

# MIMO コンパクトアンテナおよびその 特性評価環境の構築に関する研究

篠澤 政宏

電気通信大学大学院電気通信学研究科  
博士(工学)の学位申請論文

2011年3月



---

# MIMO コンパクトアンテナおよびその 特性評価環境の構築に関する研究

## 博士論文の審査委員

|      |    |    |     |
|------|----|----|-----|
| 主査   | 唐沢 | 好男 | 教授  |
| 審査委員 | 橋本 | 猛  | 教授  |
| 審査委員 | 本城 | 和彦 | 教授  |
| 審査委員 | 桐本 | 哲郎 | 教授  |
| 審査委員 | 安藤 | 芳晃 | 准教授 |

---

著作権保有者 篠澤政宏  
2011 年

---

# Abstract

MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) technology has attracted wide attention as wireless communication technology to realize large throughput and high reliability. MIMO configuration is employed in wireless communication standards such as IEEE802.11n wireless LAN, WiMAX and LTE (Long Term Evolution), and is also considered in IMT-Advanced, which is so-called the 4<sup>th</sup> generation(4G) mobile communication system.

When the MIMO configuration is adopted, an antenna array mounted on each user terminal should be as small as possible for user's benefit. For this purpose, multi-polarization techniques may be useful to realize a compact antenna array. In the case of free space propagation, there are only two orthogonal polarizations, such as a pair of vertical and horizontal polarizations. In a multipath-rich environment, on the other hand, we can utilize three orthogonal polarization components as three-branch diversity. The MIMO-CUBE, with 12 dipole antennas placed on each side of a cube, was proposed by Getu et. al to take this advantage. However, the antenna is not practical because its configuration is very complicated and power feeding structure is also complicated.

In this dissertation, we propose a novel and compact multi-polarization antenna called Tri-polarization Antenna, to utilize the three-dimensional spatial freedom in the multipath-rich environment. The Tri-polarization Antenna consists of an orthogonal polarization microstrip antenna and a monopole antenna at the center of it and is simpler than the MIMO-CUBE. We describe the basic configuration and characteristics of the antenna, and also we demonstrate the channel capacity performance of the antenna in multipath-rich environment where our developed reverberation chamber was used for the measurement.

For performance evaluation of a MIMO user terminal, on the other hand, a realistic measurement environment is required. Measurement methods of radio equipment performance in a realistic fading environment are called OTA (Over-the-Air) schemes. There are two types of schemes. One is a fading-emulator (FE) type which uses a number of antennas emulation the radiation from scattering objects in a radio anechoic chamber. The other is a reverberation chamber (RC) type which uses a room surrounded by 6-plate metallic walls. We select one from the two depending on our own purpose since both types have distinctive merits and demerits. Although the FE-type OTA system allows flexible control on the time-varying characteristics of radio signals arriving at the user terminal and angle of arrival, it usually costs much since a high-performance and multi-functional fading generator is required as the key component of the system. On the other hand, although the RC-type OTA system, characterized by producing multipath-rich environment, can be constructed easily, it is difficult to control

time-varying characteristics of the arriving radio waveforms. To mitigate this problem, we propose a more flexibly scheme which utilizes signal processing for producing a time-varying fading environment in the RC-type measurement, and called the scheme Hybrid-RC type. This measurement system consists of connection-matrix, variable Doppler shifters, and antennas of the RC-type scheme. Evaluation results of spatial correlation, level crossing rate, and eigenvalue distribution show good agreement with theoretical values of an isotropic i.i.d. fading channel. Thus, the effectiveness of the Hybrid-RC type OTA scheme was confirmed.

## 概 要

送受信の双方が複数のアンテナで構成される MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術は、高いスループットや高信頼性通信を実現する無線通信技術として注目されている。その応用分野は、IEEE802.11n 無線 LAN での実用化を皮切りに、WiMAX や LTE(Long Term Evolution)などのいわゆる第 3.9 世代無線通信システムへと広がっている。さらに、より高いスループットを目指す第 4 世代無線通信システムである LTE-Advanced や、テレビ放送収録時にカメラで撮影したハイビジョン映像をスタジオ機器へ送る無圧縮ハイビジョン無線伝送システムなど、無線に関わる様々な分野での研究・開発が進められており、MIMO 技術は無線通信システムにおいて無くてはならないものとなっている。

このように、無線通信の高速化・高信頼性化に有望な MIMO 技術であるが、複数のアンテナ素子を配置するために一定のスペースが必要になり、全体の小型化が主要な研究課題になっている。このために、入出力のブランチ数の確保をアンテナ数にのみ求めるのではなく、偏波を利用する MIMO 構成の提案も盛んに行われている。偏波の直交性を利用する場合、一方向に進行する波に対しては、独立な二つの偏波（例えば、水平偏波と垂直偏波）しか利用できないが、あらゆる方向に散乱するマルチパス波の伝搬環境で力を発揮する MIMO では、空間の 3 直交軸方向の電界成分の利用が期待できる。この特徴を生かして、立方体構造の各辺に 12 個のダイポールアンテナを配置する MIMO-CUBE と呼ばれるアンテナが提案されている。しかしながら、MIMO-CUBE は狭い空間に 12 個のアンテナが立体的に配置されるため、特性を劣化させずにアンテナ素子への給電するのが困難という欠点がある。そこで、本研究では、直交偏波給電マイクロストリップアンテナの中央にモノポールアンテナを有する 3 偏波アンテナ (Tri-polarization antenna) を提案している。2GHz 帯用と 5GHz 帯用に試作した 3 偏波アンテナの基本性能、およびマルチパスリッチリッチ環境における 5GHz 帯用 3 偏波アンテナの 3x3 MIMO 構成での通信路容量を測定し、MIMO システム用の小型アンテナとして有用性を明らかにする。

また、MIMO 通信端末を実環境で評価したい場合には、簡易に測定できる環境が必要になる。端末周辺に実際のフェージング環境を形成する測定法は OTA (Over-the-Air) 測定系と呼ばれている。この測定系の構築法には、端末を中心とする円周上に仮想散

乱源（以下、散乱源）となるアンテナを配置して、円の中心付近にフェージング環境を作り出すフェージングエミュレータ型と、周囲を金属面で覆いマルチパス遅延環境を作り出す電波反射箱 (Reverberation Chamber; 反響チェンバとも呼ばれる) 型がある。両者ともに、これまで無線端末の評価用に開発されてきた長い歴史があり、かつ、それぞれに一長一短があるため、評価目的によって使い分けることになる。前者のフェージングエミュレータ型は、散乱源として周囲に置くアンテナ数を多くすることによって到来角度特性の制御ができ、時間変動特性の実現の容易さとあわせて、次世代移動通信での測定法の標準化に有力であるが、遅延波を生成するために高度なフェージングシミュレータが必要になるなど、システム構成が複雑になるという問題がある。一方、電波反射箱は、遅延波の生成が容易であるが、遅延広がりや時間変動の実現の困難さなど、制御のフレキシビリティに欠ける難点があった。この問題を解決するため、本論文では電波反射箱にフェージングの時間変動機能を組み入れたフェージングエミュレータ・電波反射箱ハイブリッド方式を提案および試作し、空間相関特性、チャンネルの固有値分布特性、レベル交差率などの基本特性を評価することで、電波反射箱の課題であった任意の時間変動を実現していることを明らかにする。

# 目次

|       |                           |    |
|-------|---------------------------|----|
| 第1章   | 序論                        | 1  |
| 第2章   | 狭帯域信号におけるレイリーフェージングの理論    | 5  |
| 2.1   | 振幅・位相の確率分布                | 6  |
| 2.2   | 空間相関                      | 9  |
| 2.3   | レベル交差率                    | 11 |
| 2.4   | MIMO 通信路容量                | 12 |
| 第3章   | MIMO 用小型 3 偏波アンテナの製作と特性評価 | 15 |
| 3.1   | 多重偏波利用 MIMO のチャンネルモデル     | 16 |
| 3.2   | 3 偏波アンテナの構造               | 20 |
| 3.3   | 試作した 3 偏波アンテナの基本特性        | 23 |
| 3.3.1 | V.S.W.R 特性                | 23 |
| 3.3.2 | 端子間アイソレーション特性             | 23 |
| 3.3.3 | 放射パターンと利得                 | 23 |
| 3.4   | 3 偏波アンテナの MIMO 性能評価       | 27 |
| 3.4.1 | モノポールアンテナの効果              | 28 |
| 3.4.2 | 送受信アンテナの向きによる特性変化         | 32 |
| 3.5   | むすび                       | 35 |
| 第4章   | 電波反射箱プロトタイプの構築            | 39 |
| 4.1   | 製作した電波反射箱の概要              | 40 |
| 4.2   | 伝搬特性の測定                   | 42 |
| 4.3   | 電波反射箱内伝搬環境の統計的性質          | 46 |
| 4.3.1 | 受信レベルの累積確率分布              | 46 |
| 4.3.2 | 遅延プロファイルと遅延スペクトル          | 47 |
| 4.3.3 | 空間相関                      | 49 |
| 4.3.4 | 交差偏波識別度                   | 50 |
| 4.3.5 | レイトレーシングによる到来角度分布の推定      | 51 |
| 4.4   | むすび                       | 54 |
| 第5章   | MIMO-OTA 測定用電波反射箱の構築      | 57 |
| 5.1   | MIMO OTA 測定法の現状           | 58 |
| 5.1.1 | MIMO 端末評価環境に具備すべき機能       | 58 |
| 5.1.2 | フェージングエミュレータ              | 59 |

|              |                                  |           |
|--------------|----------------------------------|-----------|
| 5.1.3        | 電波反射箱.....                       | 59        |
| 5.2          | ハイブリッド方式の構成提案.....               | 62        |
| 5.2.1        | 基本構成.....                        | 62        |
| 5.2.2        | ハイブリッド方式のチャンネルモデル.....           | 63        |
| 5.3          | ハイブリッド方式 MIMO OTA 測定システムの構築..... | 74        |
| 5.3.1        | システム構成.....                      | 74        |
| 5.3.2        | システムの基本動作.....                   | 77        |
| 5.4          | 試作した測定システムの特性 (2×8×2).....       | 79        |
| 5.4.1        | 測定条件.....                        | 79        |
| 5.4.2        | 受信電力スペクトル.....                   | 80        |
| 5.4.3        | 固有値分布.....                       | 81        |
| 5.4.4        | レベル交差率.....                      | 83        |
| 5.4.5        | 空間相関特性.....                      | 84        |
| 5.5          | むすび.....                         | 86        |
| <b>第 6 章</b> | <b>結論.....</b>                   | <b>89</b> |

# 目 次

|        |  |    |
|--------|--|----|
| 図 3-1  | 3 偏波アンテナの構成と偏波特性 .....                                   | 19 |
| 図 3-2  | 試作した 2GHz 帯 3 偏波アンテナの構造 .....                            | 20 |
| 図 3-3  | 5GHz 帯 3 偏波アンテナの構造.....                                  | 21 |
| 図 3-4  | 5GHz 帯 3 偏波アンテナの外観 .....                                 | 22 |
| 図 3-5  | 3 偏波アンテナの V.S.W.R.特性 .....                               | 24 |
| 図 3-6  | 3 偏波アンテナの端子間アイソレーション特性 .....                             | 25 |
| 図 3-7  | 5GHz 帯 3 偏波アンテナの放射パターン .....                             | 26 |
| 図 3-8  | 通信路容量の測定系統図 .....  | 27 |
| 図 3-9  | 送受信アンテナの設置位置 .....                                       | 28 |
| 図 3-10 | 固有値の累積確率分布.....  | 30 |
| 図 3-11 | 通信路容量の累積確率分布.....  | 31 |
| 図 3-12 | 送受信アンテナの向きによる通信路容量の変化 .....                              | 33 |
| 図 4-1  | 電波反射箱の外形寸法.....  | 40 |
| 図 4-2  | 電波反射箱外観 .....  | 41 |
| 図 4-3  | 測定系統図 .....  | 42 |
| 図 4-4  | Tx/Rx アンテナの設置位置（上面図）（図 3-9 の再掲） .....                    | 43 |
| 図 4-5  | 受信レベルの周波数・空間特性 .....                                     | 44 |
| 図 4-6  | 周波数特性 (d=0mm).....                                       | 45 |
| 図 4-7  | 空間特性 (f=5.08GHz).....                                    | 45 |
| 図 4-8  | 受信レベルの累積確率分布 .....                                       | 46 |
| 図 4-9  | 遅延プロファイル.....  | 48 |
| 図 4-10 | 空間相関特性.....  | 49 |
| 図 4-11 | V/H 偏波の受信レベル周波数特性 (d = 0mm) .....                        | 50 |
| 図 4-12 | V/H 偏波受信レベルの累積確率分布 .....                                 | 51 |
| 図 4-13 | レイトレーシングによる電波反射箱内パス .....                                | 52 |
| 図 4-14 | レイトレーシングによる受信アンテナにおけるパス分布 .....                          | 53 |
| 図 5-1  | OTA 端末評価環境の二つの方式 .....                                   | 61 |
| 図 5-2  | 提案方式の基本構成と実現したい機能.....                                   | 63 |
| 図 5-3  | チャネル特性評価のためのモデル(M=2,L=8,P=1000,N=2).....                 | 66 |
| 図 5-4  | 散乱源のドップラースhiftを決めるための角度設定(L=8)（実際のアンテナ配置を示すものではない） ..... | 69 |
| 図 5-5  | 4×8×4 の構成における固有値分布（送受信とも空間相関無相関：理論値は 4×4 iid MIMO） ..... | 73 |

|        |                                  |    |
|--------|----------------------------------|----|
| 図 5-6  | 送信系ネットワーク回路の構成図 (M=4, L=8) ..... | 75 |
| 図 5-7  | Connection Matrix 外観.....        | 76 |
| 図 5-8  | アンテナ配置例 .....                    | 77 |
| 図 5-9  | システムの出カスペクトル例.....               | 78 |
| 図 5-10 | 測定系統図 .....                      | 80 |
| 図 5-11 | 受信信号の電力スペクトルの一例 .....            | 81 |
| 図 5-12 | 2×8×2 構成でのチャネル固有値測定値 .....       | 82 |
| 図 5-13 | レベル交差率 .....                     | 84 |
| 図 5-14 | 構築システムの受信側空間相関特性 .....           | 85 |

# 表 目 次

|       |                                |    |
|-------|--------------------------------|----|
| 表 3-1 | 通信路容量の平均値 .....                | 31 |
| 表 3-2 | 送受信アンテナの向き .....               | 33 |
| 表 3-3 | 通信路容量の平均値 .....                | 34 |
| 表 5-1 | Connection Matrix 回路の相対位相..... | 76 |
| 表 5-2 | 測定条件 .....                     | 79 |

# 略語の定義

|              |   |
|--------------|---|
| 3GPP         | 3rd Generation Partnership Project                                |
| BER          | Bit Error Rate  |
| CNR          | Carrier to Noise Ratio  |
| CSI          | Channel State Information   |
| CDMA         | Code Division Multiple Access                                     |
| CDF          | Cumulative Distribution Function                                  |
| CW           | Continuous Wave   |
| DAC          | Digital to Analog Converter                                       |
| DC-HSDPA:    | Dual Cell High Speed Downlink Packet Access                       |
| HSDPA        | High Speed Downlink Packet Access                                 |
| ITU-R        | International Telecommunication Union Radio-communications sector |
| IMT-2000     | International Mobile Telecommunication 2000                       |
| IMT-Advanced | International Mobile Telecommunication Advanced                   |
| ISDB-T       | Integrated Services Digital Broadcasting for Terrestrial          |
| IEEE         | Institute of Electrical and Electronics Engineers                 |
| i.i.d.       | independent and identically distributed                           |
| LAN          | Local Area Network  |
| LOS          | Line Of Sight   |
| LTE          | Long Term Evolution   |
| LTE-Advanced | Long Term Evolution Advanced                                      |
| MIMO         | Multiple-Input Multiple-Output                                    |
| NLOS         | Non-LOS   |
| OTA          | Over The Air  |
| PC           | Personal Computer   |
| PDF          | Probability Density Function                                      |
| PDC          | Personal Digital Cellular   |
| SG           | Signal Generator  |
| SISO         | Single-Input Single-Output  |
| SIMO         | Single-Input Multiple-Output                                      |
| SNR          | Signal to Noise Ratio   |
| VNA          | Vector Network Analyzer   |
| WCDMA        | Wide band CDMA  |
| WLAN         | Wireless Local Area Network                                       |

|       |   |
|-------|---|
| WSSUS | Wide-Sense Stationary-Uncorrelated Scattering   |
| WiMAX | Worldwide Interoperability for Microwave Access |
| XPD   | Cross Polarization Discrimination               |

# 記号の定義

|                               |                                   |
|-------------------------------|-----------------------------------|
| $(A)^{-1}$                    | $A$ の逆行列                          |
| $(A)^T$                       | $A$ の転置行列                         |
| $(A)^H$                       | $A$ の共役転置行列 (エルミート転置行列)           |
| $I$                           | 単位行列                              |
| $I_{N \times N}$              | $N \times N$ 単位行列                 |
| $\mathbf{u} \cdot \mathbf{v}$ | ベクトル $\mathbf{u}, \mathbf{v}$ の内積 |
| $diag(\alpha)$                | $\alpha$ を主対角要素とする対角行列            |
| $\det(A)$                     | $A$ の行列式                          |
| $rank(A)$                     | $A$ の行列の階数                        |
| $tr(A)$                       | $A$ の対角成分の和                       |
| $E(\cdot)$                    | 確率的平均                             |
| $\max(\cdot)$                 | 最大値                               |
| $\min(\cdot)$                 | 最小値                               |
| $\text{Re}[\cdot]$            | 複素数の実部                            |
| $ \cdot $                     | 絶対値                               |
| $N(m, \sigma^2)$              | 平均値 $m$ , 分散 $\sigma^2$ のガウス分布    |
| $CN(m, \sigma^2)$             | 平均値 $m$ , 分散 $\sigma^2$ の複素ガウス分布  |
| $\chi^2(\cdot)$               | $\chi^2$ 分布                       |
| $M$                           | 送信アンテナ数                           |
| $N$                           | 受信アンテナ数                           |
| $\Gamma(\cdot)$               | オイラーのガンマ関数                        |
| $n!$                          | $n$ の階乗                           |
| $J_p(\cdot)$                  | 第 1 種 $p$ 次ベッセル関数                 |
| $\gamma(\cdot)$               | 不完全ガンマ関数                          |
| $\sum_i x_i$                  | $x_i$ の総和                         |
| $\prod_i x_i$                 | $x_i$ の総乗                         |
| $(\cdot)^*$                   | 複素共役                              |
| $e$                           | 自然対数の底(オイラー数)                     |
| $\pi$                         | 円周率                               |
| $j$                           | 虚数単位                              |

