M_r}(\Theta_r)]^T \in \mathcal{C}^{M_r}$ は受信アンテナの指向性ベクトルであり、 $\mathbf{g}_t(\Theta_t) = [g_1(\Theta_t) \cdots g_{M_t}(\Theta_t)]^T \in \mathcal{C}^{M_t}$ は送信アンテナの指向性ベクトルである。更に指向性利得 $g(\Theta)$ を方位角 ϕ 仰角 θ の複素ベクトル関数として定義することで偏波を含めた解析が可能となる。この場合は各素波の振幅 $\tilde{\zeta}_l(k, \Xi)$ も複素ベクトル表記となる。以上により各アンテナの素子指向性を含めた MIMO チャンネルのモデル化を行った。MIMO システムでは各素子の指向性を工夫することによって空間ダイバーシチだけではな

く指向性ダイバーシチや偏波ダイバーシチの効果を期待することができる。

次に素子間結合の影響を考える。MIMO アレーンテナにおいてアンテナ素子を互いに近接して設置した場合には、一つのアンテナから（再）放射された電波によってもう一つのアンテナが励振される素子間結合が発生する。このとき送受信機の RF 回路に励振（誘起）される電圧間のチャンネル行列 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{RF}}(k, \Xi) \in \mathcal{C}^{M_r \times M_t}$ は次式で計算することができる [16] ~ [18]。

$$\tilde{\mathbf{H}}_{\text{RF}}(k, \Xi) = \mathbf{Q}_r \tilde{\mathbf{H}}_{\text{ant}}(k, \Xi) \mathbf{Q}_t \quad (18)$$

ここで $\mathbf{Q}_r \in \mathcal{C}^{M_r \times M_r}$ 及び $\mathbf{Q}_t \in \mathcal{C}^{M_t \times M_t}$ はそれぞれ受信アレーンテナ及び送信アレーンテナの結合行列である。ただし簡単のためにここでは単一モードアンテナを考えている。これらの結合行列は受信及び送信アレーンテナの回路側から見たインピーダンス行列 $\mathbf{Z}_{r(t)\text{ant}} \in \mathcal{C}^{M_r \times M_r}$ ($\in \mathcal{C}^{M_t \times M_t}$) 及び受信機及び送信機の負荷インピーダンス行列 $\mathbf{Z}_{r(t)L} \in \mathcal{C}^{M_r \times M_r}$ ($\in \mathcal{C}^{M_t \times M_t}$) を用いて以下のように計算される。ただし $\mathbf{Z}_{r(t)L}$ は各送信機間及び各受信機間のアイソレーションが十分に保たれている場合には対角行列となる。

$$\mathbf{Q}_r = (\mathbf{Z}_{rL})(\mathbf{Z}_{\text{rant}} + \mathbf{Z}_{rL})^\dagger \quad (19)$$

$$\mathbf{Q}_t = (\mathbf{Z}_{\text{tant}})(\mathbf{Z}_{\text{tant}} + \mathbf{Z}_{tL})^\dagger \quad (20)$$

以上により各アンテナの指向性及び素子間結合を考慮した MIMO チャンnel 行列を式 (18) でモデル化することができた。このチャンネルモデルを用いることでアレーンテナと伝搬路を含めたより現実的な MIMO 伝送システム的设计・解析・評価が可能となる。

2.2.4 ハイブリッドモデル

これまで MIMO チャンnel の統計的モデル、時空間マルチパス伝搬路に基づく決定論的モデル、及び MIMO アレーンテナと個別に説明を行ったが、近年提案されている標準チャンネルモデルではこれらのアプローチを組み合わせる使用する場合が多い。このハイブリッドモデルの一例を図 2 に示す。これは IEEE802.11n 標準チャンネルモデル [8] にアレーンテナの素子指向性と素子間結合のモデルを加えたものである。図において左側が MIMO チャンnel の統計的モデルであり、右側が時空間マルチパス伝搬路に基づくモデルを表している。またチャンネルのモデルパラメータ及び MIMO アレーンテナ的设计パラメータも図中の記号で示している。この例では、時空間マルチパスパラメータを

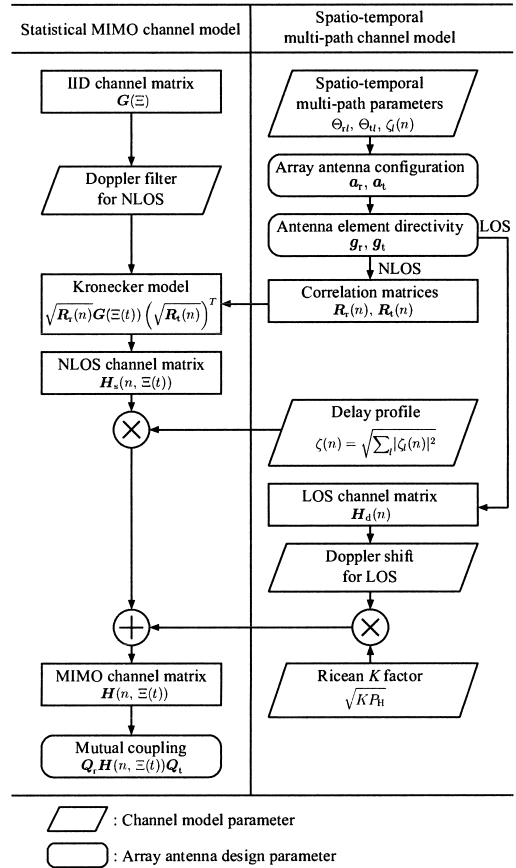


図 2 ハイブリッド MIMO チャンnel モデルフローチャート
Fig. 2 Functional flowchart of hybrid MIMO channel model.

用いて空間相関行列を計算し、クロネッカーモデルに基づく統計的手法で各遅延時間のチャンネル行列を生成している。この例以外にも固定局である基地局側は空間相関を用いた統計的表現をし、移動局である端末側はダイナミックな変動を考慮した時空間マルチパス伝搬路で表現するといったハイブリッドなモデルも提案されている [19]。このように二つのアプローチを組み合わせることにより、両者の利点、すなわちアンテナと伝搬の分離表現、及びモデルの簡便性を両立することができる。

これまで説明してきたチャンネルモデルを用いて実際に MIMO システムの評価を行うためには時空間マルチパスパラメータや空間相関などのモデルパラメータの設定が非常に重要となる。このモデルパラメータを決定するためには、またモデルの妥当性自身を評価するためには、多くの伝搬測定実験及び解析が必要と

なる．本論文では以後，MIMO チャンネル，時空間マルチパス伝搬路，及び MIMO アレーアンテナの三分野に分けて，これまでに得られている主な測定・解析結果及び測定・解析の実例を紹介する．

3. MIMO チャンネルの測定・解析

本章では MIMO チャンネルの測定・解析に関して，他機関を含めてこれまでに得られている主な結果を紹介するとともに，筆者らが過去に行った MIMO チャンネルの測定実験 [20] を例に，MIMO チャンネルの測定装置，測定・解析方法，測定結果の実例を示す．

3.1 MIMO チャンネルの測定・解析に関するサーベイ

MIMO チャンネルの本格的な測定・解析は 2000 年ごろより始まった．当初は測定したチャンネル行列から伝送容量を解析し，MIMO 通信システムの有効性を検証するものが多かった．代表的なものとして 5 GHz 帯屋内実験 [21]，1.9 GHz 帯屋外実験 [22] がある．

次に話題となったのがクロネッカーモデルである．クロネッカーモデルは最終的に [14], [15] によってまとめられたが，それまでに実に多くの検証実験が行われている．[23] は最も早い検証実験であり，5.2 GHz 帯屋内 NLOS 環境におけるクロネッカーモデルの有効性が述べられた．一方 [24] では Manhattan における屋外実験データを用いた検証が行われた．更に [25] では 900 MHz 帯を用いたトンネル内における実験においても検証が行われた．これら多くの検証実験を経てクロネッカーモデルは一般に認知されるものになったと考えられる．一方，近年になってクロネッカーモデルの欠点も報告されており [26]，これを受けてクロネッカーモデルの改良 [27] も提案されている．

その他の研究として [13] では 2.5 GHz 帯における屋外実験をもとにライズ環境におけるチャンネルの解析・モデル化が行われた．[28] では屋内 LOS 環境における実験が行われ，空間相関の距離依存性や送受での非対称性が報告された．更に [29], [30] では空間相関と SNR が MIMO 伝送容量に与える影響が実験を通して検討されており，SNR が高いときには空間相関の影響が小さいことが報告されている．