## 第1章 序論

近年の移動体通信需要の増大と共に、通信速度の高速化への要求も高まっている。例えば、1970年代にはじまった携帯電話（自動車電話）システムは、しばらくは音声通話のみのサービスであった。その後、1990年代にデジタル方式（第2世代）にて2400bpsのデータ通信サービスがはじまり、現在主流のCDMA方式（第3世代あるいは第3.5世代）の通信速度は最高7.2(HSDPA: High Speed Downlink Packet Access)～42Mbps(DC-HSDPA: Dual Cell High Speed Downlink Packet Access)にまで引き上げられている。無線LANシステムにおいても、1998年に標準化されたIEEE802.11では2Mbps程度であったものが、2009年に標準化されたIEEE802.11nでは最高で数100Mbpsとなるなど、無線通信の通信速度は、この10年で100倍以上向上している。このような大幅な性能向上は、高度な信号処理を可能とするプロセッサ・高効率増幅器・ネットワークなどの様々な技術革新によってなされたものである。技術革新は現在も続いており、第4世代携帯電話システムとしてITU-R(International Telecommunication Union Radio-communications sector)で審議されているIMT-Advancedや、次世代無線LAN規格であるIEEE802.11vht(IEEE802.11ac/ad)では、最大1Gbps以上の通信速度を目指して研究開発が進められている[1]。さらに、IMT-Advancedには3GPP(3rd Generation Partnership Project)が提案しているLTE-AdvancedとIEEEの提案するWiMAX2(IEEE802.16m)[2]の2つの方式があり、IEEE802.11vhtには6GHz以下の無線周波数を用いるIEEE802.11acとミリ波帯を用いるIEEE802.11adがあるなど、複数の無線通信規格が検討されている。これらに共通するのは、その多くの規格がMIMO(Multiple-Input Multiple-Output)技術を用いていることである。MIMOは送受信の双方を複数のアンテナで構成することで、高いスループットや高信頼性通信を実現する無線通信技術であり、IEEE802.11n無線LANを皮切りに、WiMAX、LTE(Long Term Evolution)などで実用化がすでに始まっている。

このように無線通信の高速化に有用な技術として期待されるMIMOであるが、実際にシステムを設計する段階では、小型化が求められる端末にどのように複数のアンテナを実装するかが問題となる。単純にアンテナ数を増やすだけであれば、誘電体アンテナなどの小型アンテナを高密度に実装すればよいが、これではアンテナ間の空間相関係数が高くなりスループットが劣化する。したがって、いかにして性能を損なわな

いように複数のアンテナを配置するかが課題となっている。

この問題を解決するため、著者らは直交偏波給電マイクロストリップアンテナの中央に、モノポールアンテナを有する3ポートのアンテナを提案し、これを3偏波アンテナ(Tri-polarization antenna)、と呼んでいる。3偏波アンテナはアンテナ1素子とほぼ同じ大きさの中に3素子のアンテナを詰め込んでいるため、MIMO用コンパクトアンテナとして、また偏波ダイバーシチ受信アンテナとして実用性が期待できる。本論文の第3章でこの3偏波アンテナの構成を詳しく述べるとともに、2GHz帯用と5GHz帯用に試作した3偏波アンテナの基本性能、およびマルチパスリッチリッチ環境における5GHz帯用3偏波アンテナの3x3 MIMO構成での基本伝送特性を明らかにする[3]。また、マルチパスリッチ環境での伝送特性実験では、評価環境を実現するために製作した電波反射箱を用いており、その構造やマルチパスリッチ環境としての特性について第4章で述べる。

一方、MIMO通信端末の性能を評価するためには、適正な測定システムが必要となる。従来のSISO(Single Input Single Output)構成の通信方式であれば、受信レベルや遅延に対する評価ができれば十分であったため、基地局エミュレータと端末間をフェージングシミュレータで接続して評価する方法が一般に用いられていた。しかしながら、MIMO構成の通信方式では、受信レベルや遅延だけでなく、到来角度プロファイルや空間相関特性が性能に大きく影響するため、アンテナ(あるいはアンテナアレー)の特性を含めて評価する必要がある。このため、端末周辺に実際のフェージング環境を形成するOTA(Over-the-Air)測定方式が提案されている[4]。OTA測定系の構築法には、端末を中心とする円周上に仮想散乱源(以下、散乱源)となるアンテナを配置して、円の中心付近にフェージング環境を作り出すフェージングエミュレータ型[5]-[9]と、周囲を金属面で覆いマルチパス遅延環境を作り出す電波反射箱(Reverberation Chamber; 反響チェンバとも呼ばれる)型[10]-[13]がある。フェージングエミュレータ型は、周囲に置く送信アンテナ数を増やすことで到来角度特性の制御ができ、時間変動特性の実現の容易さとあわせて、次世代移動通信での測定法の標準化に有力であるが、遅延波を生成するためにフェージングシミュレータが必要になるなど、システム構成が複雑になるという問題がある。一方、電波反射箱は、遅延波の生成が容易であるが、遅延広がりや時間変動の実現の困難さなど、制御のフレキシビリティに欠ける難点があった。そこで、電波反射箱型の短所を克服するため、フェージングエミュレータが実現しているフェージングの時間変動機能を電波反射箱に組み入れた、フェージングエミュレータ/電波反射箱ハイブリッド方式を第5章で提案し、そのチ

チャンネルモデルについて説明する。さらに、第4章で試作した電波反射箱をベースにハイブリッド方式の測定系を実際に製作し、空間相関特性などの基本特性やレベル交差率の測定結果から、提案方式にて理論値どおりの時間変動を実現できることを明らかにする。

本論文は全6章で構成されている。第2章はMIMOシステムの伝搬環境として代表的なマルチパスリッチ環境である、レイリーフェージング環境における電波伝搬の基礎理論について説明する。第3～5章では、本研究で提案した3偏波アンテナやMIMO-OTA測定用電波反射箱の構成や実測値から算出した統計的性質について述べる。各章の概要は以下のとおりである。

**第2章**では、マルチパスリッチ環境の代表としてレイリーフェージング環境における基礎伝搬理論について述べ、さらにMIMO通信システムの評価にて重要となる、空間相関特性、レベル交差率、MIMO通信路容量等の理論を示す。

**第3章**では、提案したMIMO用小型3偏波アンテナの構成を詳しく述べるとともに、2GHz帯用と5GHz帯用に試作した3偏波アンテナの基本性能、およびマルチパスリッチ環境における5GHz帯用3偏波アンテナの3x3 MIMO構成での基本伝送特性を示す。

**第4章**では、3章で述べたMIMO用小型3偏波アンテナの特性をマルチパスリッチ環境で評価する目的で製作した電波反射箱の構造について述べる。さらに、5GHz帯にて実測した伝搬特性から算出した、受信レベルの累積確率分布、遅延スプレッド、遅延プロファイル、空間相関、交差偏波識別度等の伝搬環境の統計的性質を詳細に示す。

**第5章**では、近年MIMOシステムの端末評価方法として注目されている、MIMO-OTA測定方式の概要について述べると共に、4章に示した電波反射箱をベースとしてフェージング環境の時間的変動を実現する機能を付加すべく再構築したMIMO-OTA測定用電波反射箱のチャンネルモデル、構造、2x2-MIMOにおける伝搬特性評価結果を示す。

**第6章**では、本論文の結果と総括を行う。

## 参考文献

- [1] ITU-R Report M.2134, "Requirements related to technical performance for IMT-Advanced radio interface(s)," 2008.
- [2] IEEE 802.16 TGm, "IEEE 802.16m System Requirements," release 10, 14 Jan. 2010.
- [3] 篠沢政宏, N. K. Das, 谷口哲樹, 唐沢好男, "MIMO 小型 3 偏波アンテナの提案とマルチパスリッチ環境における伝送特性," 信学論 B, vol. J92-B, no.1, pp.262-270, 2009.
- [4] 3GPP TR 37.976, "Measurement of radiated performance for MIMO and multi-antenna reception for HSPA and LTE terminals (Release 10)," pp. 19-35, May 2010.
- [5] 岩井浩, 阪口啓, 坂田勉, 山本温, "携帯端末アンテナ評価用フェージングエミュレータの提案," 信学論(B), vol. J91-B, no. 9, pp. 960-971, 2008.
- [6] 坂田勉, 山本温, 小川晃一, "角度スペクトラムが設定可能な端末 MIMO アンテナ測定用空間多重波生成装置," 信学技報, A.P2008-3, pp. 13-18, 2008.
- [7] 3GPP, "Text Proposal for MIMO OTA report (TR 25.xxx)," TSG-RAN WG4 #51 BIS R4-092438, 2009.
- [8] 今井哲郎, 岡野由樹, 北尾光司郎, 齋藤健太郎, 萩原淳一郎, "MIMO 端末評価のための空間チャンネルエミュレータ構築に関する検討," 信学技報, A.P2009-25, pp. 81-86, May, 2009.
- [9] C.L. Holloway, D.A. Hill, J.M. Ladbury, P.F. Wilson, G. Koepke, and J. Coder, "On the use of reverberation chambers to simulate a Rician radio environment for the testing of wireless devices," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 54, no. 11, pp. 3167-3177, 2006.
- [10] P. Corona, G. Ferrara, and M. Migliaccio, "Reverberating chamber electromagnetic field in presence of an unstaired component," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 42, no.2, pp. 111-115, 2000.
- [11] P.S. Kildal and K. Rosengren, "Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: simulation and measurements in a reverberation chamber," IEEE Commun. Mag., pp. 104-111, Dec. 2004.
- [12] H. Arai, Measurement of Mobile Antenna Systems, Artech House, 2001.
- [13] 栗田大輔, 岡野由樹, 中松慎, 岡田隆, "反響チェンバを用いた MIMO アンテナ OTA 測定システム," 信学技報, A.P2009-34, pp. 135-140, May, 2009.

## 第2章 狭帯域信号におけるレイリーフェージングの理論

都市部を移動しながら無線通信を行う場合，送信点から受信点の間には複数の建物があるため，電波はこれらの障害物による反射・回折・散乱を受け，多数の経路を通過して受信されることになる．この各経路を通るそれぞれの電波を素波といい，多数の素波が受信される環境はマルチパス環境あるいはマルチパスリッチ環境と呼ばれる．マルチパス環境には，送受信間が見通しである LOS (Line Of Sight) 環境にて直接波にマルチパス波が加わる仲上—ライスフェージング環境と，非見通しである NLOS (None Line Of Sight) でマルチパス波だけが到来するレイリーフェージング環境の，大きく2つの種類がある．本論文ではレイリーフェージング環境を主に扱うため，本章ではその統計的性質について説明する．また，レイリーフェージング環境における MIMO チャンネルの特性についても述べる．

## 2.1 振幅・位相の確率分布

雑音を無視すると、送信信号がマルチパス伝搬路を経由して受信される信号は、全ての素波の総和となり次式で表せる[1].

$$\begin{aligned}
 e(t) &= \operatorname{Re} \left[ \sum_{n=1}^{N(t)} r_n(t) \exp j(2\pi f_c t + \phi_n(t)) \right] \\
 &= \left\{ \sum_{n=1}^{N(t)} r_n(t) \cos \phi_n(t) \right\} \cos(2\pi f_c t) - \left\{ \sum_{n=1}^{N(t)} r_n(t) \sin \phi_n(t) \right\} \sin(2\pi f_c t)
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

ただし

$$\phi_n(t) = \frac{2\pi \nu t \cos \theta_n}{\lambda} + \theta_{n0}$$

ここで、 $N(t)$ は時刻 $t$ におけるマルチパスの素波の数、 $r_n(t)$ は素波の複素振幅、 $f_c$ は搬送波周波数、 $\lambda$ は搬送波の波長、 $\phi_{n0}$ は初期位相、 $\theta_n$ は移動方向を基準にした到来角度、 $\nu$ は移動速度、 $\operatorname{Re}[\ ]$ は複素数の実数部である.

式(2.1)の $\{ \}$ 内を $x(t)$ 、 $y(t)$ と置き換えると、

$$e(t) = x(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t) \tag{2.2a}$$

$$= r(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \tag{2.2b}$$

と表される. ここで $x(t)$ 、 $y(t)$ と $r(t)$ 、 $\phi(t)$ には次式のような関係がある.

$$x(t) = r(t) \cos \phi(t) \tag{2.3}$$

$$y(t) = r(t) \sin \phi(t)$$

ここで、素波数  $N(t)$  が十分に大きいこと、到来角度  $\theta_n(t)$  のランダム性によって  $\phi_n(t)$  も互いに無相関であることを考慮すると、中心極限定理により任意の時刻  $t$  における  $x(t)$ ,  $y(t)$  の確率密度関数  $f_x$ ,  $f_y$  は、平均値 0, 標準偏差  $\sigma$  の正規分布  $N(0, \sigma^2)$  となる。  $x(t)$  と  $y(t)$  の変動は独立のため、結合確率密度関数  $f_{xy}(x, y)$  は  $f_x$  と  $f_y$  の積になる。  $r(t)$  と  $\phi(t)$  の結合確率密度関数  $f_{r\phi}(r, \phi)$  は

$$f_{r\phi}(r, \phi) = f_x(x) f_y(y) \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial r} & \frac{\partial x}{\partial \phi} \\ \frac{\partial y}{\partial r} & \frac{\partial y}{\partial \phi} \end{vmatrix} \tag{2.4}$$

であり、式(2.3)の関係より

$$f_{r\phi}(r, \phi) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \tag{2.5}$$

となる。これより、振幅  $r$  と位相  $\phi$  の確率密度関数  $f_r(r)$ ,  $f_\phi(\phi)$  は

$$f_r(r) = \int_0^{2\pi} f_{r\phi}(r, \phi) d\phi = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.6)$$

$$f_\phi(\phi) = \int_0^{2\pi} f_{r\phi}(r, \phi) dr = \frac{1}{2\pi} \quad (2.7)$$

となる。式(2.6)はレイリー分布，式(2.7)は一様分布であり，このようなフェージングをレイリーフェージング，そしてそのような性質を持つ伝搬環境はレイリーフェージング環境と呼ばれる。

レイリーフェージングの電力変動の分布  $f_z$  は  $z \propto r^2$  とした  $z$  の分布であり，以下のような指数分布で与えられる。

$$f_z = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{z}{\Gamma}\right) \quad (2.8)$$

ここで， $\Gamma$  は  $z$  の平均値である。

## 2.2 空間相関

空間位置  $x$  の変化に対する空間相関特性は次式のようなになる[1].

$$\rho_a(\Delta x) = \frac{\int_0^{2\pi} \Omega(\theta) \exp(jk \Delta x \cos \theta) d\theta}{P_R} \quad (2.9)$$

ただし

$$P_R \equiv \int_0^{2\pi} \Omega(\theta) d\theta$$

- $k$  : 電波の波数
- $P_R$  : マルチパス波の平均電力
- $\Omega(\theta)$  : 到来角度プロファイル

なお, ここでは WSSUS(Wide-Sense Stationary-Uncorrelated Scattering)チャネル[1]を仮定しており, 少しでも到来角度が異なる波は無相関として扱っている.

移動通信におけるレイリーフェージング環境の端末側の角度プロファイルは一様分布するモデルが一般的である. このときのプロファイル  $\Omega(\theta)$  は次式のようなになる.

$$\Omega(\theta) = \frac{P_R}{2\pi} \quad (2.10)$$

これより複素空間相関係数を式(2.9)から求めると

$$\rho_a(\Delta x) = J_0(k \Delta x) \quad (2.11)$$

となる. ここで,  $J_0$  は 0 次第 1 種ベッセル関数である.

信号強度の相関係数は

$$\rho_A(\Delta x) \approx \rho_P(\Delta x) = |\rho_a(\Delta x)|^2 = |J_0(k \Delta x)|^2 \quad (2.12)$$

となる[1].

### 2.3 レベル交差率

受信信号の包絡線のレベル交差率 (Level Crossing Rate)  $L_Z$  は, 包絡線がレベル  $Z$  を下方向 (あるいは上方向) に交差する期待値率 (1 秒当たりの交差回数) として定義され, レイリーフェージング環境では次式のようになる[2].

$$L_Z = \sqrt{2\pi} f_D \rho \exp(-\rho^2) \quad (2.13)$$

ここで

$$\rho = \frac{Z}{\sqrt{\overline{P_r}}}$$

$f_D$  : 最大ドップラー周波数

$\overline{P_r}$  : 平均受信電力

しきい値  $\gamma_0$  を交差する受信信号電力のレベル交差率は, 式(2.13)に  $\rho = \sqrt{\gamma_0 / \overline{P_r}}$  を代入して次式で表される.

$$L(\gamma_0) = \frac{\sqrt{2\pi} \gamma_0 f_D}{\overline{P_r}} \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\overline{P_r}}\right) \quad (2.14)$$

## 2.4 MIMO 通信路容量

伝送線路の信号電力対雑音電力比が $\gamma$ のときの通信路容量 $C$ は、シャノンの定理により次式で与えられる[3].

$$C = \log_2(1 + \gamma) \quad (\text{bit/Hz/sec}) \quad (2.15)$$

MIMO 通信では、受信側のみが MIMO チャネル応答行列の情報(CSI: Channel State Information)  $\mathbf{A}$  を持つ場合 (方式 1) と、送受双方で CSI を共有している場合 (方式 2) で通信路容量が異なる.

方式 1 の通信路容量は次式となる.

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \left| \left( \mathbf{I} + \frac{\gamma_0}{M} \mathbf{A} \mathbf{A}^H \right) \right| \\ &= \sum_{i=1}^{M_0} \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_i \gamma_0}{M} \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

ただし

$\mathbf{I}$  : 単位行列

$\gamma_0$  : 送信側の全電力が一つのアンテナから送信され、パス利得 1 で伝搬し、一つの受信アンテナで受信した場合の SN 比

$M$  : 送信アンテナ数

$M_0$  : 送信アンテナ数  $M$  と受信アンテナ数  $N$  の小さい方の値

$\lambda_i$  : 相関行列  $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$  の  $i$  番目の固有値

ここで、上付き添字  $H$  は複素共役転置を表す. 送信側で CSI を持たないときは、全固有パスに均等に電力を分配すると最大容量が得られることを示している.

方式2では,

$$C = \sum_{i=1}^{M_0} \log_2(1 + \lambda_i \gamma_i)$$

ただし

$$\sum_{i=1}^{M_0} \gamma_i = \gamma_0$$
(2.17)

ここで、各固有パスには $\gamma_i$ に比例する電力が配分されていることになるが、この電力配分の最適割当は以下の注水定理に従う。

最適な電力割当の方法は、全電力一定の下での通信路容量の最大化問題であるので、ラグランジュの未定乗数法により求められる。最大化したい式と条件式をパラメータ $\lambda$ を介してラグランジュ関数

$$\phi = \sum_{i=1}^{M_0} \log_2(1 + \lambda_i \gamma_i) - \lambda \left( \sum_{i=1}^{M_0} \gamma_i - \gamma_0 \right)$$
(2.18)

とし、その $\gamma_i$ についての条件

$$\frac{\partial \phi}{\partial \gamma_i} = \frac{\lambda_i}{(1 + \lambda_i \gamma_i) \log_e 2} - \lambda = 0$$
(2.19)

を考えれば,

$$\gamma_i = \frac{1}{\lambda \log_e 2} - \frac{1}{\lambda_i}$$
(2.20)

を得る。この配分の中で、 $\gamma_i$ は負の値をとることができないので、 $\gamma_i$ は次式のようになる。

$$\gamma_i = \max \left\{ \nu - \frac{1}{\lambda_i}, 0 \right\} \quad (2.21)$$

$\nu$ はパラメータであり,式(2.17)を満たすように設定される.この $\gamma_i$ の最適化の結果は,注水定理の形にまとまる[1].

## 参考文献

- [1] 唐沢好男, デジタル移動通信の電波伝搬基礎, pp. 55-67, コロナ社, 2004
- [2] Andrea Goldsmith, 小林岳彦(監訳), ワイヤレス通信工学, pp.104-105, 丸善, 2007.
- [3] 中嶋信生(編), 新世代ワイヤレス技術, pp.92-96, 丸善, 2004.

## 第3章 MIMO 用小型 3 偏波アンテナの製作と特性評価

高いスループットや高信頼性通信を実現する MIMO 技術であるが、複数のアンテナを端末に実装する際にスペース的な制約が問題となる。近年では誘電体アンテナなどの小型アンテナも使用されているが、単に小型のアンテナを高密度に実装すると、アンテナ間のカップリングにより空間相関係数が高くなり、スループット等の特性劣化が生じる。このために、入出力アンテナの素子数を増やすだけでなく、偏波を利用する MIMO の構成提案も盛んに行われている[1]-[7]。偏波の直交性を利用する場合、一方向に進行する波に対しては、独立な二つの偏波（例えば、水平偏波と垂直偏波）しか利用できないが、あらゆる方向に散乱するマルチパス波の伝搬環境で力を発揮する MIMO では、空間の 3 直交軸方向の電界成分の利用が期待できる。この特徴を生かして、立方体構造の各辺にダイポールアンテナを配置する MIMO Cube と呼ばれるアンテナが提案されている[8],[9]。著者らはこれとは独立に、直交偏波給電マイクロストリップアンテナの中央に、モノポールアンテナを有する 3 ポートのアンテナを提案し、これを、3 偏波アンテナ(Tri-polarization antenna)と呼んでいる[10]-[13]。このアンテナは MIMO Cube に比べて構成が簡易であり、MIMO 用コンパクトアンテナとして、また、偏波ダイバーシチ受信アンテナとして、実用性が期待できる。

本章では、この 3 偏波アンテナの構成を詳しく述べるとともに、2GHz 帯用と 5GHz 帯用に試作した 3 偏波アンテナの基本性能、およびマルチパスリッチリッチ環境における 5GHz 帯用 3 偏波アンテナの 3x3 MIMO 構成での基本伝送特性を明らかにする[13]。後者のマルチパスリッチ環境での伝送特性実験では、この評価のために製作した電波反射箱を用いており、この実験環境についても第 4 章で詳細に述べる。

### 3.1 多重偏波利用 MIMO のチャネルモデル

本章では，3.2 節で詳しく述べるように，図 3-1 に示す構成のアンテナを提案する．このアンテナは，パッチアンテナの正面方向（面と直行する方向）に放射する直交 2 偏波（ここでは，水平偏波(H)と垂直偏波(V)と呼ぶ）および，中央のモノポールアンテナから放射され H と V に直行する偏波面(Z)の 3 つの入力ポートを有する．このポートをそれぞれ H, V, Z と名づける．このアンテナを送受信に用いて対向させた場合のチャネル応答行列はパス利得を 1 とすると次式で表現できる．

$$\mathbf{A} \equiv \begin{bmatrix} a^{(VW)} & a^{(VH)} & a^{(VZ)} \\ a^{(HV)} & a^{(HH)} & a^{(HZ)} \\ a^{(ZV)} & a^{(ZH)} & a^{(ZZ)} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

ここで， $a^{(QP)}$  は，送信ポート P と受信ポート Q を結ぶチャネルの複素振幅である．ポート名に H, V, Z とつけているが，アンテナの配置によって偏波自体の呼び方（特に H と V）は変わってくるが，これは，アンテナのポートの名称として用いている．

このチャネル応答行列は，特異値分解により，次式で表現できる．

$$\mathbf{A} = \mathbf{E}_r \mathbf{D} \mathbf{E}_t^H = \sum_{i=1}^3 \sqrt{\lambda_i} \mathbf{e}_{r,i} \mathbf{e}_{t,i}^H \quad (3.2a)$$

$$\mathbf{E}_t \equiv [\mathbf{e}_{t,1} \quad \mathbf{e}_{t,2} \quad \mathbf{e}_{t,3}] \quad (3.2b)$$

$$\mathbf{E}_r \equiv [\mathbf{e}_{r,1} \quad \mathbf{e}_{r,2} \quad \mathbf{e}_{r,3}] \quad (3.2c)$$

$$\mathbf{D} \equiv \text{diag}[\sqrt{\lambda_1} \quad \sqrt{\lambda_2} \quad \sqrt{\lambda_3}] \quad (3.2d)$$

ここで、上付添 H は複素共役転置を表す。また、 $\lambda_i$  は  $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$  (または  $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$ ) の  $i$  番目の固有値、 $\mathbf{e}_{t,i}$  は  $\lambda_i$  に属する  $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$  の固有ベクトル、 $\mathbf{e}_{r,i}$  は  $\lambda_i$  に属する  $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$  の固有ベクトルである。

MIMO 伝送特性評価には、BER(Bit Error Rate)推定や通信路容量推定を可能とする固有値の確率分布特性の把握が基本となる。また、その固有値特性から得られる通信路容量評価も重要である。通信路容量は次式から計算される。

$$C_1 = \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\gamma_0}{3} \mathbf{A} \mathbf{A}^H \right| = \sum_{i=1}^3 \log_2 \left( 1 + \frac{\gamma_0 \lambda_i}{3} \right) \quad (\text{bit/s/Hz}) \quad (3.3)$$

$$C_2 = \sum_{i=1}^3 \log_2 (1 + \gamma_i \lambda_i) \quad (\text{bit/s/Hz}) \quad (3.4a)$$

$$\sum_{i=1}^3 \gamma_i = \gamma_0 \quad (3.4b)$$

ここで、 $\gamma_0$  は SISO (Single-Input Single-Output) チャンネルにおける平均 SNR である。ま

た,  $C_1$  は, 各ポートから等電力に送信する場合の通信路容量,  $C_2$  は電力配分を変えた場合の通信路容量で, 注水定理に基づく配分を行えば, それが最大容量を実現することが知られている. 本論文では, 等電力配分での通信路容量 ( $C_1$ ) で評価を行う.

偏波を用いるシステムでは, 偏波間の相関や直交ポートへの漏れこみの程度が通信路容量を支配する. ポート間のチャネル特性変動が無相関で, 直交ポートに等電力で漏れこむ場合は, 同一偏波 3 素子アレーで構成される iid チャネルの特性と同じになり, 3 偏波アンテナの動作の理想的な環境になる. 実際に, 通常の市街地環境や屋内環境では, 垂直偏波で送出した電波は, 水平偏波で受信するよりも垂直偏波で受信する方が若干受信電力が高くなることが知られている[14]. この偏波のもれこみの程度は交差偏波識別度 (XPD: Cross Polarization Discrimination) で評価され, 次式で定義できる.

$$XPD^{(QP)} \equiv \frac{\langle |a^{(QP)}|^2 \rangle}{\langle |a^{(PP)}|^2 \rangle} \quad (3.5)$$

本論文では, 3 つの偏波を用いているので, (QP)と(PQ)の統計的性質が同じと考えれば, 3 つの組み合わせが存在する. これまでの測定では, 見通しが無いレイリーフェージング環境では H 偏波と V 偏波間の  $XPD^{(HV)}$  は平均的には 5dB 程度で[14], [15], 0dB ~ 10dB に分散することが知られている[2],[15].

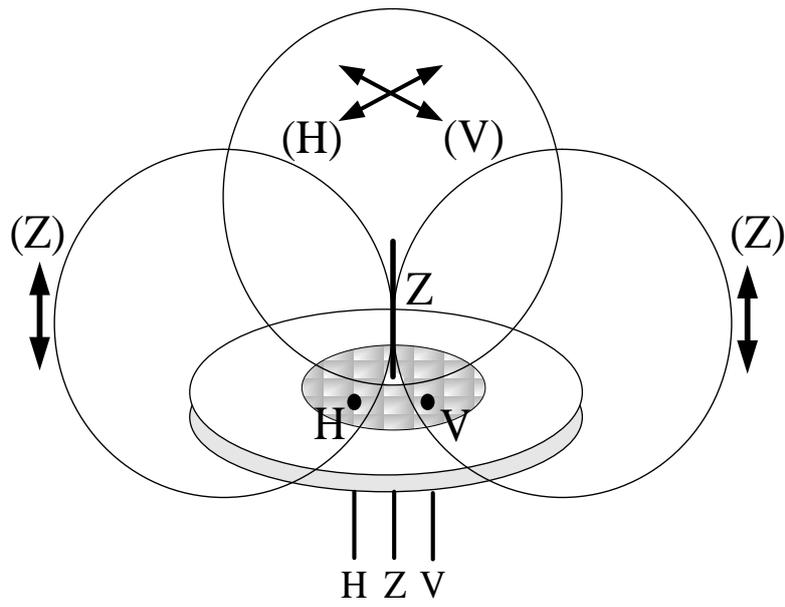


図 3-1 3 偏波アンテナの構成と偏波特性

### 3.2 3 偏波アンテナの構造

まず, 3 偏波アンテナの機能検証のために 2GHz 帯 3 偏波アンテナを試作した. 図 3-2 にその概略構造を示す. 2 偏波パッチアンテナの中心にモノポールアンテナを配しただけの極めてシンプルな構造であり, 3 偏波アンテナが容易に製作可能であることが分かる.

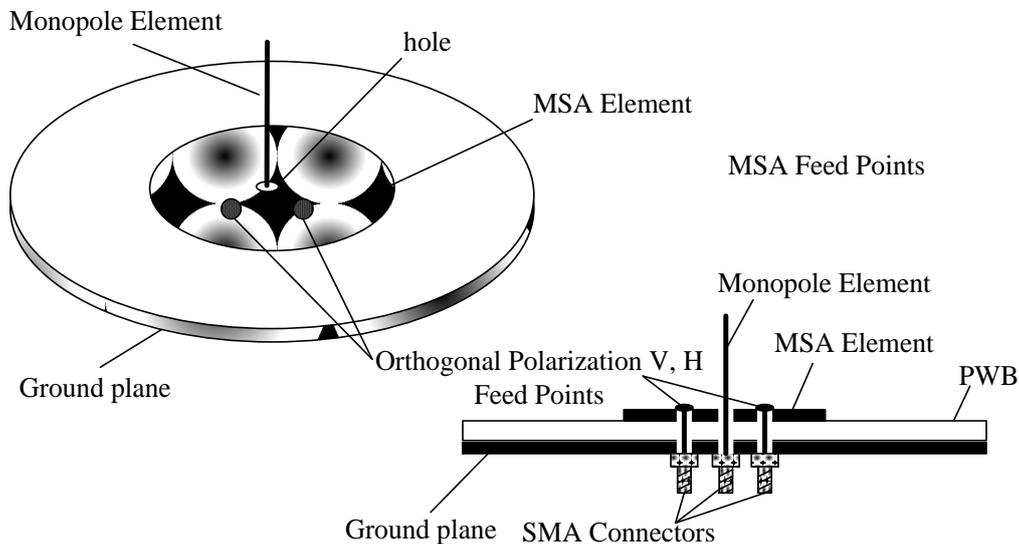


図 3-2 試作した 2GHz 帯 3 偏波アンテナの構造

次に, 広帯域化と端子間アイソレーション特性の向上を目指し, 5GHz 帯 3 偏波アンテナを試作した. その概略構造を

図 3-3 に, 外観を図 3-4 にそれぞれ示す. 前述の 2GHz 帯用に試作したアンテナが動作を実証するためのシンプルな構造であったのに対し, こちらは 4.9~5.3GHz の 5GHz 無線 LAN 帯域をカバーするために, パッチアンテナに無給電素子を付加して広帯域化をはかっている. 単純なパッチアンテナは比帯域が狭いが, このような工夫により 3 偏波アンテナを広帯域化することも可能となる.

パッチアンテナと無給電素子には比誘電率 3.3, 厚さ 1.2mm の誘電体基板を用いている. モノポールアンテナには  $\phi 0.2\text{mm}$  の細径銅線を使用し, 給電点付近の積層セラミ

ックコンデンサで整合をとっている。また、無給電素子を付加したために、モノポールアンテナとグラウンドプレーンが離れるという問題を解決するため、セミリジッドケーブルの外導体をパッチアンテナの無給電素子に接続してモノポールアンテナのグラウンドプレーンとして機能させている。