最近では誤り率などの MIMO 伝送特性の測定を行い，MIMO 伝搬特性との関係を考察している論文も多く見られる．[31] では早々に屋外 MIMO-OFDM 伝送実験を行い，STBC や MMSE アルゴリズムにおける誤り率が測定され，MIMO チャンネル行列の条件数

などを用いた考察が行われている．屋内環境における同様の実験は [32] においても報告されている．ここでは Demmel の条件数を用いて測定した MIMO チャンネルをより伝送に近い視点で評価している．[33] では，特に LOS 環境における MIMO チャンネルの測定結果から MMSE アルゴリズムにおける誤り率特性を評価し，MIMO チャンネルの空間相関・固有解析などを用いて考察を行っている．最後に [34] では測定器ベースのハードウェアを用いて MIMO 固有モード伝送の誤り率を測定し，実環境における理論値からの特性劣化量を MIMO チャンネルの空間相関や時間相関を用いて考察している．以上，MIMO チャンネルの測定・解析に関してこれまでに得られている主な結果をまとめた．

3.2 MIMO チャンネルの測定・解析実例

ここでは筆者らが過去に行った MIMO チャンネルの測定実験 [20] を例に，MIMO チャンネルの測定装置，測定・解析方法，測定結果の実例を示す．また簡単のために式 (1) で与えられる狭帯域 MIMO システムを考える．広帯域システムにおいても式 (3) で与えられる周波数軸上のモデルを考えると議論は狭帯域系と基本的に同じになる．

3.2.1 MIMO チャンネルの測定方法

MIMO チャンネル行列を測定するためにはプローブ信号（トレーニング信号）を送信し，その応答からチャンネルを測定（サウンディング）する手法が用いられる．トレーニング信号を用いた最小二乗チャンネル推定は以下で計算できる．

$$\hat{H} = Y S^\dagger \quad (21)$$

ここで $\hat{H} \in \mathcal{C}^{M_r \times M_t}$ はチャンネル行列の推定値， $Y = [y(0) \cdots y((N-1)\Delta t)] \in \mathcal{C}^{M_r \times N}$ は受信信号行列， $S = [s(0) \cdots s((N-1)\Delta t)] \in \mathcal{C}^{M_t \times N}$ はトレーニング信号行列， Δt はシンボル周期， N はトレーニングシンボル数である．また最小二乗法の解が一意に決まるためにはトレーニングシンボル数は $N \geq M_t$ の条件を満たす必要がある．

チャンネルサウンディングはトレーニング信号の種類に応じて時分割方式 (TDM)，周波数分割方式 (FDM)，コード分割方式 (CDM) に分類できる．表 1 にこれらの方法の特徴と代表的な文献をまとめた．時分割方式では，従来の SISO チャンネルサウンダにアレーアンテナを取り付けそれらをスイッチで切り換える方式と，SISO チャンネルサウンダのアンテナを移動させて測定する合成開口方式がある．この場合送受信機が 1 系統

で済むのでハードウェアの製作コストは小さい。4. で説明する時空間マルチパス伝搬路の測定では、高い角度分解能を得るために多素子のアレー構成を必要とするため、時分割方式がよく用いられる。問題点としてはアンテナの切換が必要なためリアルタイムの伝搬・伝送特性の測定は難しく測定の自由度は低くなる。一方、コード分割方式では M_t 個の送信アンテナから（疑似）直交した系列、例えばアダマール系列、を送信し、受信側ではこれらの直交性を利用してチャネル推定を行う。時分割方式とは逆に M_t 個の送信機及び M_r 個の受信機が必要となるためハードウェアコストは高いが測定の自由度も高い。本節で説明するような実アプリケーションに近い MIMO システムの解析にはコード分割方式がよく用いられる。周波数分割方式は、単一の送信機ベースバンド系に対して複数のローカル信号を用意することにより周波数軸上で信号を分離する方式である。表では OFDM を意識したトレーニング信号を例として示している。これにより送信機の、特にベースバンドハードウェアコストを削減し、またリアルタイム測定も可能となる。しかし送信機ごとに測定周波数が異なるため、受信機ではそれを考慮した処理が必要となる。これらの中から本節ではコード分割方式を用いた測定系を用いる。

3.2.2 MIMO 伝送容量の解析

測定した MIMO チャネル行列の最も基本的な解析方法として MIMO 伝送容量の計算がある。はじめに解析範囲 $\Delta\Xi$ における平均 SNR を簡易に計算するために測定したチャネル行列 $\hat{H}(\Xi)$ を次式により規格化する。

$$\bar{H}(\Xi) = \sqrt{\frac{M_r \cdot M_t}{E_{\Xi}[\|\hat{H}(\Xi)\|_F^2]}} \hat{H}(\Xi) \quad (22)$$

規格化したチャネル行列を用いて各受信位置 Ξ における伝送容量は次式で計算できる [2]。

$$C(\Xi) = \log_2 \left[\det \left[\mathbf{I}_{M_r} + \frac{P}{M_t \sigma^2} \bar{H}(\Xi) \bar{H}^H(\Xi) \right] \right] \quad (23)$$

表 1 MIMO チャネルサウンディング方式の分類
Table 1 Classification of MIMO channel sounding.

	トレーニング信号	ハード	自由度	文献
TDM	$S = \mathbf{I}_{M_t}$			[35] ~ [37]
FDM	$S = \text{IDFT}[\mathbf{I}_{M_t}]$			[38], [39]
CDM	$S = \text{hadamard}[M_t]$			[40]

ただしここでは簡単のために各送信ストリームへの総送信電力の等分配を仮定した。これを用いてある解析範囲 $\Delta\Xi$ における平均伝送容量は $C_{av} = E_{\Xi}[C(\Xi)]$ により計算できる。

本論文では紙面の都合上 MIMO 伝送容量の解析のみを紹介するが、同一環境における伝搬特性、伝送特性などの解析結果はオリジナル論文 [20] を参照されたい。

3.2.3 MIMO チャネル測定装置

図 3 に本実験に用いた測定システムのブロック図を表 2 に本測定の諸元を示す。図 3 において左側は送信系を右側は受信系を示している。送信系はベースバンドの I/Q 信号を 8 チャンルの任意波形発生器 (AWG) を用いて生成し、4 チャンルの送信機により 5.2 GHz 帯にアップコンバートし 4 素子線形アレーアンテナ (ULA) から送信する。なお送受信ともアンテナ間隔は半波長とし、各素子には水平面無指向性アンテナを用いているが、素子間が近接しているために素子間結合の影響が含まれることに注意されたい。トレーニング信号には生成多項式の異なる 5 段 M 系列を用いている。一方、受信系では同じく 4 素子線形アレーアンテナで受信し、4 チャンルの受信機によりベースバンド I/Q 信号にダウンコンバートし、8 チャンルのディジタルサンプリングオシロスコープ (DSO) でデー

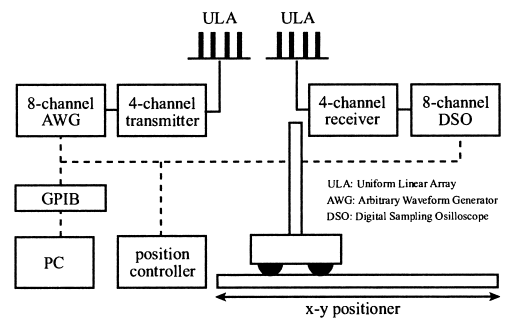


図 3 MIMO チャネル測定システム
Fig. 3 MIMO channel measurement system.

表 2 MIMO チャネル測定諸元
Table 2 MIMO channel measurement conditions.