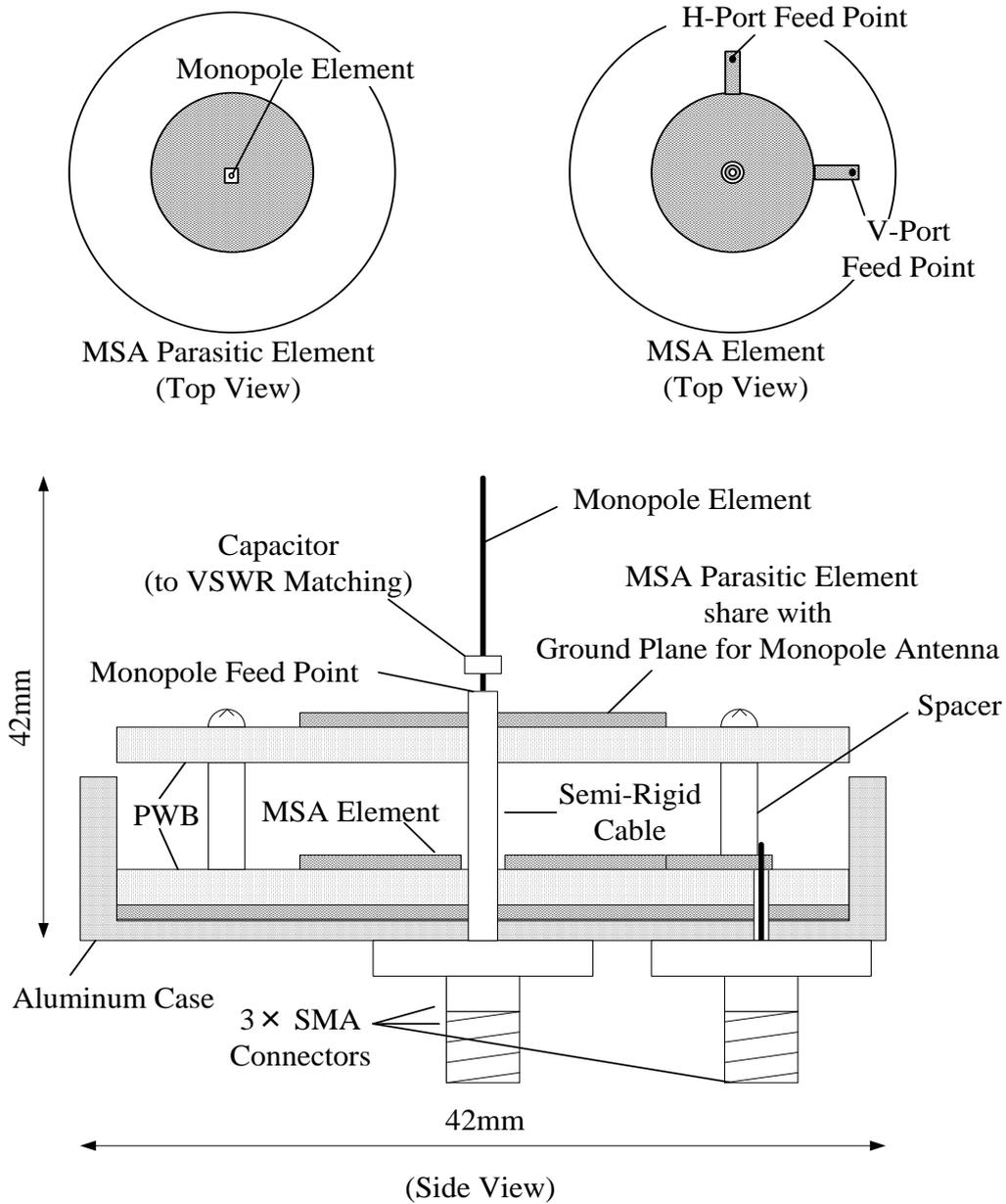


図 3-3 5GHz 帯 3 偏波アンテナの構造

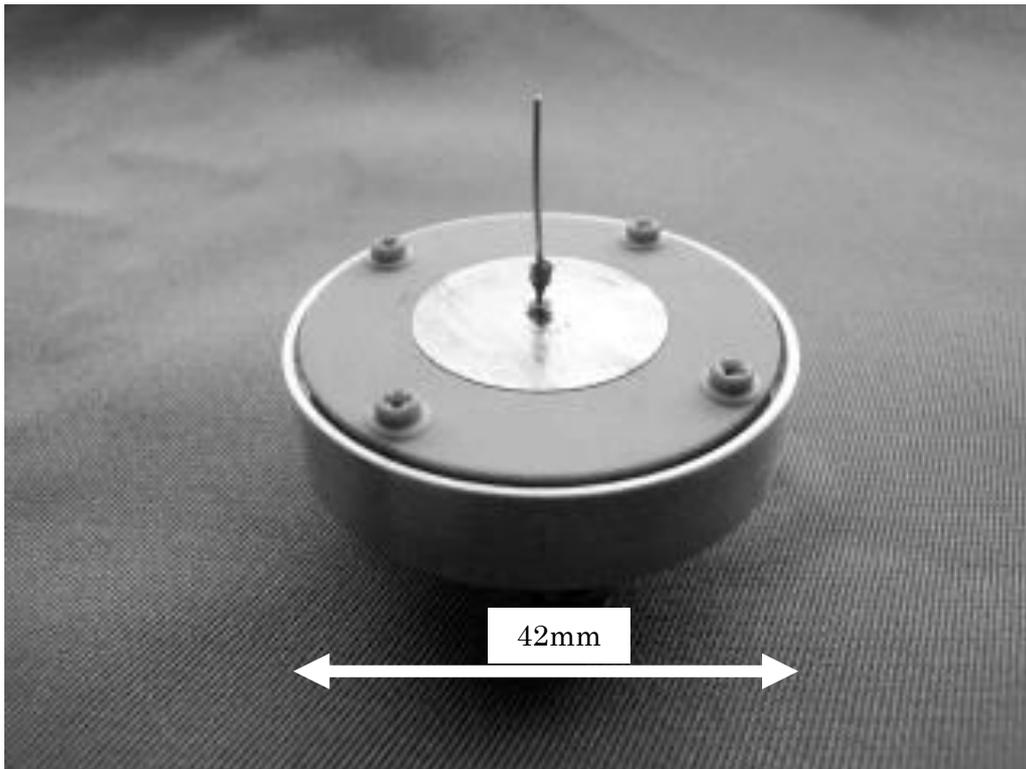


図 3-4 5GHz 帯 3 偏波アンテナの外観

### 3.3 試作した 3 偏波アンテナの基本特性

#### 3.3.1 V.S.W.R 特性

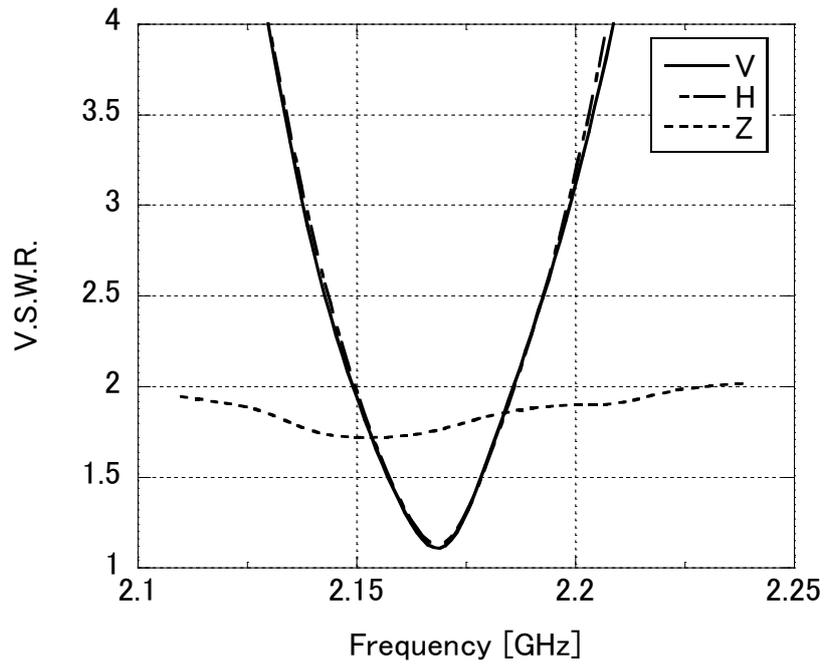
試作した 2GHz 帯および 5GHz 帯 3 偏波アンテナの V.S.W.R.特性を図 3-5 に示す。2GHz 帯 3 偏波アンテナでは 2.15~2.18GHz で V.S.W.R.が 2 以下となっており、比帯域は約 1.5%であった。これに対し、5GHz 帯 3 偏波アンテナでは 4.83~5.34GHz で V.S.W.R.が 2 以下となり、比帯域は約 10%と広帯域化され、5GHz 帯無線 LAN の帯域をカバーするという目標をクリアしている。

#### 3.3.2 端子間アイソレーション特性

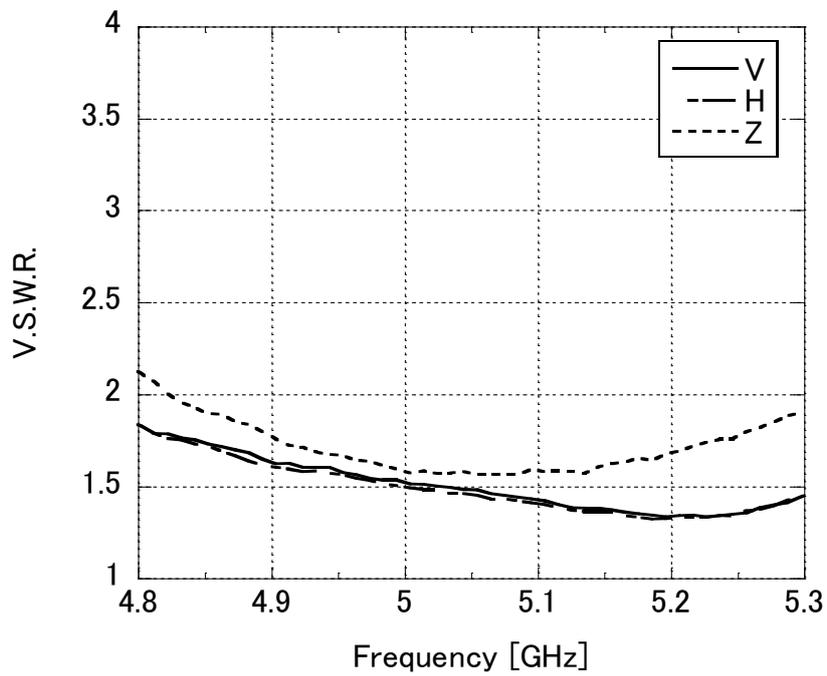
端子間アイソレーション特性を図 3-6 に示す。V-Z ポート間と H-Z ポート間の特性はほぼ同じであったため、図中では V-H ポート間と V-Z ポート間のアイソレーション特性を示している。2GHz 帯アンテナは約 15dB 程度であるのに対し、5GHz 帯アンテナでは帯域内で 23dB 以上の良好な端子間アイソレーション特性を実現している。

#### 3.3.3 放射パターンと利得

放射パターンについては、2GHz 帯・5GHz 帯いずれも一般的なパッチアンテナおよびモノポールアンテナと同等であったため、5GHz 帯アンテナの放射パターンのみを図 3-7 に示す。2GHz 帯用 3 偏波アンテナの放射パターンについては[10]を参照されたい。なお、V ポートと H ポートの特性はほぼ同じであったため、図中では V ポートの特性のみ示している。利得は V および H ポートが 6.5dBi、Z ポートが 2.2dBi であった。

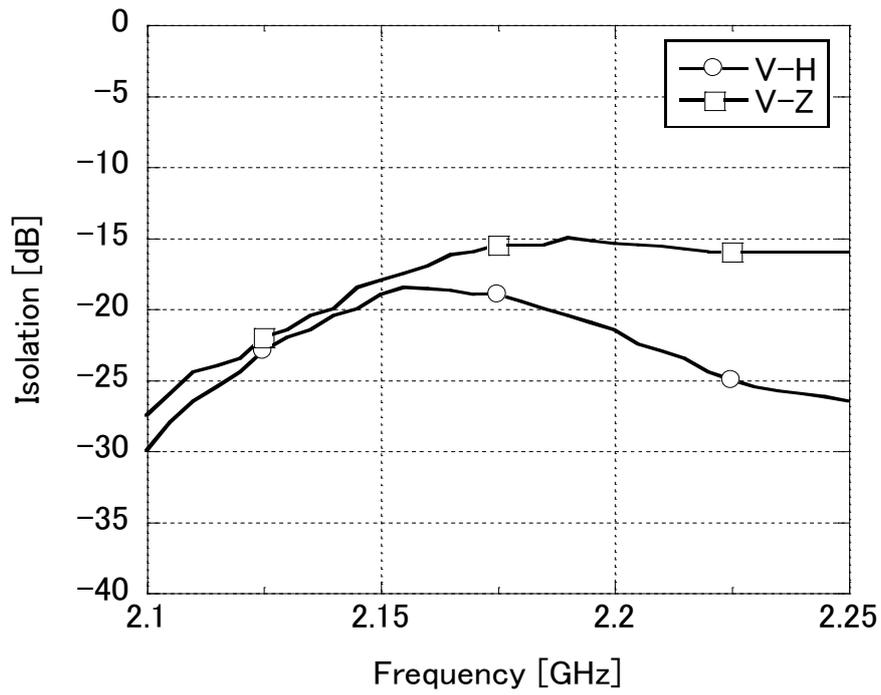


(a) 2GHz-Band Tri-Pol. Antenna

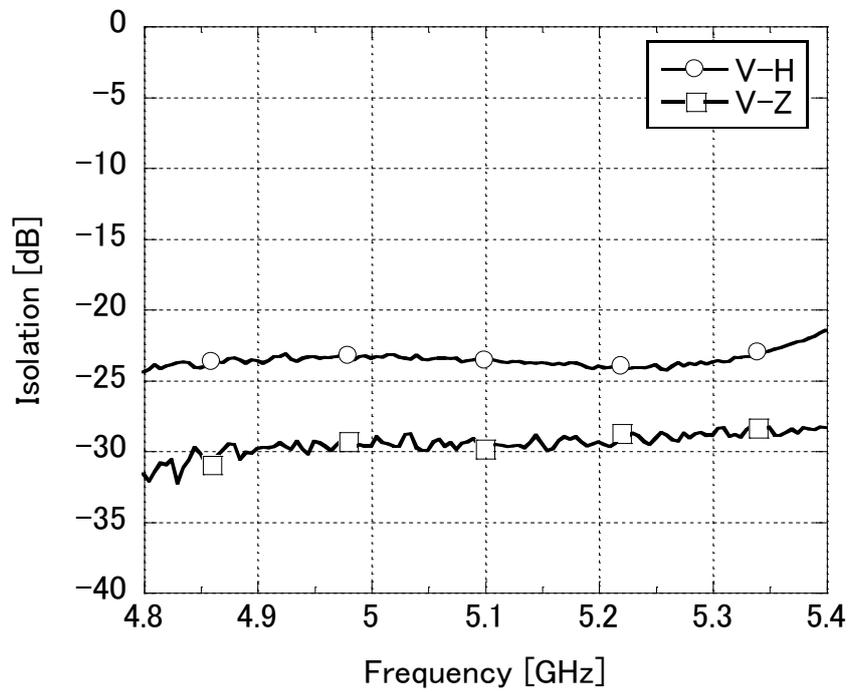


(b) 5GHz-Band Tri-Pol. Antenna

図 3-5 3 偏波アンテナの V.S.W.R.特性

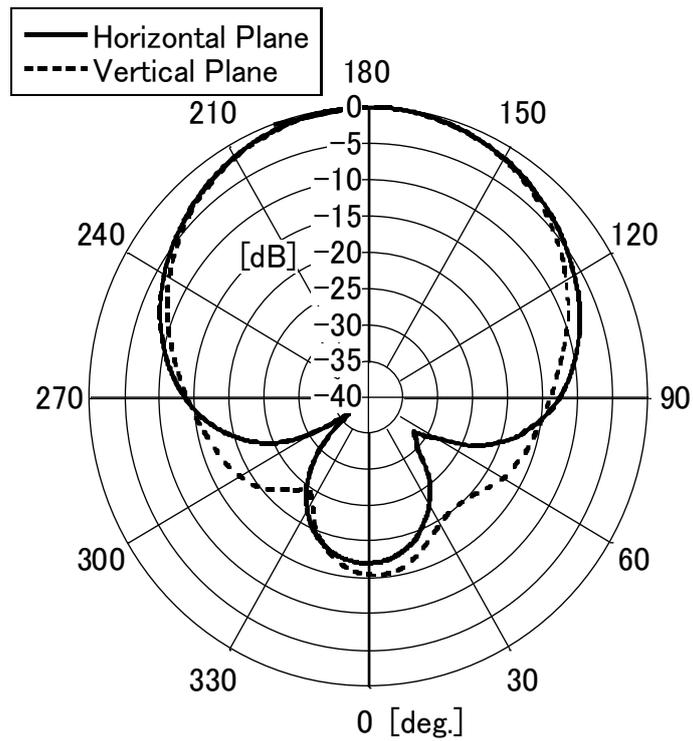


(a) 2GHz-Band Tri-Pol. Antenna

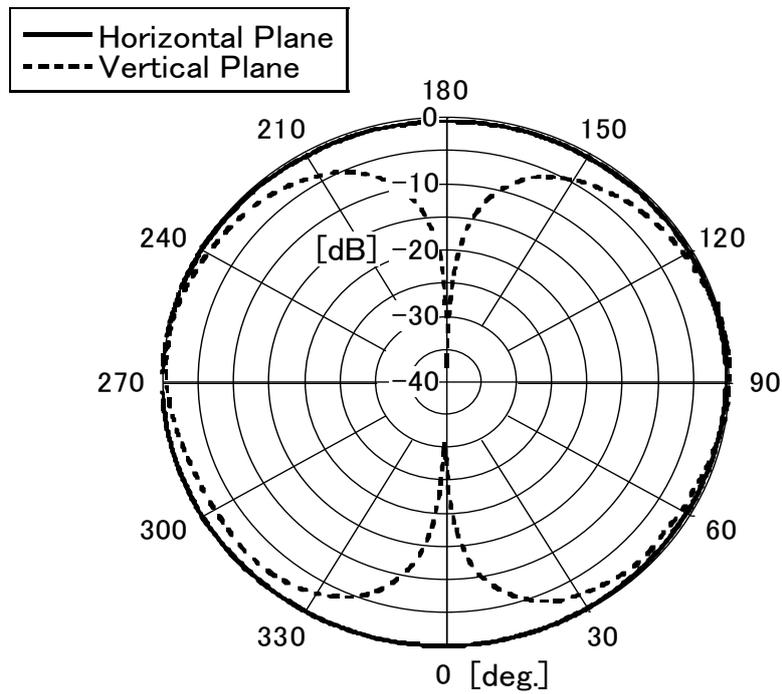


(b) 5GHz-Band Tri-Pol. Antenna

図 3-6 3 偏波アンテナの端子間アイソレーション特性



(a) V-Port



(b) Z-Port

図 3-7 5GHz 帯 3 偏波アンテナの放射パターン

### 3.4 3 偏波アンテナの MIMO 性能評価

試作した 3 偏波アンテナの性能を評価するため、マルチパスリッチ環境 (=レイリーフェージング環境) を実現する電波反射箱 (第 4 章で詳しく説明する) 内で測定した伝搬特性から通信路容量を算出し、ダイポールアンテナアレーによる 3×3-MIMO との比較を行う。試作した 3 偏波アンテナは 2GHz 帯用と 5GHz 帯用の 2 種類あるが、偏波を利用した MIMO 伝送特性の基本的な性質は大きく変化するものではないと考えられるため、以下の評価は 5GHz 帯用 3 偏波アンテナのみを用いて行った。

伝搬特性の測定系を図 3-8 に示す。送受信アンテナは図 3-9 の  $d=0\text{mm}$ 、高さ 1m の位置に設置している。ダイポールアンテナアレーの測定時は、3 本のダイポールアンテナのうち中央の素子が上記の位置になるように設置している。また、ダイポールアンテナ素子の間隔は 100mm としており、これは 5.1GHz での波長に換算すると約  $1.7\lambda$  となり、電波反射箱内での相関係数は 0.1 以下 (図 4-7) であるため、各アンテナ素子は無相関とみなすことができる。なお、VNA(Vector Network Analyzer)は送受信アンテナの入力コネクタにて校正している。

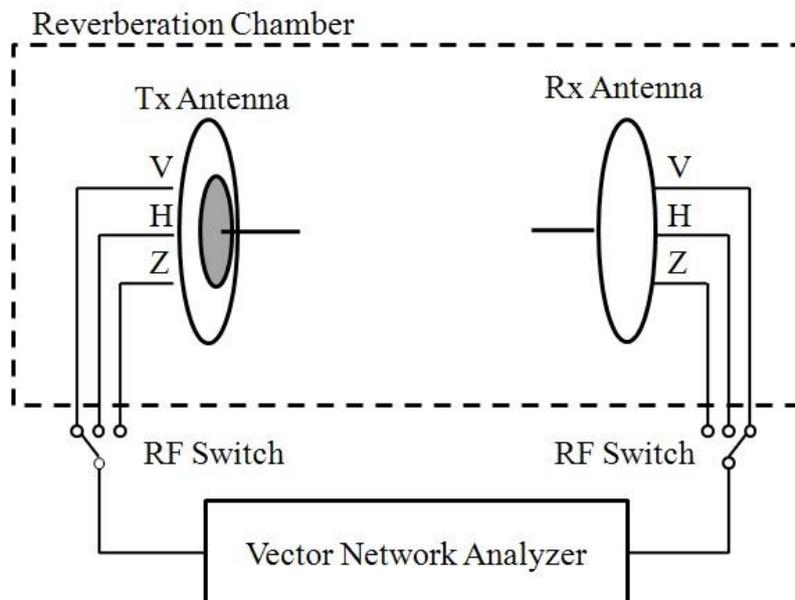


図 3-8 通信路容量の測定系統図

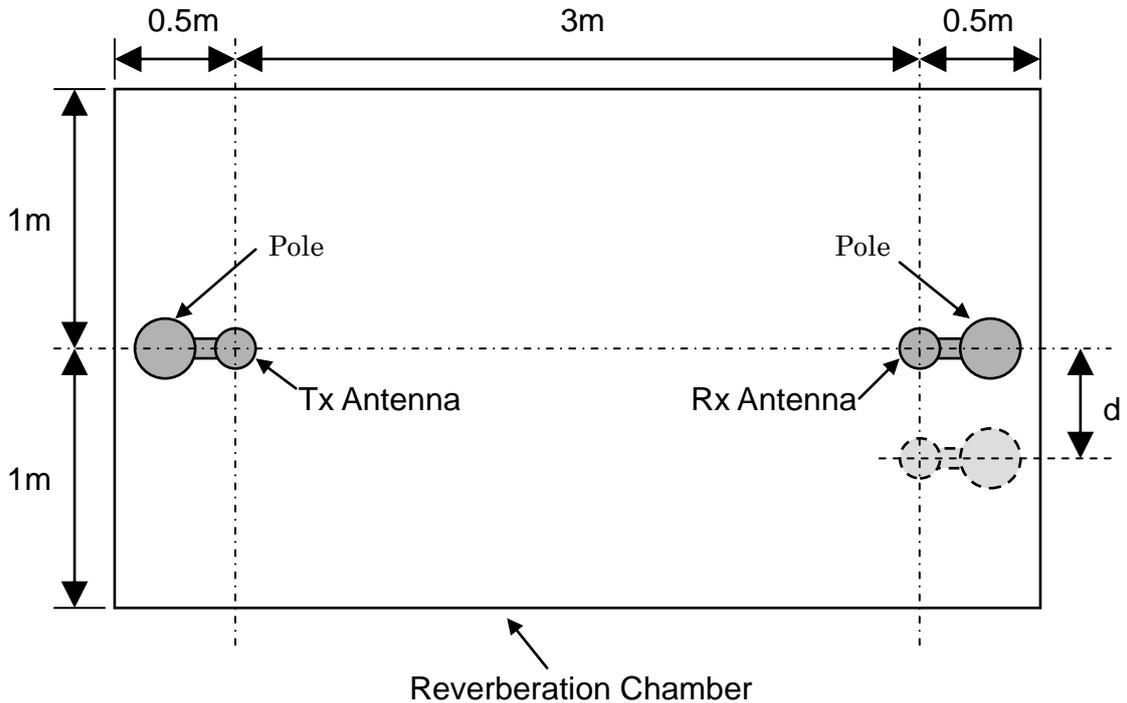


図 3-9 送受信アンテナの設置位置

### 3.4.1 モノポールアンテナの効果

第3の偏波（Zポート）として追加したモノポールアンテナの効果を確認するため、送受信にパッチアンテナのV偏波のみを用いた1×1-SISO構成の「V×V」、送受信にパッチアンテナのV偏波とH偏波を用いた2×2-MIMO構成の「VH×VH」、送受信に3偏波アンテナを用いた3×3-MIMO構成の「Tri×Tri」、さらに送受信にV偏波のダイポールアンテナアレーを用いた3×3-MIMO構成の「3×3」の4種類のアレー構成について、それぞれの通信路容量を比較する。なお、各構成におけるチャネル応答行列は、ダイポールアンテナの1×1-SISO構成における受信レベルの平均値(=-30.4dB)を基準として測定値を正規化して得ている。また、「V×V」は3偏波アンテナの測定値から送信V-受信Vの測定値を、「VH×VH」は送信V/H-受信V/Hの測定値をそれぞれ抽出したものである。

各構成における固有値の累積確率分布を図3-10に、S/N比 $\gamma_0 = 10 (= 10\text{dB})$ および $\gamma_0 = 100 (= 20\text{dB})$ として算出した通信路容量の累積確率分布を図3-11に、通信路容量の平均値を表3-1にそれぞれ示す。

図 3-11 および表 3-1 から、「Tri×Tri」では「VH×VH」の約 1.5 倍の通信路容量が得られており、第 3 の偏波として追加したモノポールアンテナが有効に機能していることが確認できた。また、「3×3」と比べて通信路容量の差はわずかであり、マルチパスリッチ環境では 3 偏波アンテナは 3×3 ダイポールアンテナアレーに匹敵する性能を有していることが分かった。

さらに、3 偏波アンテナと同様に偏波を利用した MIMO 用アンテナである MIMO-CUBE と 1 素子あたりの通信路容量で比較すると、レイリーフェージング環境における S/N 比 20dB 時の MIMO-CUBE の通信路容量が  $62.5 \text{ bit/sec/Hz} / 12 \text{ 素子} = 5.2 \text{ bit/sec/Hz/element}$  であるのに対し[8]、3 偏波アンテナでは  $15.7 \text{ bit/sec/Hz} / 3 \text{ 素子} = 5.2 \text{ bit/sec/Hz/element}$  と同等の結果となった。

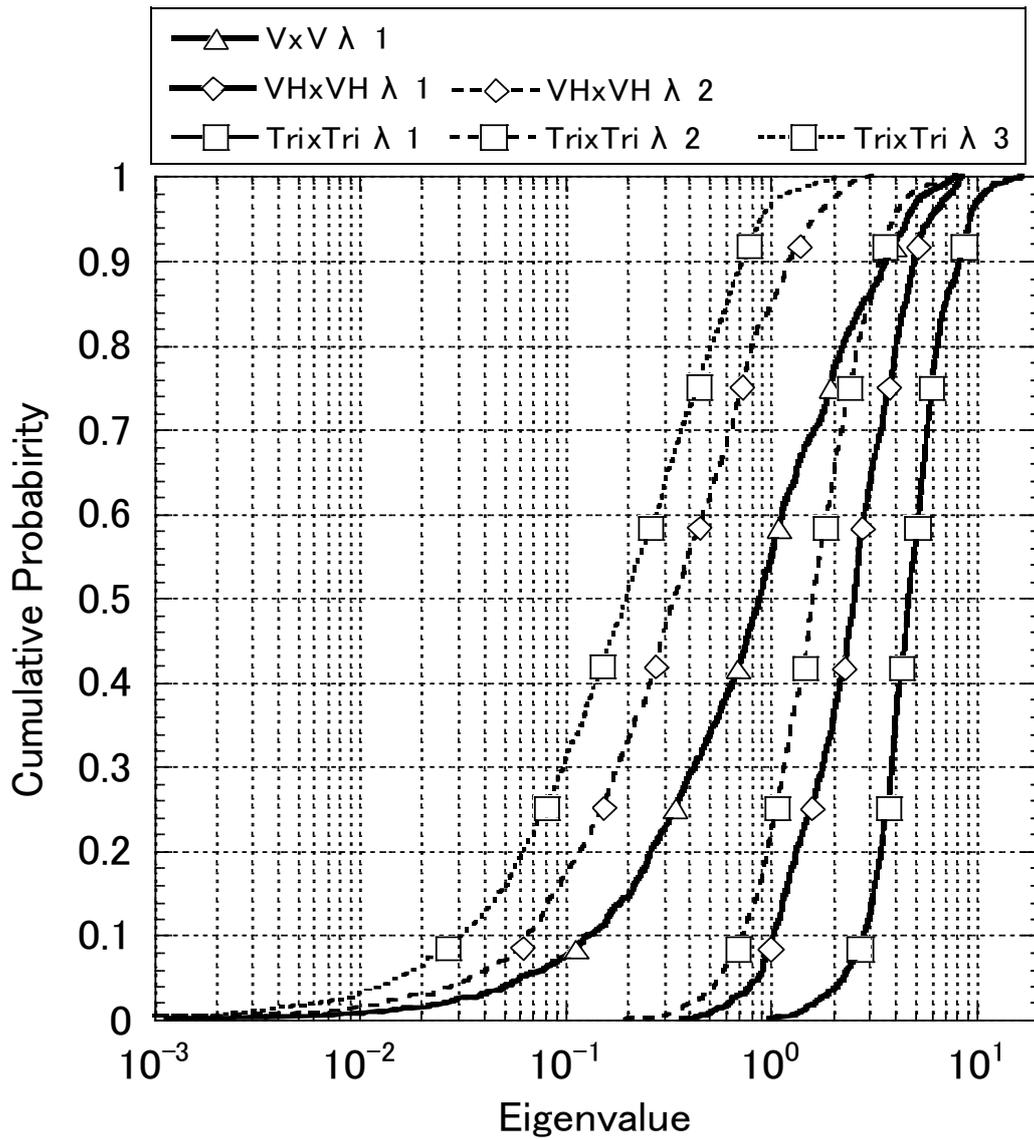


図 3-10 固有値の累積確率分布

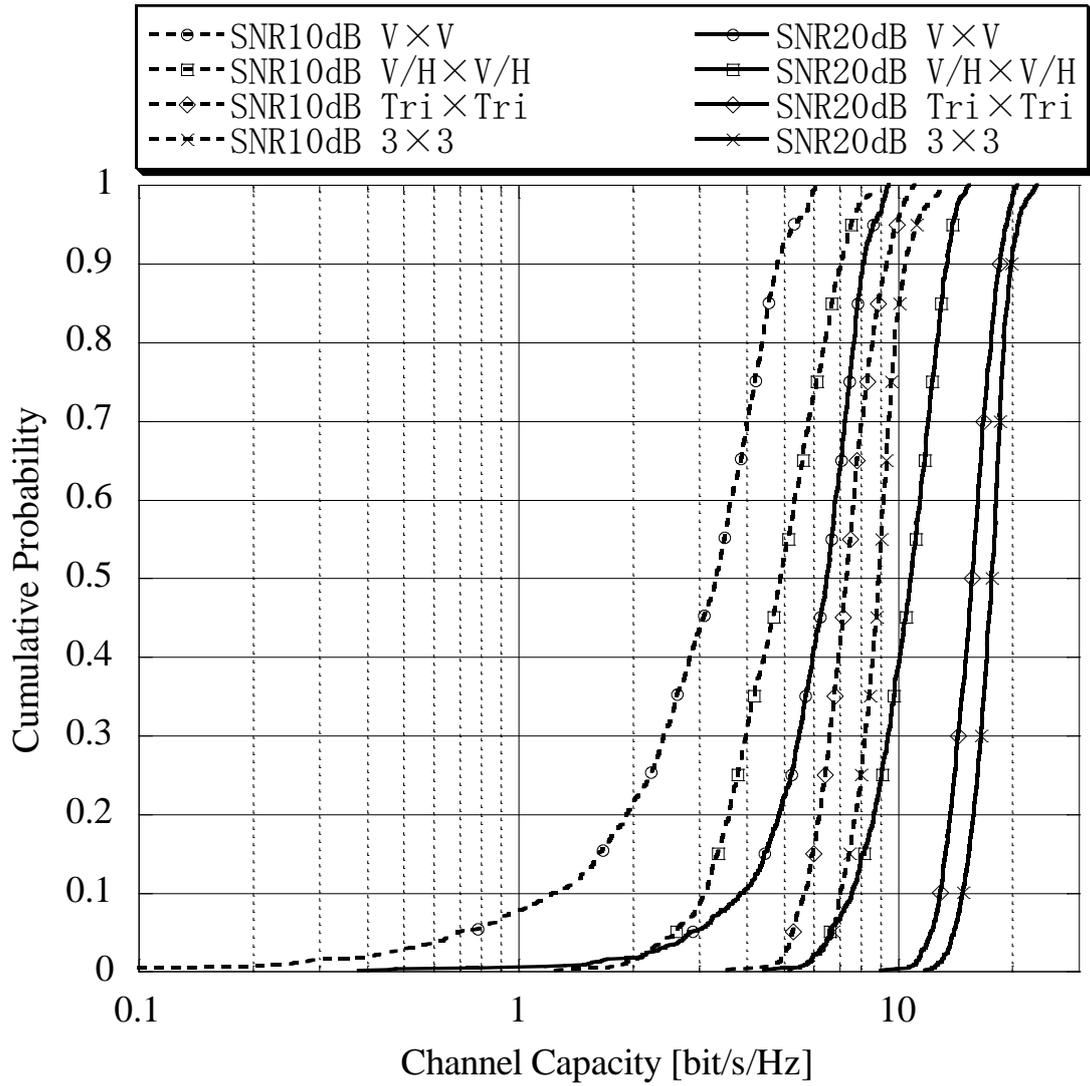


図 3-11 通信路容量の累積確率分布

表 3-1 通信路容量の平均値

|                   | SNR                    | V×V | VH×VH | Tri×Tri | 3×3  |
|-------------------|------------------------|-----|-------|---------|------|
| Channel Capacity  | $\gamma_0=10\text{dB}$ | 3.2 | 5.0   | 7.4     | 8.9  |
| (Avg.) [bit/s/Hz] | $\gamma_0=20\text{dB}$ | 6.3 | 10.6  | 15.7    | 17.5 |

### 3.4.2 送受信アンテナの向きによる特性変化

次に、送受信アンテナの向きにより通信路容量がどのように変化するかを調べるため、Tx/Rx アンテナを図 3-9 の  $d=0\text{mm}$  の位置に設置し、アンテナの種類と向きを表 3-2 の A~E の 5 つのパターンで設置し測定を行った。

S/N 比  $\gamma_0 = 10 (= 10\text{dB})$  として算出した通信路容量の累積確率分布を図 3-12 に、通信路容量の平均値を表 3-3 に示す。通信路容量の大きい順に  $D \gg C = A > B \gg E$  となっていることが分かる。構成 D でもっとも通信路容量が大きい理由は、Tx/Rx すべてのアンテナ素子が同一偏波となるため、Tx アンテナ素子から送信された信号がすべての Rx アンテナ素子でほぼ同等のレベルで受信されているためと説明できる。それに対し、その他の構成では Tx と Rx で偏波が異なる組み合わせにおいて電波反射箱の XPD ( $=7.0\text{dB}$ ) の分だけ受信レベルが下がる ( $=\text{S/N}$  比が劣化する) ため、通信路容量が低下したと考えられる。特に構成 E では受信側のすべての素子で送信側と偏波が異なるため、通信路容量の劣化量が大きくなっている。

また、これらの図からは構成 A~C のように 3 偏波アンテナは Tx/Rx アンテナの向きを変えても通信路容量の変化が少ない傾向が読み取れる。これは、3 偏波アンテナでは空間の直交軸のどの方向にも電界成分が存在するため、Tx/Rx アンテナの姿勢変化が生じた場合でも構成 E のように Tx/Rx の全素子 (偏波) が直交して受信レベルが下がることがないためであると考えられる。すなわち、3 偏波アンテナを用いることで、伝搬環境が変化しても安定した通信品質が期待できる。

表 3-2 送受信アンテナの向き

| Tri Pol. |  | Dipole Array |  |
|----------|--|--------------|--|
| A        |  | D            |  |
| B        |  | E            |  |
| C        |  |              |  |

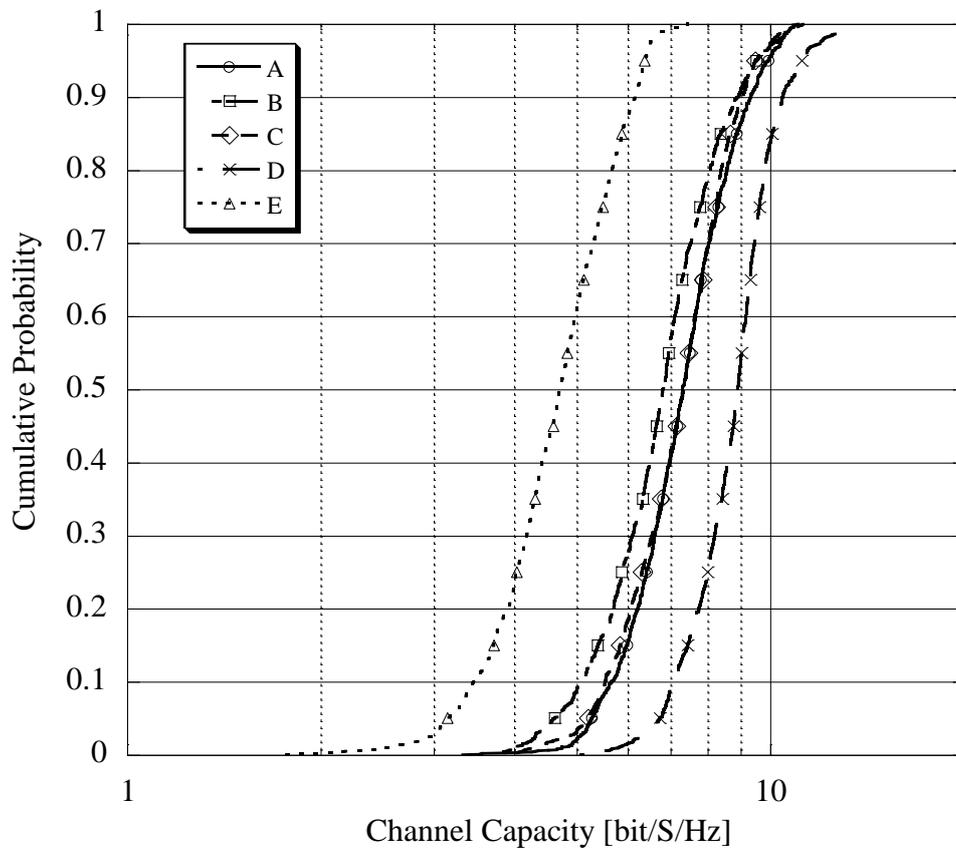


図 3-12 送受信アンテナの向きによる通信路容量の変化

表 3-3 通信路容量の平均値

|  | Tri Pol. |     |     | Dipole Array |     |
|--|----------|-----|-----|--------------|-----|
|  | A        | B   | C   | D            | E   |
| Average Channel Capacity<br>[bit/s/Hz] | 7.4      | 6.9 | 7.4 | 8.9          | 4.8 |

### 3.5 むすび

本論文では、パッチアンテナとモノポールアンテナを一体化した 3 偏波アンテナを提案し、試作したアンテナをレイリーフェージング環境で測定した伝達関数から通信路容量を算出してその特性を評価した。その結果、提案した 3 偏波アンテナは  $3 \times 3$  ダイポールアンテナアレーに匹敵する良好な通信路容量を実現し、かつアンテナの姿勢変化あるいは環境の変化に対しても安定した特性を有していることが確認できた。これは、小型であることと共に 3 偏波アンテナの優れた特徴の一つになると思われる。しかし、今回は  $3 \times 3$  ダイポールアンテナアレーの性能を発揮できるように素子間隔を十分に離れた状態で評価したが、素子間隔を狭く配置してコンパクトなダイポールアンテナアレーを構成することもできるため、アンテナの大きさの比較については今後の課題である。また、今回評価した環境が  $XPD=7dB$  の電波反射箱というマルチパスリッチ環境であり、実環境の多様性を網羅してはいないが、マルチパスリッチ環境という一つの比較基準でのデータを得ることができた。見通し内の環境では本論文で付加した第 3 の偏波 (=Z ポート) の働きが小さいため、期待するほどの効果が得られない可能性もある。本アンテナの実環境下での特性評価も今後の課題である。

## 参考文献

- [1] J. P. Kermoal, L. Schumaacher, F. Fredericksen, and P. E. Mogensen, "Experimental investigation of the joint spatial and polarization diversity for MIMO radio channel," International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications '01, Arlborg, Denmark, Sept. 2001.
- [2] M. Shafi, Min Zhang, A. L. Moustakas, P. J. Smith, A. F. Molisch, F. Tufvesson, and S. H. Simon, "Polarized MIMO channels in 3-D: models, measurements and mutual information," IEEE J. Selec. Areas Commun., Vol. 24, Issue 3, pp.514 - 527 March 2006.
- [3] Yu Deng, A. Burr, and G. White, "Performance of MIMO systems with combined polarization multiplexing and transmit diversity," 2005 IEEE 61<sup>st</sup> Vehicular Technology Conference (VTC 2005-Spring), 30 May-1 June 2005, Vol. 2, pp. 869 – 873.
- [4] N. Honma, K. Nishimori, Y. Takatori, A. Ohta, and K. Tsunekawa, "Antenna selection method employing orthogonal polarization and radiation patterns for MIMO antenna," The 4<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2006), Nov. 2006, PA5-345604.
- [5] N. K. Das, M. Shinozawa, N. Miyadai, T. Taniguchi, and Y. Karasawa, "Experiments on a MIMO system having dual polarization diversity branches," IEICE Trans. Commun., vol.E89-B no.9 pp.2522-2529, 2006.
- [6] 西本浩, 西村寿彦, 小川恭孝, 大鐘武雄, "屋内伝搬実験に基づくトライポールアンテナを用いた MIMO-SDM 伝送の特性評価," 信学技法, RCS2005-39, pp.71-76, June 2005.
- [7] H. Honma, K. Nishimori, T. Seki, K. Nishikawa, and K. Tsunekawa, "Triple polarization antenna employing capacitor loaded monopole antenna and notch antenna for MIMO systems," 2005 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2005), Aug. 2005, vol. 2, TB2-4, pp. 357-370.
- [8] J. B. Andersen, and B. N. Getu, "The MIMO cube - a compact MIMO antenna," The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, 27-30 Oct. 2002, Vol. 1, pp.112 – 114.
- [9] B. N. Getu, and J. B. Andersen, "The MIMO cube - a compact MIMO antenna," IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 4, Issue 3, pp.1136 – 1141, May 2005.
- [10] N. K. Das, T. Inoue, T. Taniguchi, and Y. Karasawa, "An experiment on MIMO system having three orthogonal polarization diversity branches in multipath-rich environment," IEEE VTC Fall, LA, Sep.27-29, 2004.