中心周波数	5.2 GHz
アレー構成	半波長間隔 4 素子線形アレー
アンテナ素子	半波長スリプダイポール
チャネル間偏差	0.5 dB 以下, 3 deg 以下
測定ポイント数	256 (30 cm × 30 cm 中 2 cm × 2 cm 間隔)
平均受信 SNR	25 dB
トレーニング長	31 シンボル
シンボルレート	125 ksps

タを取得する．受信アレーアンテナは移動端末として x - y ポジション上に設置し，位置を移動させてチャネル行列 $H(\Xi)$ を測定する．送信信号の生成，受信信号処理，端末位置制御は GPIB で接続されたノート PC により一括で行われる．このように測定器などを組み合わせることによって簡単に MIMO チャネルの測定を行うことができる．

3.2.4 MIMO チャネル測定解析結果

測定は図 4 に示す環境で行った．送信アレーアンテナは基地局として廊下天井に固定し，受信アンテナは部屋内に設置した x - y ポジション上に取り付けた．部屋の扉は閉じた状態となっており NLOS 環境となっている．

この環境において測定したチャネル行列を用いて SISO 及び MIMO システムの伝送容量の分布特性を図 5 に計算した．ただし SISO システムの計算には第 1 送信アンテナと第 1 受信アンテナを用いている．両者を比較すると MIMO システムの伝送容量がいずれの受信位置においても SISO システムを大幅に上回っていることが分かる．また伝送容量特性は x 軸， y 軸ともほぼランダムに変動しているため，本測定環境は比較的マルチパスリッチな環境であることが予想で

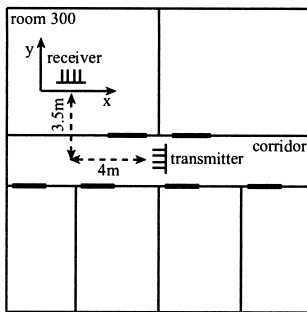


図 4 MIMO チャネル測定実験環境

Fig. 4 MIMO channel measurement environment.

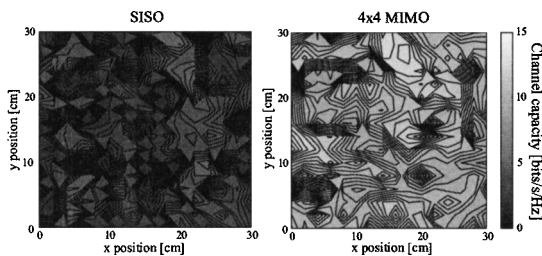


図 5 伝送容量分布 (SNR=10 dB)

Fig. 5 Channel capacity map (SNR=10 dB).

きる．

より SISO と MIMO システムの比較を分かりやすくするために伝送容量の累積確率を計算し図 6 に示す．ここで 2×2 MIMO とは，送受とも第 1 アンテナから数えて 2 素子を選択した 2×2 の MIMO システムである．後に説明する 3×3 の MIMO システムも同様にアンテナを選択している．図において実線は実験値，点線は同じ SNR を実現する IID MIMO チャネルにおける理論値である．図より MIMO システムの特性は SISO システムの特性をほぼ右スライドさせたものとなっており，いずれの累積確率においても MIMO システムが有利であることが分かる．また理論値と実験値はほぼ類似した特性を示しており，測定した MIMO チャネルは IID に近いことも分かる．

更に分かりやすい解析として MIMO アンテナ本数 (送受信とも同数) に対する平均伝送容量を計算し図 7 に示す．図よりいずれの SNR においても MIMO 伝送容量は MIMO アンテナ本数に対して線形に伸びていることが分かる．これより測定実験によって MIMO 通信システムのフェージビリティを証明することができ，また測定した環境は IID MIMO チャネルでほぼ表現できることが分かった．

上記において理論値と実験値の特性差の原因を解析するために，送受信の空間相関特性を計算し図 8 に示す．ここでは送受信とも第 1 アンテナ素子に対する空間相関を示している．図より送受信とも若干の空間相関が存在することが分かる．またこれらはアンテナ間隔が大きくなると振動しながら減衰していく様子が見られる．よってアンテナ間隔を広げると IID に近づき

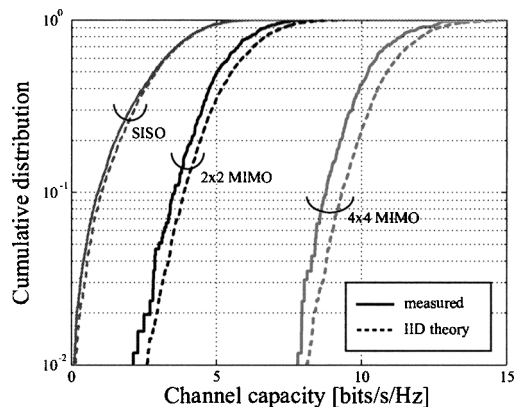


図 6 伝送容量の累積確率分布 (SNR=10 dB)

Fig. 6 CDF of MIMO channel capacity (SNR=10 dB).

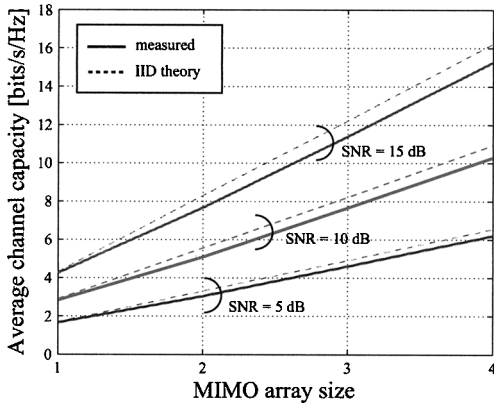


図7 MIMO アンテナ本数に対する MIMO 平均伝送容量
Fig. 7 Average MIMO channel capacity for different MIMO array size.

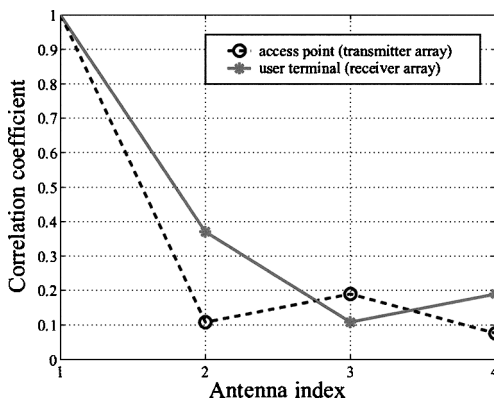


図8 送受信アレーアンテナの空間相関特性
Fig. 8 Spatial correlation on transmit and receive array antennas.

送容量特性の改善が期待できるが、本実験環境では半波長間隔のアレーアンテナでもほぼ理想的な特性が得られたと結論づけたい。

4. 時空間マルチパス伝搬路の測定・解析

本章では時空間マルチパス伝搬路の測定・解析に関して、他機関を含めた研究動向を紹介するとともに、筆者らが過去に行った時空間マルチパス伝搬路の測定実験 [41] を例に、時空間マルチパス伝搬路の測定装置、測定・解析方法、測定結果の実例を示す。

4.1 時空間マルチパス伝搬路の測定・解析に関するサーベイ

送受信側双方の角度特性を含んだ時空間マルチパス伝搬路 (double-directional propagation channel)

という考え方は 1998 年ごろに考えられたようである [7], [42]。2000 年には最初の実測結果として、Ilmenau 市街で 5.2 GHz を用いた 26 m × 27 m 及び 37 m × 40 m の中庭での測定結果が報告され、幾何光学的な伝搬経路が特定されている [43], [44]。それ以後の代表的な実験結果としては、Aalborg 大学内の見通し外マイクロセル環境 [45], Helsinki 市街における小型マイクロセル環境 [36], 1.9 GHz 及び 5.2 GHz における屋内入射環境 [46], [47], 廊下 [48], 日本家屋 [49] などにおける報告がなされている。なお、COST 273 では、参加している 10 以上の研究機関が分担・協力し、様々な環境における時空間マルチパス伝搬路の測定を行い、その結果をまとめている最中である [10]。

時空間マルチパスパラメータの測定法としては最優秀な推定に基づくパラメータ推定法が一般的に用いられている [35], [50]。しかし時間・空間分解能が有限であるため、すべての素波を分離することはできない。推定した時空間マルチパスパラメータとアレーアンテナ構成から MIMO チャンnel 行列を再構成し、直接測定したチャンネル行列との伝送容量を比較した検討では、チャンネル行列が、パラメータ推定により抽出された正規散乱成分と、ランダムに分布する非正規散乱成分の重ね合わせで表現できることが明らかにされている [51], [52]。この非正規散乱波は、測定システムの分解能以下の範囲に多数到来しているため、通常の平面波とは異なるモデルに基づく測定法が必要である。これまで、角度広がりとして処理する方法 [53], [54], 遅延広がりとして処理する方法 [35] などが提案されているが、いずれも「波源」のモデル化であるため、送信側・受信側の両方を同時に定式化するための拡張に関しては今後の課題である。なお、非正規散乱の原因とされる壁面の凹凸に関してはマイクロな測定・解析が進められており、窓枠などによる回折が主要なメカニズムであることが明らかになりつつある [55], [56]。

実験により得られた時空間マルチパスパラメータは、個々の測定環境に固有のものである。この結果を統計的に処理することにより、一般的なチャンネルモデルを導くことができる。この場合、全測定パラメータに対して統計処理を施すのではなく、同様の時空間伝搬特性をもつ素波をクラスターと認識して統計処理を施す方法が用いられる。この方法により、伝搬特性の物理的な意味を失うことなく統計的なモデルを導くことが可能となる。時間領域と空間領域を独立に解析した例では、クラスター内における素波の角度プロファイルがラ

プラス分布に、遅延プロファイルが指数分布に従うことが報告されている [57], [58]。しかし時間領域と空間領域の結合分布特性の解析は今後の検討課題の一つとなっている。

クラスタを用いた代表的な伝搬モデルとして Saleh-Valenzuela (SV) モデルがある [58]。このモデルでは、マルチパスが局所的な指数関数遅延プロファイルに従うクラスタの重ね合わせとして表現されている。更にクラスタ自体及びクラスタ内の各素波を独立なポアソン分布により発生させることでダイナミックなシミュレーションも可能となっている。この SV モデルを到来方向へ拡張する試みがなされ、クラスタ方向が一様ランダム、クラスタ内角度プロファイルがラプラス分布で得られるモデルが、実験に基づき提案されている [59]、更にクロネッカーモデルを適用して、送受信両側を独立に考慮した Saleh-Valenzuela with AOA/AOD (SVA) モデルが提案され [60]、IEEE802.11n 標準チャンネルモデル [8] のベースになっている。

SV モデルとは異なるモデル化の流れとして、測定により得られた時空間マルチパスパラメータをもとに、空間における散乱体の分布を確率的に表現し幾何光学的に伝搬路を決定するモデル化手法がある [11], [61]。これを、幾何学形状に基づく確率的チャンネルモデル (Geometrically based Stochastic Channel Model: GSCM) という。このモデルは 1 回反射の素波のみに対応しているが、2 回反射以上の散乱波をクロネッカー近似に基づく放射方向と到来方向が無相関なモデルで表現したものが [62] である。これと流れを同じくして、COST273 においても、時空間マルチパス伝搬路を直接波・1 回反射波と 2 回反射波以上の成分の重ね合わせでモデル化を行っている [10]。特に直接波・1 回反射波成分に関しては、測定実験に基づき放射方向と到来方向の結合分布を与えている。以上、時空間マルチパス伝搬路の測定・解析に関してこれまでに得られている主な結果をまとめた。

4.2 時空間マルチパス伝搬路の測定・解析実例

ここでは筆者らが過去に行った測定実験 [41] を例に、時空間マルチパス伝搬路の測定装置、測定・解析方法、測定結果の実例を示す。チャンネル行列が式 (15) で表されるとして、その測定値から、送受信アレーアンテナの寄与を取り除いた時空間マルチパス伝搬路パラメータを測定・解析する。

4.2.1 時空間マルチパス伝搬路の測定方法

時空間マルチパス伝搬路パラメータの測定は、まず、

広帯域のチャンネルサウンディングを行い、式 (15) で表されるチャンネル行列 $\tilde{H}(k)$ を取得する。ただしここでは表記の簡略化のためにアンテナに関するサフィックスと位置に関するインデックスを省略している。測定システムの周波数帯域幅やアレーサイズは、時空間マルチパスを素波に分離するために高い時間・角度分解能を必要とするため、3. で説明した測定システムよりも大幅に大きなものを使用する必要がある。

次に、取得したチャンネル行列 $\tilde{H}(k)$ から時空間マルチパスパラメータを推定する。推定手法としては、大別してスペクトル推定とパラメータ推定がある。スペクトル推定はモデルを仮定しないノンパラメトリックな手法であり、分解能が劣るが安定して動作するビームフォーミングが用いられる [36]。一方、パラメータ推定では、式 (15) のようなモデルを仮定して、そのパラメータを高分解能に推定する。初期には多次元ユニタリ ESPRIT 法が用いられていた [39], [63]。しかしながら、コヒーレント信号の相関を下げるためのスムージング処理を必要とするばかりでなく、アレー形状もリニアアレー若しくは方形アレーに限定され、更に素子間結合の補償も必要なことから、最近では最ゆう推定に基づく手法が一般的となっている [35], [50]。

ここでは最ゆう推定を簡略化した ISI-SAGE アルゴリズム [50] を用いたパラメータ推定法を説明する。本論文では紙面の都合上原理のみを述べるが、詳細なアルゴリズムは [64] を参照されたい。推定対象は各素波の複素振幅 s_l 、遅延時間 τ_l 、放射角 Θ_{tl} 、到来角 Θ_{rl} である。以下、推定すべきパラメータの集合を $\Psi_l = \{s_l, \tau_l, \Theta_{tl}, \Theta_{rl}\}$ と表す。ただし複素振幅 s_l と遅延時間 τ_l は式 (15) の $\tilde{\zeta}_l(k)$ と $\tilde{\zeta}_l(k) = s_l \exp(-j2\pi k \Delta f \tau_l)$ で関係づけられる。

測定したチャンネル行列 $\tilde{H}(k)$ に白色ガウス雑音を重ねられているとすると、パラメータの最ゆう推定は次式で表される。

$$\begin{aligned} & \{\Psi_l\}_{l=1}^L \\ & = \arg \min_{\{\Psi_l\}_{l=1}^L} \sum_{k=1}^K \left\| \tilde{H}(k) - \hat{H}(k; \{\Psi_l\}_{l=1}^L) \right\|_F^2 \end{aligned} \quad (24)$$

ただし、 $\hat{H}(k; \{\Psi_l\}_{l=1}^L)$ は $\tilde{H}(k)$ のパラメトリックな推定値である。 \hat{H} の計算には実測したアレー応答ベクトルを用いるので、推定されたパラメータ $\{\Psi_l\}_{l=1}^L$ はアレーアンテナの指向性の寄与を含まない。式 (24)

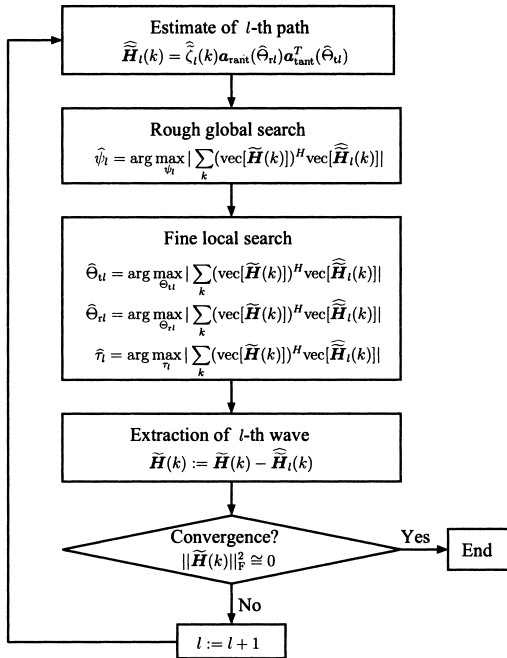


図 9 ISI-SAGE による逐次パラメータ推定
Fig. 9 Successive parameter estimation by ISI-SAGE.

は $6L$ 次元同時最適化問題であり、計算量がぼう大となる。そこで、ISI-SAGE では、直列型干渉キャンセラと同様に、強い素波から順に検出・消去を繰り返す。具体的な計算ステップは図 9 のようになる。

4.2.2 時空間マルチパスパラメータのクラスタ解析

4.1 でも述べたが、同一若しくは類似の散乱プロセスを経た素波の集合をクラスタと呼ぶ。ここではパラメータ推定によって抽出した時空間マルチパス伝搬路の各素波に対して遅延時間及び角度が近い素波の集合であるクラスタに分類する。このような処理により物理的意味をもったパラメータの集合とその統計的分布を導くことができる。

なお、統計学やパターン認識の分野では様々なクラスタ解析の手法が構築されているが、電波伝搬の分野でクラスタ解析の自動化に成功したという例はほとんど報告されていない。したがって、目視などの方法を用いて、経験論的にクラスタ解析を行うのが一般的である。

4.2.3 時空間マルチパス伝搬路測定装置

図 10 に本実験に用いた測定システムのブロック図を、表 3 に測定諸元を示す。測定にはベクトルネット

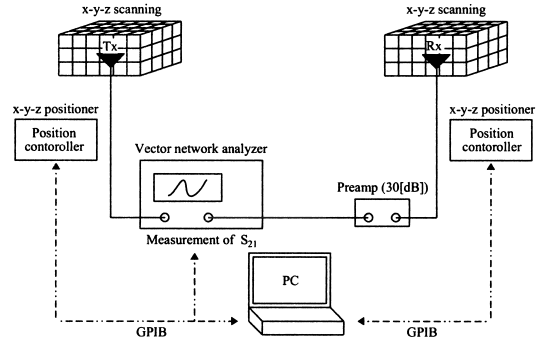


図 10 時空間マルチパス伝搬路測定システム
Fig. 10 Double directional wideband multipath measurement system.