- [11]Y. Karasawa, "Innovative Antennas and Propagation Studies for MIMO Systems," IEICE Trans. Commun., vol.E90-B, no.9, pp.2194-2202, 2007
- [12]Y. Karasawa and M. Shinozawa, "A compact tri-polarization antenna for MIMO communication systems," Int. URSI-B Electromagnetic Theory Symp. (EMTS2007), Ottawa, Jul.26-28, 2007.
- [13]篠沢政宏, N. K. Das, 谷口哲樹, 唐沢好男, "MIMO 小型3偏波アンテナの提案とマルチパスリッチ環境における伝送特性," 信学論 B, vol. J92-B, no.1, pp.262-270, 2009.
- [14]細矢良雄 (監), 電波伝搬ハンドブック: 第15章, リアライズ社. p. 221, 1999.
- [15]D. Chizhik, J. Ling, and R. A. Valenzuela, "The effect of electric field polarization on indoor propagation," IEEE 1998 International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC '98), 5-9 Oct. 1998, Vol. 1, pp.459 – 462.



## 第4章 電波反射箱プロトタイプの構築

無線通信システムの評価方法を大きく分類すると、計算機などを用いたシミュレーション、フェージングシミュレータによる評価、実環境での評価などがあるが、それぞれに長所短所があるため、目的に応じて使い分けられている。計算機シミュレーションは手軽で再現性が良いなどの多くの利点があるため、特にシステム設計ではたいへん有効であるが、端末のアクティブ部品の非線形性やアンテナの素子間相互結合などを含めた無線機と電波伝搬環境の総合的な特性をモデル化することは難しい。フェージングシミュレータは無線機の実環境での特性評価に好適であるが、一般的にたいへん高価である。実環境試験では、電波免許の取得や再現性の点で困難が伴うことも多い。そこで、簡単な構造でマルチパスリッチ環境を実現し、シミュレーションと実環境試験の間を埋めるような試験環境の実現を目指して電波反射箱を製作した。

電波反射箱(Reverberation Chamber)は、フィールドシミュレータ・反響チェンバなどとも呼ばれ、EMC(Electro-Magnetic Compatibility)測定、アンテナ放射効率・総合電力測定、ケーブルの漏洩測定をはじめ様々な測定に使用されている。近年では無線機の受信感度測定、ダイバーシチ利得測定、MIMO 通信路容量測定など、無線通信システムの性能評価にも適用範囲が広がっている[1]-[5]。

このような状況の中で、これまでも多くの電波反射箱が製作されているが、受信レベルの累積確率分布、遅延スプレッド、遅延プロファイル、空間相関、交差偏波識別度等の伝搬環境の統計的性質が包括的に報告された例は無かった。そこで本章では、製作した電波反射箱の構造と実測値から算出した統計的性質を詳細に示す。

## 4.1 製作した電波反射箱の概要

製作した電波反射箱の外観と形状を図 4-1 図 4-2 に示す。2m角の立方体の箱を基本ユニットとし、それを2つ連結することで高さ2m×幅4m×奥行き2mの直方体の箱を形成している。それぞれの箱は、長さ2mのLアングル材で組んだフレームに2m×1mのパネル10枚をねじ止めした構造になっている。また、1枚のパネルを着脱可能とすることで入出用のハッチとしている。

材料は、Lアングル、パネル共に厚さ2mmのアルミニウム材を用いることで軽量かつ十分な強度を保つ。また、完全に密閉されているので電波が外に漏れない構造になっている。材料はすべて市販品を用いているため、設置場所さえあれば容易に製作可能である。さらに、1つの基本ユニットだけで2m角の小さな箱として使用したり、複数の基本ユニットを組み合わせてより大きな箱にすることも可能な拡張性を備えている。

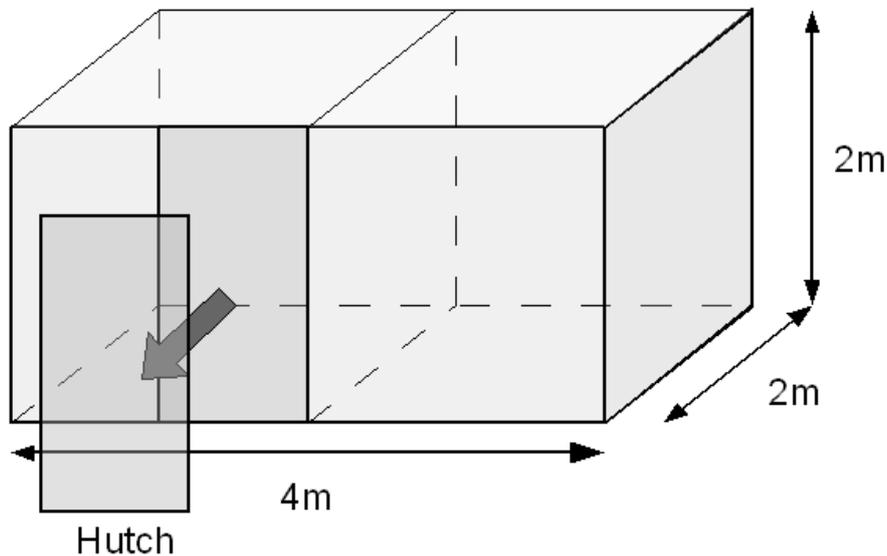


図 4-1 電波反射箱の外形寸法



図 4-2 電波反射箱外観

## 4.2 伝搬特性の測定

ベクトルネットワークアナライザ (VNA), ダイポールアンテナ, アンテナポジショナーを用い, 図 4-3 の測定系を図 4-4 の位置にセッティングし, 受信アンテナを 2mm ステップで移動させながら, 各測定ポイントで 5.0GHz~5.2GHz の伝搬特性を測定した. VNA はアンテナに接続するコネクタの部分で校正しており, 得られたデータはアンテナの指向特性と電波反射箱の伝搬特性を含んだものとなる. ポジショナーは電波反射箱の外から位置を制御し, パソコンに接続された web カメラとスケールを使った位置測定機構により約 0.2mm の精度でアンテナの位置を測定することが出来る. 受信アンテナの移動範囲は,  $d = 0 \sim 198\text{mm}$ , ステップ 2mm で, 空間測定ポイント数は 100 カ所となる. これは, 測定中心周波数 5.1GHz における約 3.2 波長分に相当する.

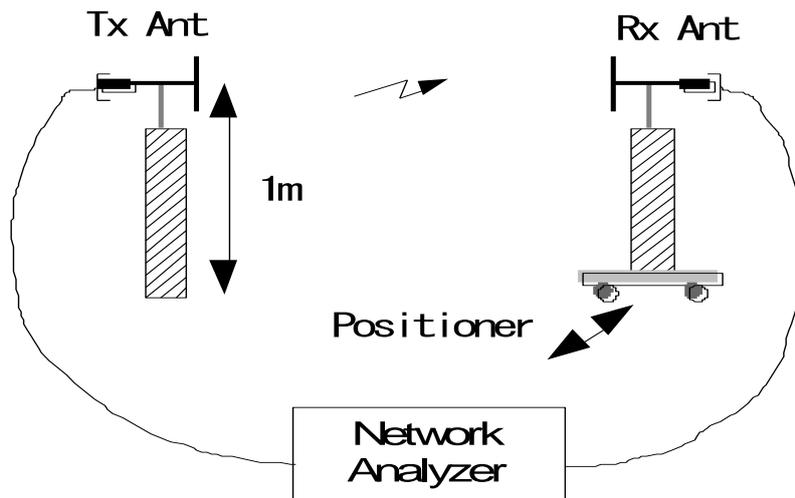


図 4-3 測定系統図

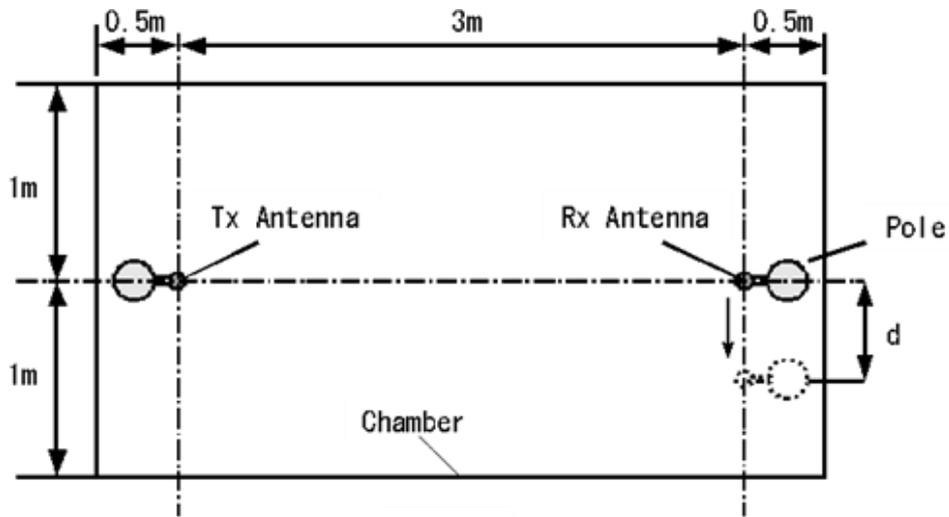


図 4-4 Tx/Rx アンテナの設置位置（上面図）（図 3-9 の再掲）

測定値から受信電力を算出し、横軸を周波数と測定ポイントとして 3 次元表示したグラフを図 4-5 に、 $d=0\text{mm}$  の測定ポイントにおける受信電力の周波数特性を図 4-6 に、 $f=5.08\text{GHz}$  における受信電力の空間特性を図 4-7 にそれぞれ示す。これらの図から、電波反射箱の内部で周波数的にも空間的にもマルチパスによる激しいフェージングが発生していることがよく分かる。

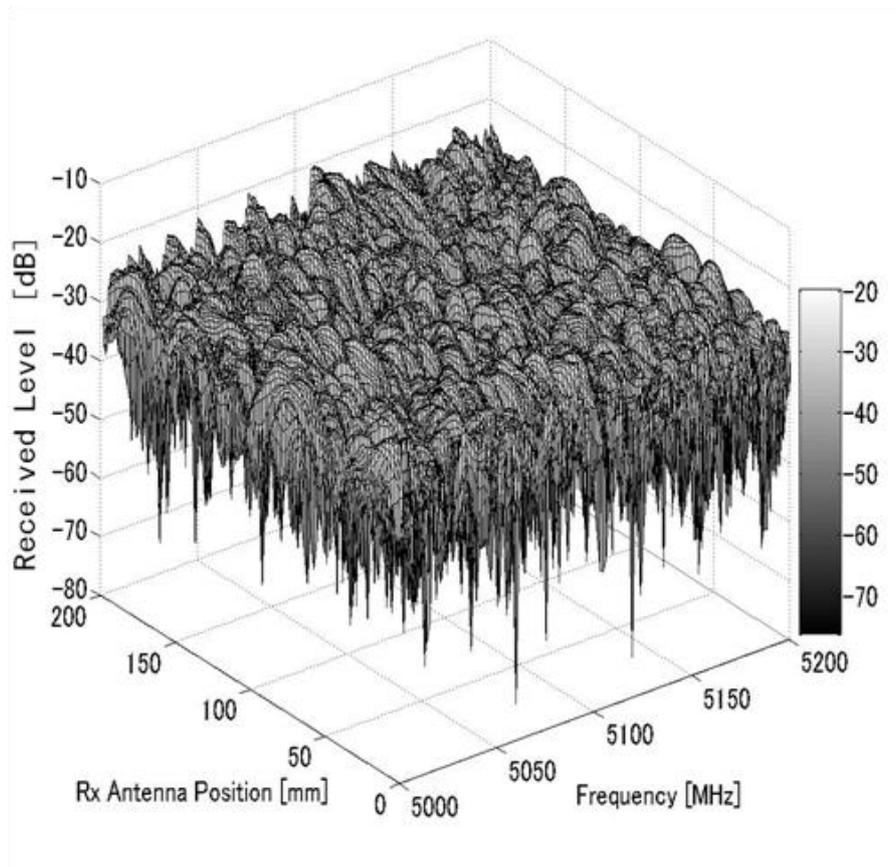


図 4-5 受信レベルの周波数・空間特性

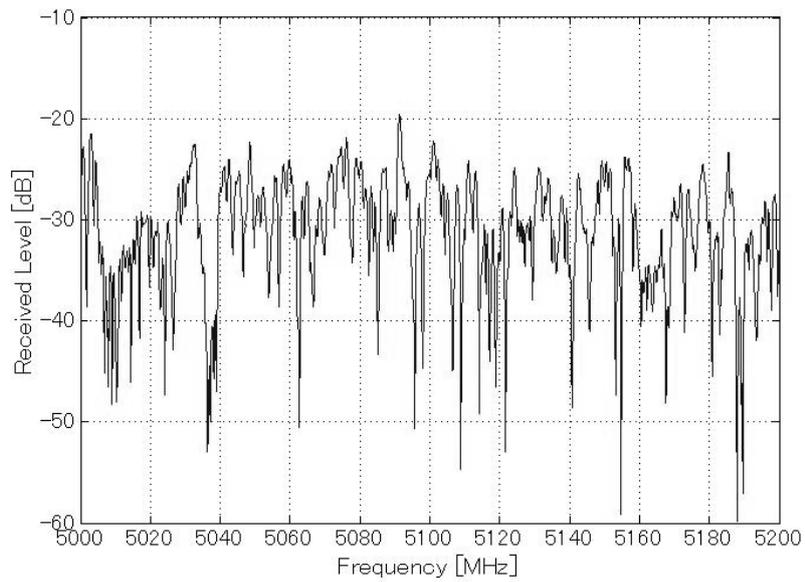


図 4-6 周波数特性 (d=0mm)

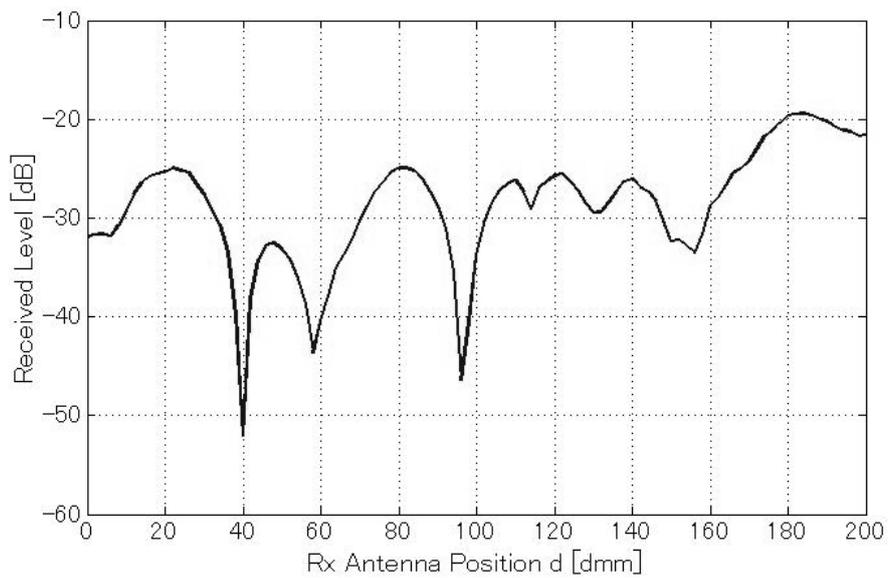


図 4-7 空間特性 (f=5.08GHz)

### 4.3 電波反射箱内伝搬環境の統計的性質

#### 4.3.1 受信レベルの累積確率分布

測定した周波数・空間特性データ（周波数領域 1,201 ポイント×空間領域 100 ポイントの合計 120,100 ポイント）から算出した伝搬損失の累積確率分布を図 4-8 に示す。破線は算出した累積確率分布と同じ中央値を持つレイリー分布理論値の累積確率分布であり、両者は非常に良く一致している。このため、本反射箱内のマルチパス環境はレイリーフェージング環境であることが確かめられた。また、受信電力分布の中央値は-29.8dB であった。

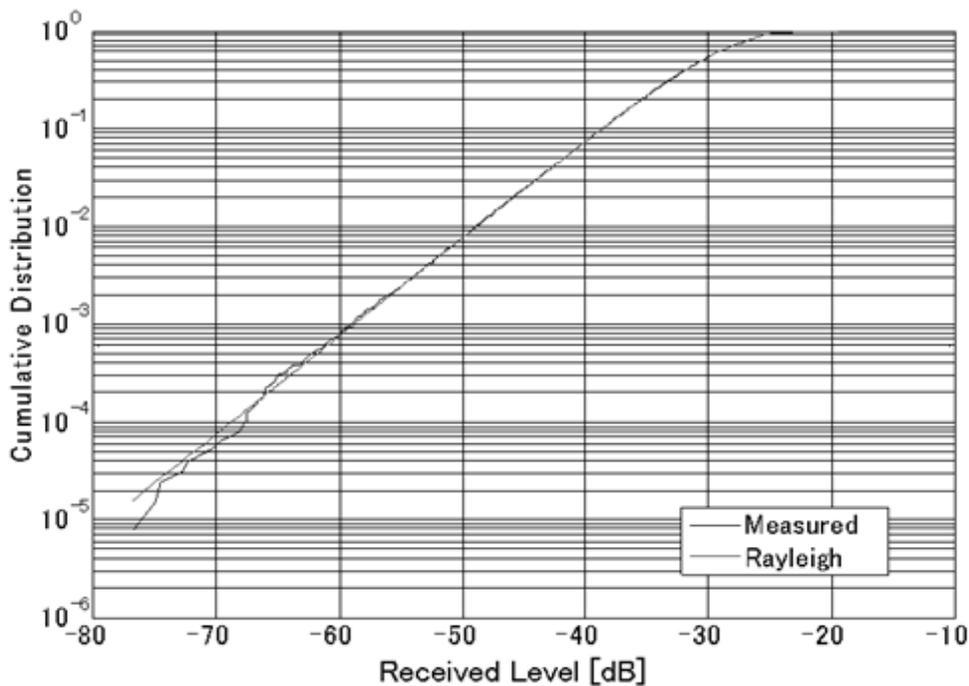


図 4-8 受信レベルの累積確率分布

測定系では送信アンテナと受信アンテナの設置条件は完全な見通しであり、仲上-ライス分布になることも想定されたが、後に示す遅延プロファイルからも明らかのように、個々の反射波の減衰が少なくマルチパス波のトータル電力レベルが非常に高いため、本反射箱では直接波の存在が無視できるレイリーフェージング環境になっている