表 3 時空間マルチパス伝搬路測定諸元
Table 3 Double directional wideband multipath measurement conditions.

帯域幅	3.1 ~ 10.6 GHz
周波数サンプル数	751
空間サンプル間隔	48 mm
空間サンプル数	10 × 10 × 7 (送受同様)
アンテナ	垂直偏波バイコニカルアンテナ
平均受信 SNR	約 30 dB

ワークアナライザを使用し、送受信アンテナを $x-y-z$ ポジショナで動かすことにより合成開口アレーを構成している(時分割方式)。空間サンプル数及び帯域幅は表 3 に示すようにどちらも非常に大きくなっており、角度分解能は約 13° 、遅延分解能は 0.13 ns となっている。合成開口アレーを用いることによって、測定時間が長くなる反面、サイズの大きなアレーアンテナを構成することができ、また素子間結合の影響を受けないためアレー応答ベクトルの実測(計算)が非常に簡易になる。

本実験は UWB 信号を用いて近距離環境で実験を行っているため、4.2.1 で説明した推定パラメータに加えて複素振幅 s_l の周波数特性も推定し、また球面波モデル[65]を導入している。しかしながら、MIMO 測定に球面波モデルを適用すると、散乱の種類によっては球面波の中心がアンテナ素子ごとに異なるため、モデルに矛盾が生じる[65]。したがって、データ処理は MIMO 測定に対してではなく、送信アレーと受信アレーに対する MISO/SIMO 測定に対して行い、遅延時間及び幾何光学的経路より両者の対応関係をとっている。

4.2.4 時空間マルチパス伝搬路測定解析結果

測定は図 11 に示す環境で行った。室内には大きな

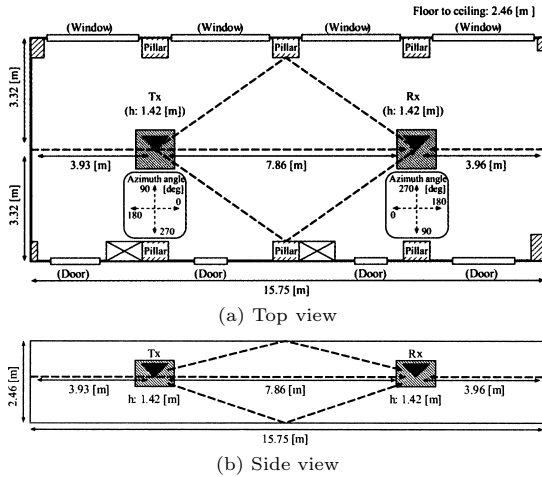


図 11 時空間マルチパス伝搬路測定実験環境

Fig. 11 Double directional wideband multipath measurement environment.

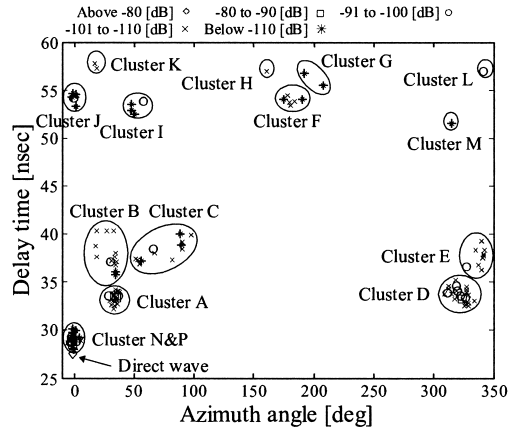


図 13 受信アンテナ側で観測された到来方位角-遅延時間特性

Fig. 13 Azimuth-delay characteristics of extracted multipath components at Rx.

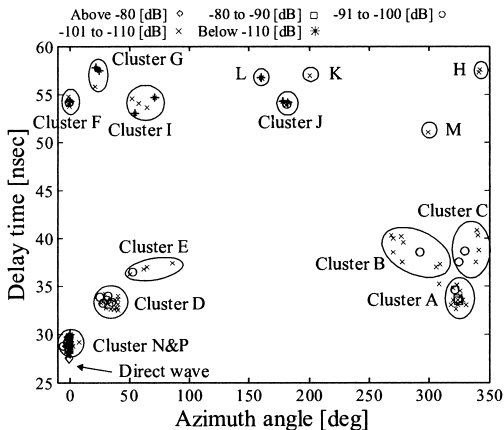


図 12 送信アンテナ側で観測された放射方位角-遅延時間特性

Fig. 12 Azimuth-delay characteristics of extracted multipath components at Tx.

什器等は置かれていない．図 12 及び図 13 には、それぞれ送信アンテナ側及び受信アンテナ側におけるパスの方位角-遅延時間推定結果を示す．推定は 100 パスで打ち切っており、抽出された電力は全受信電力の約 65%である．また図 12 及び図 13 には推定結果をクラスタ化した結果も記入している．ここでは送受両側の角度分布（仰角も含む）や遅延時間がすべて似通った素波の集合をクラスタとしており、直接波を含め 17 クラスタが観測されている．このうち、特に電力が大きなクラスタは A, D, N であり、A 及び D は側壁、N は天井による正規反射成分である．クラスタ B, C,

E が壁面上の金属構造物による非正規散乱であり、これ以外のクラスタはすべて 1 回若しくは 2 回の正規反射成分によるものと考えられる．なお、クラスタ内の複数の素波は、構造物の起伏等による複数の散乱中心（位相停留点）に対応していると考えられるが、より詳細な分析については今後の検討課題である．この解析では、素波経路の同定が容易な単純な環境を対象としたが、木造住宅や実際に什器が置かれたオフィスなど、より複雑な環境における実験及び解析が現在進められている最中であり、非正規散乱を含む微細な伝搬メカニズムを明らかにする計画である [49], [66] ．

5. MIMO アレーアンテナの測定・解析に関するサーベイ

最後に MIMO アレーアンテナ、特にアレーアンテナ構成、偏波を含む素子指向性、素子間結合の影響に関してこれまでに得られている主な測定・解析結果を紹介する．

はじめに MIMO アレーアンテナの設計手法についてまとめる．3. で示したように MIMO チャネルに関してはクロネッカー近似がよく成り立つことが知られている．ただし直交偏波アンテナを用いる場合には送受の偏波成分の組合せに対するクロネッカー近似を考えるとこととなる [67] ．これから MIMO アレーアンテナを設計する際には送受信アンテナを独立に議論できることが分かる．すなわち MIMO アレーアンテナの設計は送信または受信ダイバーシチアンテナの設計と

基本的に等価である．よって最適な MIMO アレーアンテナ構成は 4. で説明した時空間マルチパス伝搬路の角度分布特性に合わせて各素子（ブランチ）の平均実効利得（MEG）[68] を最大化し，かつ空間相関（ブランチ間相関）を最小化することによって得られる．一般に平均実効利得と空間相関は独立な変数ではないため相関行列の行列式がこれら両方を含む評価関数として提案されている [69] ．

一方，実用性という観点からするとアレーアンテナの設置面積も重要な課題となる．この課題を解決する有効な手段として直交偏波（ダイバーシチ）アンテナがある．同一空間上に複数の直交偏波アンテナを実装することで大幅に設置面積を小さくすることができる [70] ~ [72] ．一般に直交した偏波間の相関は非常に小さいことが知られている．しかし，例えば LOS 環境などにおいては交差偏波比（XPR）が大きくなるため直交した偏波成分に対する平均実効利得は小さくなる．文献 [73], [74] ではこのような環境においても偏波ダイバーシチアンテナが空間ダイバーシチアンテナに対して有効であることが実験的に報告されている．最近では屋外実験 [75]，屋内実験 [76] において偏波を用いた MIMO チャネルの詳細な測定及びモデル化が行われている．

最後に MIMO チャネルに与える素子間結合の影響を考える．偏波ダイバーシチアンテナと同様に空間ダイバーシチアンテナにおいても可能な限りアンテナ間隔を小さくし設置面積を小さくしたい．しかしこのような密なアレーアンテナにおいては素子間結合が発生する．文献 [77] では素子間結合が空間相関，平均実効利得，伝送容量に与える影響が理論的かつ実験的に示されている．ここでは簡単のために送受信とも散乱体が全周に一樣に存在するダブルリングチャンネルモデル [3] を考えている．これは送信または受信のみを考えると全周散乱モデルに帰着する．またアレーアンテナとして 2 素子ダイポールアレーアンテナを考え，これらの水平面距離に対する空間相関特性を図 14 に，平均実効利得（受信電力）特性を図 15 に示す．図中において実験値は文献 [78] の空間フェージングエミュレータを用いて測定したものであり，またシミュレーション値はクロネッカーモデルを用いて計算し，結合行列はモーメント法を用いて導出している．図 14 より空間相関係数は素子間結合の影響により全周散乱モデルにおける理論値よりも大幅に小さくなっていることが確認でき，[17], [18] の理論解析に一致している．

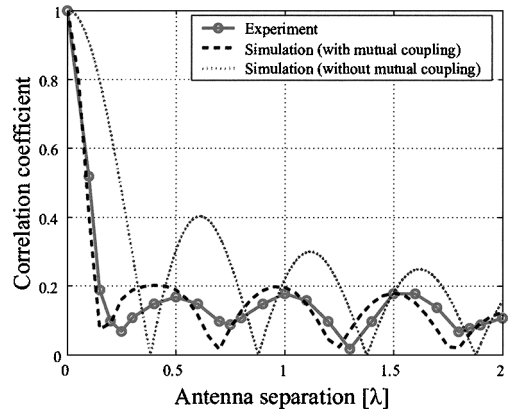


図 14 全周散乱モデルにおける 2 素子アレーアンテナの空間相関特性

Fig. 14 Spatial correlation of 2-element array antenna under the scatterer ring channel model.

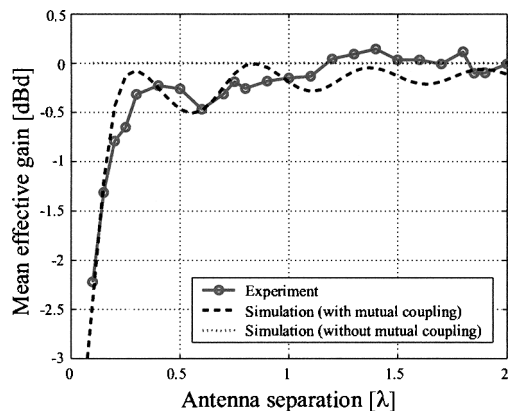


図 15 全周散乱モデルにおける 2 素子アレーアンテナの平均実効利得

Fig. 15 Mean effective gain of 2-element array antenna under the scatterer ring channel model.

特に素子間隔が 0.2 波長付近において最初の極小値をとっていることは注目に値する．これは素子間結合による指向性の変化が指向性ダイバーシチ効果をもたらすためである．一方，図 15 では素子間隔を小さくすることにより，特に素子間隔が 0.3 波長以下において，平均実効利得が大幅に減少していることが分かる．これは素子間結合に起因するインピーダンス不整合が主な原因である．このように素子間結合は MIMO チャネル特性に大きな影響を与えていることが分かる．

6. むすび

本論文では MIMO 伝搬特性を MIMO チャネルの統計的表現と時空間マルチパス伝搬路に基づく決定論的表現に分類し、それぞれに関してその測定装置・測定方法・解析方法・モデル化の手法を事例を交えつつ紹介した。IEEE802.11n, 3GPP, COST 273 などの標準 MIMO チャネルモデルは、これら多くの測定実験結果から導出されたものである。

以下にアンテナ伝搬という立場から MIMO 通信システムを実用化するために残された課題を列挙する。

(1) 面的な MIMO チャネルの測定：これまで MIMO チャネルは測定治具の制限などにより部屋の中央付近などのある限られた範囲でのサンプル測定しか行われていない。今後は、例えば MIMO ワイヤレステレビを想定した壁近傍での測定など、想定されるエリア全体での面的な測定が重要となる。

(2) 時空間マルチパス伝搬路の測定に基づいたアレーアンテナの設計：これまで MIMO アレーアンテナの設計は、製作して測定してみても改良するというカット&トライな手法がとられてきた。今後はアプリケーションごとに時空間マルチパス伝搬路を測定し、その結果に基づいたアンテナ設計が重要となる。これを実現するためには時空間マルチパス伝搬路の測定値から測定に用いたアレーアンテナの影響を取り除く技術(キャリブレーション)も重要となる。

(3) デカップリング：これまで MIMO 送受信機の設計は MIMO アレーアンテナの構成とは無関係に設計されてきた。このとき例えばアンテナ間隔が小さいときには素子間結合によるインピーダンス不整合によって特性劣化が生じる。今後は MIMO アレーアンテナの相互インピーダンスを考慮したマルチポート整合回路の技術が重要となる。

(4) 動的環境でのリアルタイム測定：これまで MIMO 伝搬測定はハードウェアの制限などから準静的な環境での測定が行われてきた。今後はリアルタイムに動作する測定システムを構築し、動的な MIMO チャネルを測定することが重要となる。特に送信側で適応制御を行う MIMO 固有モード伝送システムの設計には必須となる。

(5) 実伝搬データを用いた伝送特性解析：これまで MIMO 通信方式の比較検討を行う場合には、標準チャネルモデルを用いて平均 SNR に対する誤り率やスループット特性を議論するものがほとんどであった。

しかし実伝搬環境において平均 SNR のみが変化することは考えがたい。今後は実伝搬データを用いて相関や素波の角度分布が動的に変化する環境での誤り率やスループットの場所率特性の解析が重要となる。

筆者らはこれらの課題を解決するためにオープンなプロジェクトを企画している[79]。このプロジェクトでは MIMO チャネル測定器や測定データの共有を行っており、MIMO 通信システムに関する研究開発が社会的に活性化することを期待している。

謝辞 本論文の執筆において貴重な御意見・御協力を賜った東京工業大学の荒木純道博士、羽田勝之氏、水谷慶氏にはここに記して感謝の意を表したい。

文 献

- [1] D. Gesbert, M. Shafi, D.S. Shiu, P. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, no.2, pp.281–302, April 2003.
- [2] I.E. Telatar, "Capacity of multiantenna Gaussian channels," *Euro. Trans. Telecommun.*, vol.1, no.6, pp.585–595, Nov./Dec. 1999.
- [3] D.S. Shiu, *Wireless communication using dual antenna arrays*, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [4] C.N. Chuah, D.N.C. Tse, J.M. Kahn, and R.A. Valenzuela, "Capacity scaling in MIMO wireless systems under correlated fading," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.48, no.3, pp.637–650, March 2002.
- [5] M.T. Ivrlac, W. Utschick, and J.A. Nossek, "Fading correlations in wireless MIMO communication systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, no.5, pp.819–828, June 2003.
- [6] L. Schumacher, J.P. Kermaol, F. Frederiksen, K.I. Pedersen, A. Algans, and P.E. Mogensen, "MIMO channel characterization," *IST-1999-11729 METRA D2*, Feb. 2001.
- [7] M. Steinbauer, A.F. Molisch, and E. Bonek, "The double directional mobile radio channel," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.43, no.4, pp.51–63, Aug. 2001.
- [8] V. Erceg, et al., "TGN channel models," *IEEE 802.11-03/940r4*, May 2004.
- [9] Technical Specification Group for Radio Access Network, "Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations (Release 6)," *3GPP TR 25.996 V6.1.0*, Sept. 2003.
- [10] L. Correia (ed.), *Towards mobile broadband multimedia networks — COST 273: European co-operation in mobile radio research*, Elsevier, in preparation.
- [11] R.B. Ertel, P. Cardieri, K.W. Sowerby, T.S. Rappaport, and J.H. Reed, "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems," *IEEE Pers. Commun.*, vol.5, no.1, pp.10–22,