と解釈できる。

### 4.3.2 遅延プロファイルと遅延スプレッド

次に遅延プロファイルと遅延スプレッドを求める。遅延プロファイルは伝達関数  $T(f)$  の逆フーリエ変換によって得られたインパルス応答  $h(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f) \exp(j2\pi f\tau) df$  により式(4.1)のように定義される[6]。伝達関数は測定により周波数特性として得られているので、測定周波数範囲を積分区間として各測定ポイントのインパルス応答を算出して電力平均することで遅延プロファイルを得ることができる。

$$p(\tau) = \langle h^*(\tau) h(\tau) \rangle \quad (4.1)$$

ここで

$\tau$  : 遅延時間  $\langle \rangle$  : 期待値

算出した遅延プロファイルを図 4-9 に示す。図中の点線は指数関数を近似する直線である。遅延プロファイルの形状は  $\tau < 1.5 \mu\text{s}$  の区間でほぼ直線と見なすことができ、指数関数でよく近似できていることがわかる。

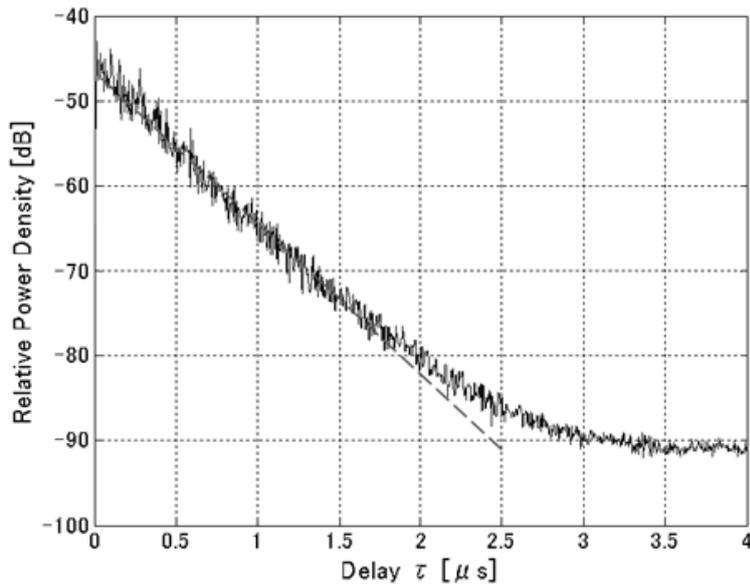


図 4-9 遅延プロファイル

遅延スプレッドは式(4.2)から算出することができる[6]. 積分区間を  $0 \leq \tau \leq 4 \mu\text{s}$  として計算した結果, 電波反射箱の遅延スプレッドは  $0.23 \mu\text{s}$  であった.

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{1}{P_R} \int_0^{\infty} \tau^2 p(\tau) d\tau} - \tau_m \quad (4.2)$$

ここで

$$P_R = \int_0^{\infty} p(\tau) d\tau \quad (\text{平均電力})$$

$$\tau_m = \frac{1}{P_R} \int_0^{\infty} \tau p(\tau) d\tau \quad (\text{平均遅延})$$

実環境の遅延スプレッドは, 屋内で数 ns~ $0.1 \mu\text{s}$ , 屋外で  $0.1 \mu\text{s}$ ~数  $\mu\text{s}$  程度と言われており[7]-[9], 電波反射箱では屋内環境を上回り屋外の実環境に匹敵する大きな遅延スプレッドが得られていることがわかる.

### 4.3.3 空間相関

d=0mm の測定ポイントでの伝達関数を基準として、各測定ポイントの受信電力変動の相関係数を算出したグラフを図 4-10 に示す。横軸は測定ポイントの位置を f=5.1GHz での波長 (=58.8mm) で正規化している。また、破線は 2 章で述べたレイリーフェージング環境においてマルチパス波が角度的に一様に到来する場合の空間相関特性の理論値で、(2.11) から算出したものである。(2.11) を再掲し(4.3) に示す。

$$\rho_P(\Delta x) = |J_0(k\Delta x)|^2 \tag{4.3}$$

ここで

- $J_0$  : 0 次第 1 種ベッセル関数
- $\Delta x$  : 基準位置からの移動量
- k : 波数

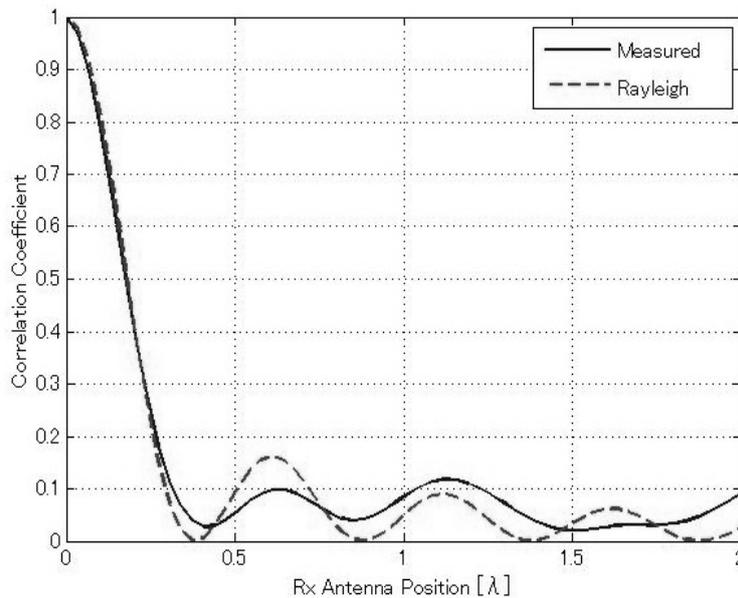


図 4-10 空間相関特性

理論値と測定値から算出した空間相関特性は非常によく一致していることから、本

反射箱内の到来角度分布は統計的に周囲一様分布と見なせることが分かった。

#### 4.3.4 交差偏波識別度

本反射箱の交差偏波識別度 (XPD: Cross Polarization Discrimination) を測定するため、受信アンテナのみを水平偏波となるよう設置し、垂直偏波時の測定と同様に  $d = 0 \sim 198\text{mm}$ 、ステップ  $2\text{mm}$  の各位置で伝搬特性を測定した。図 4-11 に受信アンテナの偏波を垂直および水平に設定した際の受信レベルの周波数特性を、図 4-12 に累積確率分布をそれぞれ示す。なお、電波反射箱の XPD もアンテナと同様に式(3.5)で算出できる。

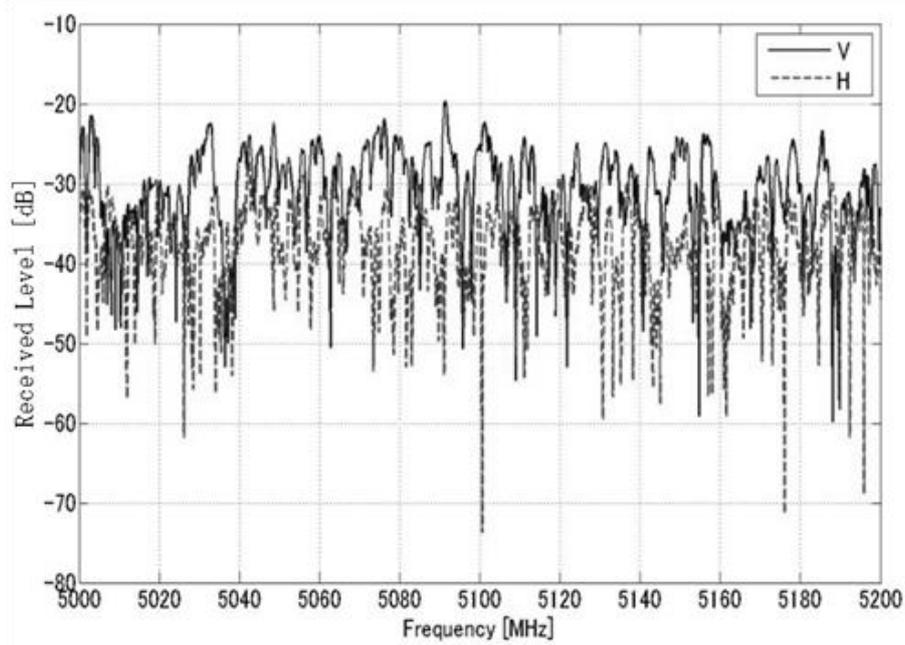


図 4-11 V/H 偏波の受信レベル周波数特性 ( $d = 0\text{mm}$ )

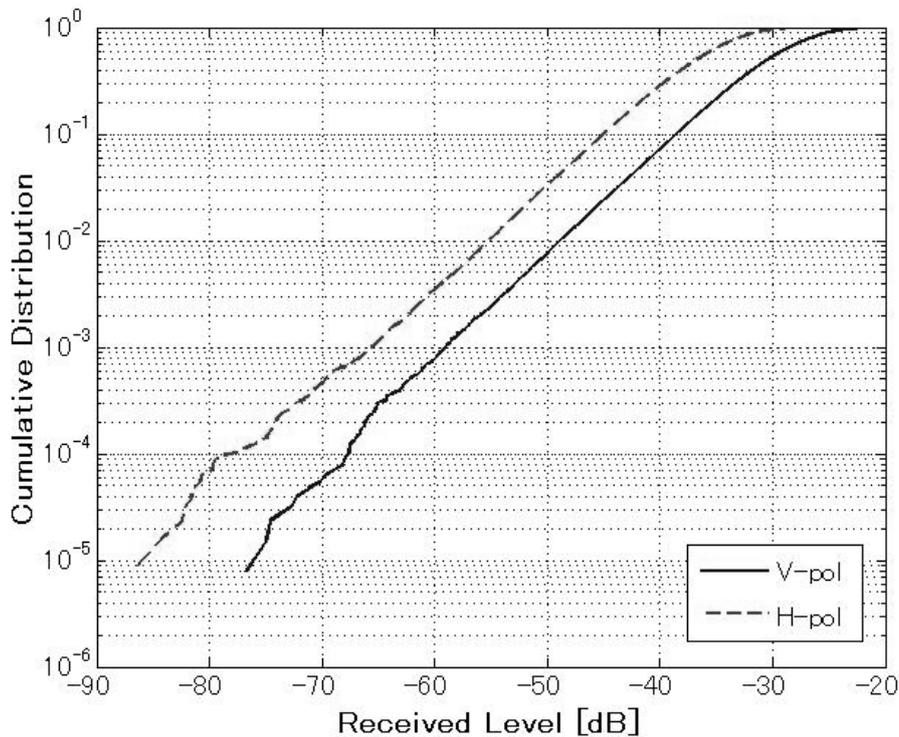


図 4-12 V/H 偏波受信レベルの累積確率分布

水平偏波での受信電力分布中央値は-36.8dB であったことから、本反射箱の XPD は 7.0dB であることが分かった。市街地での XPD は 5~9dB 程度といわれており [8][10]、本反射箱の XPD は実環境の市街地と同程度の値であった。

#### 4.3.5 レイトレーシングによる到来角度分布の推定

前章にて本反射箱内の到来角度分布が統計的に一樣と見なせることを示したが、実際にどのような傾向があるのかを把握するため、本反射箱のモデルでレイトレーシングによるシミュレーションを行った。図 4-13 は反射回数を 4 回に設定し、本反射箱の上面から見たパスである。図 4-14 は、より詳しく調べるために反射回数を 7 回に設定してシミュレーションした際の受信アンテナにおける到来角度ごとのパス分布である。なお、レイトレーシングシミュレーターの仕様により、図 4-14 の縦軸は単一パスの受信レベルを示しており、同一到来角度のパスの電力を合成していないので、正確な意味での到来角度プロファイルではない。このため、本シミュレーション結果は本反射箱内での到来角度プロファイルを推測する参考として見てほしい。

図 4-14 (a) (水平面)の $-100^{\circ}\sim-80^{\circ}$ , $+80^{\circ}\sim+100^{\circ}$ の範囲で受信レベルがまったく無いが、これはこれらの範囲で到来する反射波がレイトレーシングの反射回数設定である 7 回を超えているために表示されていないものである。  $\pm 90^{\circ}$ ,  $0^{\circ}$ ,  $180^{\circ}$ の各方向付近で受信レベルが落ちていることがわかる。

図 4-14 (b) (垂直面)の  $0^{\circ}\sim 40^{\circ}$ および  $150^{\circ}\sim 180^{\circ}$ の範囲で受信レベルが大きく落ち込んでいるのはダイポールアンテナの垂直面指向性によると思われるが、アンテナ利得が高く、かつ送信アンテナの方向でもある  $90^{\circ}$ 付近でも受信レベルが落ちている。これは、これらの角度では受信アンテナに入射するまでに何度も反射する必要があるため、反射による減衰およびパス長が長くなることによる空間減衰が大きくなっていることが原因と考えられる。

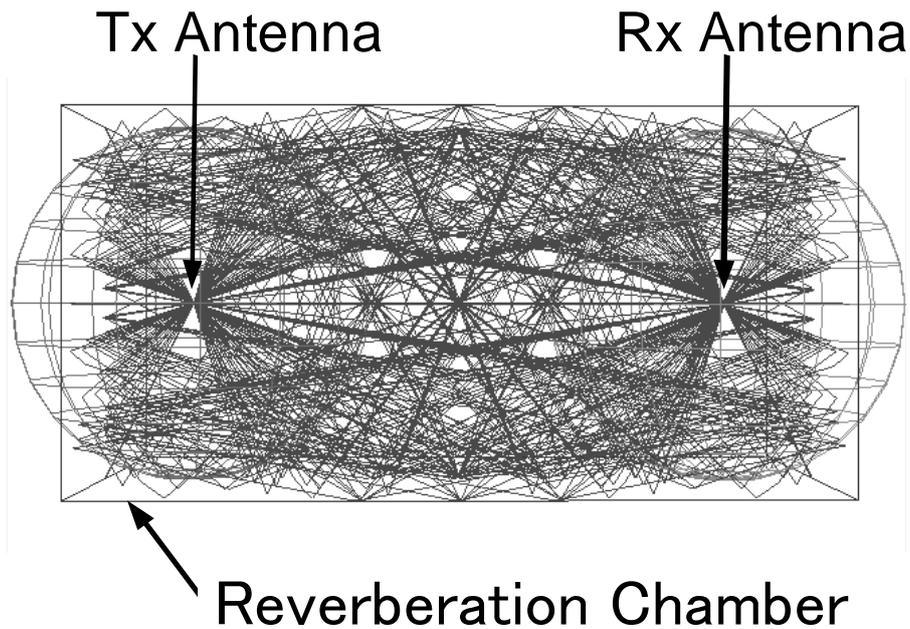
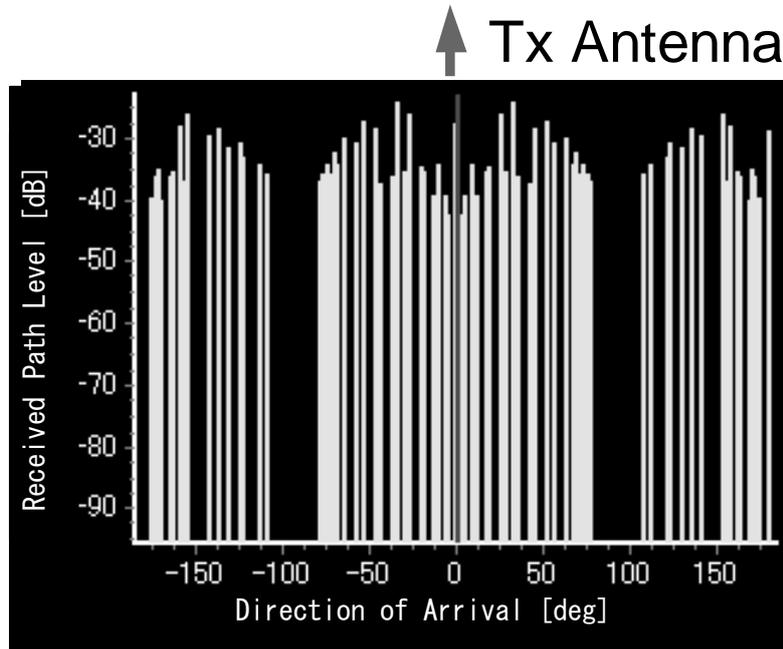
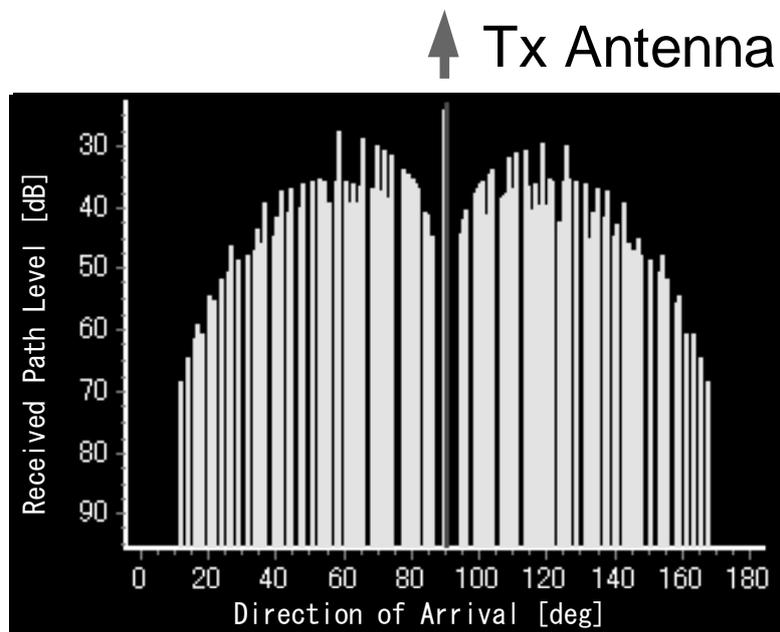


図 4-13 レイトレーシングによる電波反射箱内パス



(a) 水平面のパス分布



(b) 垂直面のパス分布

図 4-14 レイトレーシングによる受信アンテナにおけるパス分布

## 4.4 むすび

本章では、マルチパスリッチ環境の実現を目的として電波反射箱を製作し、5GHz帯での伝搬特性の測定・解析を行い以下のことを明らかにした。

- 受信レベルの累積確率分布を算出し、本反射箱が理想的なレイリーフェージング環境である。
- 指数関数型のプロファイルと、屋外実環境に匹敵する  $0.23\mu\text{s}$  の遅延スペクトルをもつ。
- 空間相関特性から、到来角度分布が統計的にはほぼ一様分布と見なせる。
- 交差偏波識別度が 7.0dB と実際の市街地環境と同程度の値である。
- レイトレーシングの結果から、実際の到来角度分布は完全には一様では無い可能性があり、指向性アンテナ等を用いる際に注意が必要なこと。（統計的には一様分布と見なせる）

当然のことながら、実環境の伝搬特性はさまざまであり、電波反射箱ですべてをカバーできるものではないが、本報告に示した基本特性を理解した上でこの電波反射箱を用いて伝送特性試験を行うことにより、屋外での実測と同等の評価が可能になると思われる。

## 参考文献

- [1] K. Harima, "Radiated Emission Measurement of Small EUT by Using a Reverberation Chamber," IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC'03), May 2003, Vol.1, pp.471-474.
- [2] T. Sugiyama, T. Shinozuka, and K. Iwasaki, "Estimation of Radiated Power of Radio Transmitters Using a Reverberation Chamber," IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B, No.8 August 2005.
- [3] R. L. Jesch, "Measurement of Shielding Effectiveness of Cable and Shielding Configurations by Mode-Stirred Techniques," IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 30, No. 3, August 1988.
- [4] M. Andersson, C. Orlenius, and M. Franzen, "Measuring the Impact of Multiple Terminal Antennas on the Bit Rate of Mobile Broadband Systems Using Reverberation Chamber," 2007 International Workshop on Small and Smart Antenna Metamaterials and Applications (IWAT'07), March 2007.
- [5] P-S. Kildal and C. Orlenius, "Characterization of Mobile Terminals in Rayleigh Fading by Using Reverberation Chamber," 18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (ICECom '05), October, 2005.
- [6] 唐沢好男, デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2004
- [7] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. H. Fleury, "A Stochastic Model of the Temporal and Azimuthal Dispersion Seen at the Base Station in Outdoor Propagation Environments," IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol.49, No.2, March 2000.
- [8] 太田喜元, 藤井輝也, 表英毅, 三上学, "広帯域移動伝搬における市街地及び郊外地での交差偏波識別度に関する検討," 信学論 B Vol.J87-B No.9, pp.1505-1513, 2004年3月.
- [9] 後藤尚久, 伊藤靖彦, 中川正雄(共編), アンテナ・無線ハンドブック, オーム社, 2006.
- [10] 細矢良雄(監修), 電波伝搬ハンドブック, リアライズ社, 1999.