- Feb. 1998.
- [12] K. Yu and B. Ottersten, "Models for MIMO propagation channels — A review," *Wiley Journal Wireless Communications and Mobile Computing*, vol.2, no.7, pp.653–666, Nov. 2002.
- [13] V. Erceg, P. Soma, D.S. Baum, and A.J. Paulraj, "Capacity obtained from multiple-input multiple-output channel measurements in fixed wireless environments at 2.5 GHz," *Proc. 2002 IEEE ICC*, vol.1, pp.396–400, April-May 2002.
- [14] J.P. Keramoal, L.Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Mogensen, and F. Frederiksen, "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.20, no.6, pp.1211–1226, Aug. 2002.
- [15] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, and M. Beach, "Modeling of wide-band MIMO radio channels based on NLOS indoor measurements," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.53, no.3, pp.655–665, May 2004.
- [16] K. Sakaguchi, J. Takada, and K. Araki, "Comprehensive calibration for MIMO system," *Proc. 2002 WPMC*, pp.440–443, Hawaii, USA, Oct. 2002.
- [17] 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, July 2004.
- [18] C. Waldschmidt, S. Schulteis, and W. Wiesbeck, "Complete RF system model for analysis of compact MIMO arrays," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.53, no.3, pp.579–586, May 2004.
- [19] H. Xu, D. Chizhik, H. Huang, and R.A. Valenzuela, "A generalized space-time multiple-input multiple-output (MIMO) channel model," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.3, no.3, pp.966–975, May 2004.
- [20] 阪口 啓, チュアハイヨウ ユジン, 荒木純道, 大谷雅男, 満井 勉, "屋内 MIMO 伝送特性測定システム," *信学技報*, A-P2003-90, SAT2003-82, MW2003-96, OPE2003-83, July 2003.
- [21] R. Stridh and B. Ottersten, "Spatial characterization of indoor radio channel measurements at 5 GHz," *Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, pp.58–62, Cambridge, MA, March 2000.
- [22] C.C. Martin, J.H. Winters, and N.R. Sollenberger, "Multiple-input multiple-output (MIMO) radio channel measurements," *Proc. 2000 IEEE VTC-Fall*, vol.2, pp.774–779, Boston, MA, Sept. 2000.
- [23] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, and M. Beach, "Second order statistics of NLOS indoor MIMO channels based on 5.2 GHz measurements," *Proc. IEEE Global Telecomm. Conf.*, vol.1, pp.156–160, San Antonio, Texas, Nov. 2001.
- [24] D. Chizhik, J. Ling, P.W. Wolniansky, R.A. Valenzuela, N. Costa, and K. Huber, "Multiple-input-multiple-output measurements and modeling in Manhattan," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, no.3, pp.321–331, April 2003.
- [25] M. Lienard, P. Degauque, J. Baudet, and D. Degardin, "Investigation on MIMO channels in subway tunnels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, no.3, pp.332–339, April 2003.
- [26] H. Ozelik, 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.
- [27] W. Weichselberger, H. Ozelik, M. Herdin, and E. Bonek, "A novel stochastic MIMO channel model and its physical interpretation," *Proc. 2003 WPMC*, vol.2, pp.425–429, Yokosuka, Oct. 2003.
- [28] P. Kyritsi, D.C. Cox, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, "Correlation analysis based on MIMO channel measurements in an indoor environment," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, no.5, pp.713–720, June 2003.
- [29] J.W. Wallace, M.A. Jensen, A.L. Swindlehurst, and B.D. Jeffs, "Experimental characterization of the MIMO wireless channel: Data acquisition and analysis," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.2, no.2, pp.335–343, March 2003.
- [30] K. Sakaguchi, C.H.Y. Eugene, and K. Araki, "MIMO channel capacity in an indoor Line-Of-Sight (LOS) environment," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88-B, no.7, pp.3010–3019, July 2005.
- [31] M.D. Batarriere, T.K. Blankenship, J.F. Kepler, T.P. Krauss, I. Lisica, S. Mukthavaram, J.W. Porter, T.A. Thomas, and F.W. Vook, "Wideband MIMO mobile impulse response measurements at 3.7 GHz," *Proc. 2002 IEEE VTC-Spring*, vol.1, pp.26–30, Birmingham, AL, May 2002.
- [32] N. Kita, W. Yamada, A. Sato, and S. Uwano, "Wide-band characteristics of Demmel condition number for 2×2 MIMO-OFDM channels," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E87-B, no.5, pp.1270–1272, May 2004.
- [33] 西本 浩, 小川恭孝, 西村寿彦, 大鐘武雄, "屋内伝搬実験に基づく 2×2 MIMO-SDM の特性評価," *信学論 (B)*, vol.J87-B, no.9, pp.1442–1453, Sept. 2004.
- [34] 阪口 啓, ティン シーホー, 荒木純道, "MIMO 固有モード通信システムの構築と測定実験結果," *信学論 (B)*, vol.J87-B, no.9, pp.1454–1466, Sept. 2004.
- [35] R.S. Thomä, M. Landmann, A. Richter, and U. Trautwein, "Multidimensional high-resolution channel sounding measurement," *Proc. 2004 IEEE Instrumentation and Measurement Tech. Conf.*, pp.257–262, Como, Italy, May 2004.
- [36] K. Kalliola, H. Laitinen, P. Vainikainen, M. Toeltsch, J. Laurila, and E. Bonek, "3-D double-directional radio channel characterization for urban macrocellular applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no.11, pp.3122–3133, Nov. 2003.

- [37] B.H. Fleury, Y. Xuefeng, K.G. Rohbrandt, P. Jourdan, and A. Stucki, "Performance of a high-resolution scheme for joint estimation of delay and bidirection dispersion in the radio channel," Proc. 2002 IEEE VTC-Spring, vol.1, pp.522-526, Birmingham, AL, May 2002.
- [38] M.J. Gans, N. Amitay, Y.S. Yeh, H. Xu, T.C. Damen, R.A. Valenzuela, T. Sizer, R. Storz, D. Taylor, W.M. MacDonald, C. Tran, and A. Adamecki, "Outdoor BLAST measurement system at 2.44 GHz: Calibration and initial results," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.20, no.3, pp.570-583, April 2002.
- [39] K. Sakaguchi, J. Takada, and K. Araki, "A novel architecture for MIMO spatio-temporal channel sounder," IEICE Trans. Electron., vol.E85-C, no.3, pp.436-441, March 2002.
- [40] J.W. Wallace, M.A. Jensen, A.L. Swindlehurst, and B.D. Jeffs, "Experimental characterization of the MIMO wireless channel: Data acquisition and analysis," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.2, no.2, pp.335-343, March 2003.
- [41] H. Tsuchiya, K. Haneda, and J. Takada, "UWB indoor double-directional channel sounding for understanding the microscopic propagation mechanisms," Proc. WPMC 2004, pp.95-99, Abano Terme, Italy, Sept. 2004.
- [42] T. Zwick, C. Fisher, D. Dascalou, and W. Wiesbeck, "A stochastic spatial channel model based on wave-propagation modeling," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.18, no.1, pp.6-15, Jan. 2000.
- [43] M. Steinbauer, D. Hampicke, G. Sommerkorn, A. Schneider, A.F. Molisch, R.S. Thomä, and E. Bonek, "Array measurement of the double-directional mobile radio channel," Proc. 2000 IEEE VTC-Spring, vol.3, pp.1656-1662, Tokyo, Japan, May 2000.
- [44] T. Zwick, D. Hampicke, J. Maurer, A. Richter, G. Sommerkorn, R.S. Thomä, and W. Wiesbeck, "Results of double-directional channel sounding measurements," Proc. 2000 IEEE VTC-Spring, vol.3, pp.2497-2501, Tokyo, May 2000.
- [45] B.H. Fleury, X. Yin, K.G. Rohbrandt, P. Jourdan, and A. Stucki, "Performance of a high-resolution scheme for joint estimation of delay and bidirection dispersion in the radio channel," Proc. 2002 IEEE VTC-Spring, vol.1, pp.522-526, Birmingham, AL, May 2002.
- [46] J. Medbo, F. Harrysson, and H. Asplund, "Measurements and analysis of a MIMO macrocell outdoor-indoor scenario at 1947 MHz," Proc. 2004 IEEE VTC-Spring, vol.1, pp.261-265, Milan, Italy, May 2004.
- [47] S. Wyne, P. Almers, G. Eriksson, J. Karedal, F. Tufvesson, and A.F. Molisch, "Outdoor to indoor office MIMO measurements at 5.2 GHz," Proc. 2004 IEEE VTC-Fall, vol.1, pp.81-85, Los-Angeles, CA, Sept. 2004.
- [48] P. Almers, F. Tufvesson, P. Karlsson, and A.F. Molisch, "The effect of horizontal array orientation on MIMO channel capacity," Proc. 2003 IEEE VTC-Spring, vol.1, pp.34-38, Seoul, Korea, April 2003.
- [49] K. Haneda, J. Takada, and T. Kobayashi, "Double directional LOS channel characterization in a home environment with ultrawideband signal," Proc. 2004 WPMC, pp.214-218, Abano Terme, Italy, Sept. 2004.
- [50] B.H. Fleury, P. Jourdan, and A. Stucki, "High-resolution channel parameter estimation for MIMO applications using the SAGE algorithm," Proc. 2002 Int. Zurich Seminar on Broadband Commun., pp.30-1-30-9, Zurich, Switzerland, Feb. 2002.
- [51] A.F. Molisch, M. Steinbauer, M. Toeltsch, E. Bonek, and R.S. Thomä, "Capacity of MIMO systems based on measured wireless channels," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.20, no.3, pp.561-569, April 2002.
- [52] A. Pal, C.M. Tan, and M.A. Beach, "Comparison of MIMO channels from multipath parameter extraction and direct channel measurements," Proc. 2004 PIMRC, pp.1574-1578, Barcelona, Spain, Sept. 2004.
- [53] C.M. Tan, M.A. Beach, and A.R. Nix, "Enhanced-SAGE algorithm for use in distributed-source environments," Electron. Lett., vol.39, no.8, pp.697-698, April 2003.
- [54] K. Sivasondhivat and J. Takada, "An application of extended array mode vector to ISI-SAGE," Proc. 2004 ISAP, no.1, A5-1, Sendai, Aug. 2004
- [55] H. Budiarto, K. Horihata, K. Haneda, and J. Takada, "Experimental study of non-specular wave scattering from building surface roughness for the mobile propagation modeling," IEICE Trans. Commun., vol.E87-B, no.4, pp.958-966, April 2004.
- [56] P. Pongsilamane and H.L. Bertoni, "Specular and nonspecular scattering from building facades," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.52, no.7, pp.1879-1889, July 2004.
- [57] K.I. Pedersen, P.E. Mogensen, and B.H. Fleury, "Power azimuth spectrum in outdoor environments," Electron. Lett., vol.33, no.18, pp.1583-1584, Aug. 1997.
- [58] A.A.M. Saleh and R.A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.5, no.2, pp.128-137, Feb. 1987.
- [59] Q.H. Spencer, B.D. Jeffs, M.A. Jensen, and A.L. Swindlehurst, "Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.18, no.3, pp.347-360, March 2000.
- [60] J.W. Wallace and M.A. Jensen, "Modeling the indoor MIMO wireless channel," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.50, no.5, pp.591-599, May 2002.
- [61] J. Fuhl, A.F. Molisch, and E. Bonek, "Unified chan-

- nel model for mobile radio systems with smart antennas," IEE Proc. Radar, Sonar and Navigation, vol.145, no.1, pp.32-41, Feb. 1998.
- [62] A.F. Molisch, "A generic model for MIMO wireless propagation channels in macro- and microcells," IEEE Trans. Signal Process., vol.52, no.1, pp.61-71, Jan. 2004.
- [63] A. Richter, D. Hampicke, G. Sommerkorn, and R.S. Thomä, "Joint estimation of DoD, time-delay, and DoA for high-resolution channel sounding," Proc. 2000 IEEE VTC-Spring, vol.2, pp.1045-1049, Tokyo, May 2000.
- [64] J. Takada, K. Haneda, and H. Tsuchiya, "Joint DOA/DOD/DTOA estimation system for UWB double directional channel modeling," in Advances in Direction of Arrival Estimation, ed. S. Chandran, chap.17, Artech House, to be published.
- [65] K. Haneda, J. Takada, and T. Kobayashi, "Experimental evaluation of a SAGE algorithm for ultra wideband channel sounding in an anechoic chamber," Proc. 2004 joint UWBST & IWUWBS, pp.66-70, Kyoto, May 2004.
- [66] K. Haneda and J. Takada, "High-resolution estimation of NLOS indoor MIMO channel with network analyzer based system," Proc. 2003 PIMRC, vol.1, pp.675-679, Beijing, China, Sept. 2003.
- [67] J.P. Kermoal, L. Schumacher, F. Frederiksen, and P.E. Mogensen, "Polarization diversity in MIMO radio channels: Experimental validation of a stochastic model and performance assessment," Proc. 2001 IEEE VTC-Fall, vol.1, pp.22-26, Atlantic City, NV, Oct. 2001.
- [68] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.39, no.2, pp.117-131, May 1990.
- [69] T. Mitsui, M. Otani, C.H.Y. Eugene, K. Sakaguchi, and K. Araki, "Indoor MIMO channel measurements for evaluation of effectiveness of array antenna configurations," Proc. 2003 IEEE VTC-Fall, vol.1, pp.84-88, Orlando, FL, Oct. 2003.
- [70] J.B. Andersen and B.N. Getu, "The MIMO cube — A compact MIMO antenna," Proc. 2002 WPMC, vol.1, pp.112-114, Hawaii, USA, Oct. 2002.
- [71] D.N. Kumar, 井上 隆, 谷口哲樹, 唐沢好男, "マルチパスリッチ環境における直交三偏波 MIMO 伝送実験," 2004 信学総大, SB-1-7, March 2004.
- [72] 安藤篤也, 北 直樹, 山田 渉, 糸川喜代彦, 佐藤明雄, "5.2 GHz 帯 MIMO-OFDM 方式用偏波共用無指向性アンテナの検討," 2004 信学総大, B-1-225, March 2004.
- [73] P. Kyritsi, D.C. Cox, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, "Effect of antenna polarization on the capacity of a multiple element system in an indoor environment," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.20, no.6, pp.1227-1239, Aug. 2002.
- [74] K. Sulonen, P. Suvikunnas, L. Vuokko, J. Kivinen, and P. Vainikainen, "Comparison of MIMO antenna configurations in picocell and microcell environments," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.21, no.5, pp.703-712, June 2003.
- [75] V. Erceg, P. Soma, D.S. Baum, and S. Catreux, "Multiple-Input Multiple-Output fixed wireless radio channel measurements and modeling using dual-polarized antennas at 2.5 GHz," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.3, no.6, pp.2288-2298, Nov. 2004.
- [76] A.K. Jagannatham and V. Erceg, "MIMO indoor WLAN channel measurements and parameter modeling at 5.25 GHz," Proc. 2004 IEEE VTC-Fall, vol.1, pp.106-110, Los Angeles, CA, Sept. 2004.
- [77] C.H.Y. Eugene, K. Sakaguchi, K. Araki, H. Iwai, T. Sakata, and K. Ogawa, "Theoretical and experimental verification of the effects of mutual coupling on a 2×2 MIMO system," IEICE Technical Report, WBS2004-118, A-P2004-299, RCS2004-386, MoMuC2004-169, MW2004-296, March 2005.
- [78] 岩井 浩, 坂田 勉, 小川晃一, 阪口 啓, 荒木純道, "端末ダイバーシチアンテナ評価用空間フェージングエミュレータの基礎検討 (1) — 散乱体本数と空間相関特性の関係," 2004 信学ソ大, B-1-20, Sept. 2004.
- [79] <http://www.mobile.ee.titech.ac.jp/mimo/>
(平成 17 年 2 月 14 日受付, 4 月 22 日再受付)



阪口 啓 (正員)

平 8 名工大・電気情報卒。平 10 東工大大学院総合理工学研究科物理情報工学専攻修士課程了。平 12 より東工大助手。平 12 IEEE AP-S Japan Chapter 学術奨励賞, 平 13 本会学術奨励賞, 平 16 SDR Forum 論文賞, 平 17 本会論文賞各受賞。MIMO 電波伝搬, MIMO 通信システム, ソフトウェア無線の研究に従事。IEEE 会員。



高田 潤一 (正員)

昭 62 東工大・電気電子卒。平 4 同大学院理工・電気電子博士課程了。千葉大助手を経て平 6 より東工大助教授。平 15 より NICT UWB 結集型特別 G 専攻研究員(兼務)。平 5 本会論文賞, 平 6 本会学術奨励賞, 平 16 SDR Forum 論文賞各受賞。電波伝搬, アンテナ, UWB 無線, 電波応用計測の研究に従事。IEEE 会員。