## 第5章 MIMO-OTA 測定用電波反射箱の構築

無線 LAN や次世代移動通信では送受信にアレーアンテナを用いる MIMO (Multi-Input Multi-Output) に期待が集まり、MIMO による伝送方式や通信システムに関する研究開発が盛んである。一方、装置が開発され、MIMO 通信端末を実環境で評価したい場合には、簡易に測定できる環境が必要になる。従来の SISO 構成の通信方式であれば、受信レベルや遅延に対する評価ができれば十分であったため、基地局エミュレータと端末間をフェージングシミュレータで接続して評価する方法が一般に用いられていた。しかしながら、MIMO 構成の通信方式では、受信レベルや遅延だけでなく、到来角度プロファイルや空間相関特性が性能に大きく影響するため、アンテナ（あるいはアンテナアレー）の特性を含めて評価する必要が出てくる。このため、端末周辺に実際のフェージング環境を形成する OTA (Over-the-Air)測定方式が提案されている。

この測定系の構築法には、端末を中心とする円周上に仮想散乱源（以下、散乱源）となるアンテナを配置して、円の中心付近にフェージング環境を作り出すフェージングエミュレータ型 [1]-[4]と、周囲を金属面で覆いマルチパス遅延環境を作り出す電波反射箱 (Reverberation Chamber ; 反響チェンバとも呼ばれる) 型[5]-[9]がある。両者ともに、これまで無線端末の評価用に開発されてきた長い歴史があり、かつ、一長一短があるため、評価目的によって使い分けることになる。前者のフェージングエミュレータ型は、散乱源として周囲に置くアンテナ数を多くすることによって到来角度特性の制御ができ、時間変動特性の実現の容易さとあわせて、次世代移動通信での測定法の標準化に有力であるが、遅延波を生成するためにフェージングシミュレータが必要になるなど、システム構成が複雑になるという問題がある。一方、電波反射箱は、遅延波の生成が容易であるが、遅延広がりや時間変動の実現の困難さなど、制御のフレキシビリティに欠ける難点があった。

そこで、本章では第4章で試作した電波反射箱[10],[11]をベースに、フェージングエミュレータが実現しているフェージングの時間変動機能を組み入れたフェージングエミュレータ・電波反射箱ハイブリッド方式を提案する。また、材料を変えてより密閉度の高い改良型電波反射箱を再製作した上で、提案方式の測定系を実際に構築し、空間相関特性やチャネルの固有値分布特性などの基本特性を明らかにする。

## 5.1 MIMO OTA 測定法の現状

### 5.1.1 MIMO 端末評価環境に具備すべき機能

MIMO が適用された代表的な無線方式として、無線 LAN, WiMAX, LTE などがある。特に端末側では、スペースの制約によるアンテナのカップリングや筐体の影響把握が重要になる。MIMO の伝送特性では、フェージング環境下での通信路容量や BER(Bit Error Rate)などが性能評価に用いられる。このような移動体通信への応用も含めると、端末の測定環境（マルチパス環境）としては以下のような機能が求められる。

- 1) 送受信アンテナ間伝搬路の振幅変動が目的とする確率分布になる
- 2) MIMO チャネルの固有値分布が目的とする確率分布になる
- 3) 時間変動が指定のパワースペクトルになる
- 4) 基地局側の空間相関特性が実現されている
- 5) 移動局側の空間相関特性が実現されている
- 6) 伝搬の交差偏波特性 (XPD) が制御できる
- 7) 指定の遅延プロファイルが実現できる

また、機能面とは別に以下の条件も重要となる。

- 8) 環境が安価に構築できる
- 9) 測定が容易に行える

1) については、レイリー分布、仲上・ライス分布が基本であるが、まずは、レイリー分布でよいであろう。2) は BER や通信路容量を求めたい場合に大事なことであるが、これまでほとんど定量的な評価が行われていない。3) は、端末評価の場合には、移動局側の代表的環境である Jakes 型のパワースペクトル (=到来角分布が水平面周囲一様の環境で発生する時間変動スペクトル) がよいであろう。4), 5) は、測定がダウンリンク (端末側での受信) で行われれば、送信側空間相関、受信側空間相関と読み替えられる。6) は、屋内、屋外を含めて XPD は 10dB~0dB 程度の測定値が多いので、この程度の値が実現できればよいであろう。7) については、代表的な遅

延プロファイルの形は指数関数型のものであり、遅延スペクトルは市街地環境相当の数  $10 \mu s$  ~ 数  $100 \mu s$  程度が実現できればよいであろう。

### 5.1.2 フェージングエミュレータ

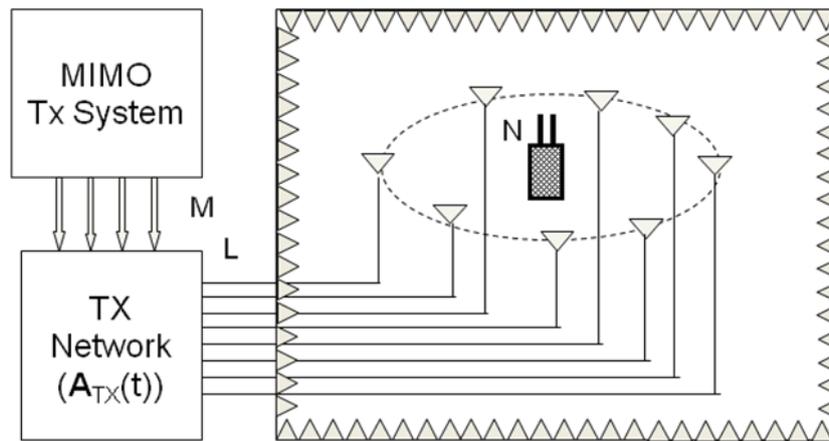
フェージングエミュレータの基本構成を図 1(a)に示す。送受信間チャンネルは、 $M$  個の送信入力ポート（実システムにおける基地局側アレーアンテナに対応）と  $L$  個の散乱源を結ぶ給電ネットワーク部と、散乱源と  $N$  本のアンテナで構成される端末アレーを結ぶ OTA 部よりなる。OTA 部は電波暗室内に構築され、散乱源は端末を中心とする円周上に配置される。送信ネットワークの構成には、各散乱源から、その到来方向に対応するドップラーシフトさせた一定振幅信号（CW 波）の電波を送信するタイプ [1],[2]と、ドップラーシフトに従って時間変動する信号（=レイリー変動する信号）を送出するタイプ [3],[4]の 2 つがある。ここでは、前者をタイプ 1、後者をタイプ 2 と呼ぶ。タイプ 1 は、SISO 構成（送受信単一アンテナ）や SIMO 構成（受信ダイバーシチ）で、レイリーフェージング環境を作ることの検討はされているが [1]、MIMO 構成については明確な提案は見えない。タイプ 2 はこのネットワーク部分に  $L \times M$  行列のフェージングシミュレータを用いる構成である [3]。フェージングシミュレータが、任意の送受信側空間相関特性や遅延特性を設定できるならば、目的とする機能が実現できる。しかしながら、高機能なフェージングシミュレータを準備する必要から、現時点においては極めて高価なシステムになる。

### 5.1.3 電波反射箱

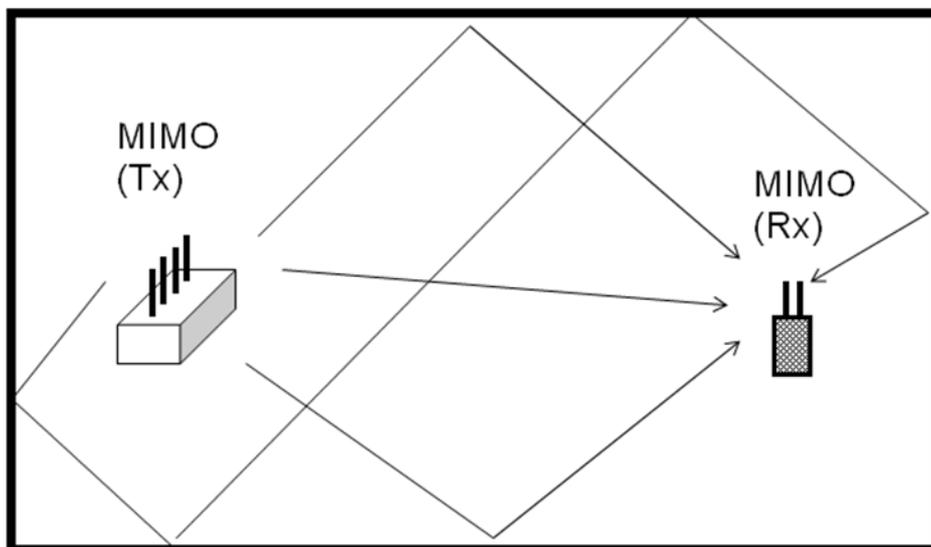
フェージングエミュレータは電波暗室内に構築されるが、電波反射箱は周囲が金属で覆われた箱の中に構築される。図 5-1(b)はこの基本構成である。一番簡易な測定利用は、同図のように、MIMO の送受信系を、電波反射箱の中に収めてしまえば、図 5-1(a)のような散乱源は必要なくなる。MIMO 端末評価を目的としたシステムも世に出ているが [7]、著者らも、第 4 章に示した  $4m \times 2m \times 2m$  サイズの電波反射箱プロトタイプを試作し [10],[11]、第 3 章で述べたマルチパスリッチ環境での MIMO アンテナ特性測定に利用していた [12]。その後、遅延スペクトルを大きくするなどの性能向上を目指して再設計し、プロトタイプと同じ寸法で、材料をアルミ箔と樹脂の複合材に変更した電波反射箱を製作した [11]。この新しい電波反射箱についても、第 4 章と同様の方法で基本特性を測定したので、OTA 測定系としての電波反射箱の特徴とあわせて以下に示す。

- 1) 振幅の空間的な確率分布がレイリー分布
- 2) 指数関数型の遅延プロファイルを有し、遅延スプレッドの値は、市街地並み ( $0.6 \mu s$ ) である。
- 3) 遅延スプレッドの値は、電波反射箱の床面に適当なサイズの電波吸収シートを置き、そのサイズを変えることにより制御できる（例えば、 $40\text{cm}\square$ シートで  $0.4 \mu s$ 、 $60\text{cm}\square$ シートで  $0.27 \mu s$ ) [11].
- 4) 到来角度分布が全立体角周囲一様になっていると推定できる。（実測値を4.3節で示す）
- 5) 時間的に変化するマルチパス環境の構築が困難である。
- 6) XPD は約 1dB と、屋内・屋外環境に相当する  $0\sim 10\text{dB}$  の範囲内であるが、XPD 値を制御する機能は持たない。

1) ～ 4) で具備したい機能が実現できているが、5) がフェージングエミュレータ型に劣る部分である。金属性プロペラを回すなどして電波環境を攪拌することで時間的変動を実現する工夫もあるが[5]、任意の高速時間変動を発生することは困難なため、その実現が課題となっていた。また、6) の XPD の制御は文献[11]で実現の可能性が示唆されているが、現段階では任意に制御可能と言える状態ではない。



(a) Fading Emulator



(b) Reverberation Chamber

図 5-1 OTA 端末評価環境の二つの方式

## 5.2 ハイブリッド方式の構成提案

### 5.2.1 基本構成

ここでは、フェージングエミュレータ（タイプ1）と電波反射箱方式のそれぞれの弱点を補うハイブリッド方式を提案する。すなわち、十分な遅延広がりをもつ、あらゆる角度から散乱波が到来する電波反射箱をベースに、複数の散乱源によって異なるドップラー周波数を作り出す方式である。電波反射箱の中で、複数の散乱源アンテナから放射するハイブリッド方式そのものは文献[8]で提案され、かつ、その評価が行われているが、そこでは SISO 構成および SIMO 構成の検討になっている。そのため、本論文では MIMO 構成の評価環境構成について提案する。SISO/SIMO 構成と MIMO 構成の違いは図 5-1(a)の行列要素  $A_{TX}$  が加わることである。また、着目する量もチャンネル固有値が対象になる。5.1.2 節で述べたフェージングエミュレータ構成との違いは、散乱源を、端末を中心とする円形に取り囲む必要がないことである。

図 5-2 はこの構成の概要と、これによって実現したい機能（送受信空間相関特性、固有値の確率分布、時間変動特性、遅延プロファイル）をまとめている。このうち、遅延プロファイルの遅延スプレッドの値については、前節で述べたように、電波反射箱の床面中央部に一定サイズの電波吸収シートを置くことで制御できる[11]。

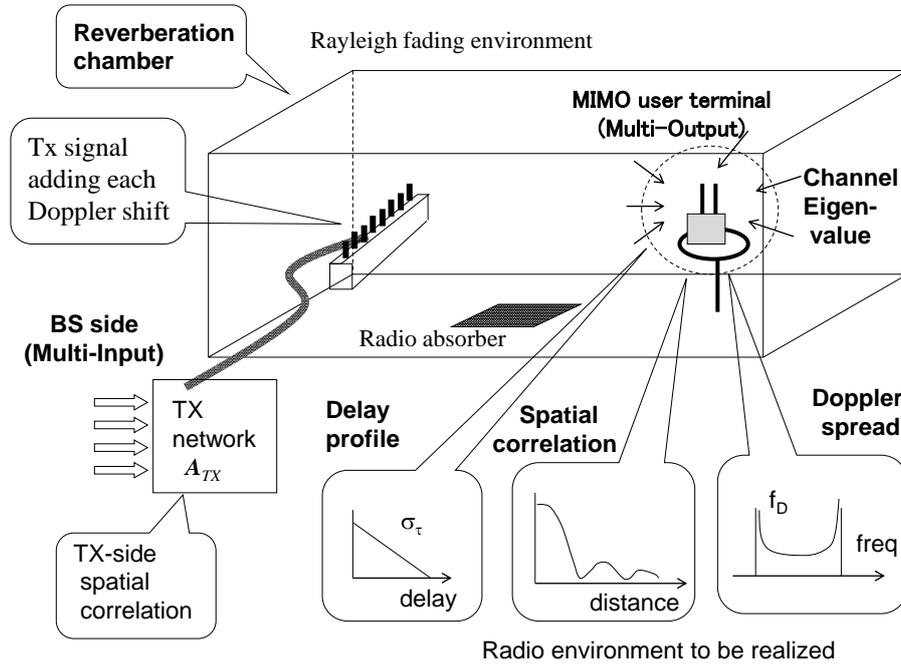


図 5-2 提案方式の基本構成と実現したい機能

RF 給電回路の構成は 5.1.2 節で記述したフェージングエミュレータ方式（タイプ 1）と共通する部分が多い。散乱源の配置場所は，エミュレータのように端末周囲を取り囲む必要は無いが，ドップラー周波数の設定（ $A_{Doppler}$ ）は共通である。また，送信側の送信アレー（素子数  $M$ ）と散乱源（素子数  $L$ ）を結ぶネットワーク（行列  $A_{TX}$ ）も同じ構成になる。

### 5.2.2 ハイブリッド方式のチャネルモデル

電波反射箱は，任意の遅延スプレッドの環境を実現できる広帯域性を有している。この電波反射箱のチャネルモデルを，送信アレー数  $M$ ，散乱源数  $L$ ，素波数  $P$ ，受信アレー数  $N$  として，図 5-3 のように  $N \times P \times L \times M$  の等価回路で表現する。（後述の式 (5.7a) のように，行列サイズとしては，コネクションの無いパスを含め， $Q$  は  $L$  と  $P$  の積として， $N \times Q \times L \times M$  と書くのが正確であろう）。ここで，仮想散乱点  $p$  ( $1 \sim P$ ) は，各マルチパスの最後の反射点で，受信側のアンテナに対する到来角度  $\theta_{r,p}$  を与える。また，各パスの複素振幅利得を  $a_{pl}$ ，遅延量を  $\tau_p$  とする。さらに，ドップラーシフトは散乱源  $l$  それぞれに  $f_{D,l}$  で与える（具体的な与え方は (5.5) 式で）。このとき，オ

一バーオールでのチャネルインパルス応答行列  $\mathbf{H}$  は、散乱源間の送信相関を与える  $L \times M$  の行列  $\mathbf{A}_{TX}$ ，各散乱源にドップラーシフトを付与する  $L \times L$  の行列  $\mathbf{A}_{Doppler}$ ，各散乱源から受信アンテナ間のインパルス応答を与える  $Q \times L$  の行列  $\mathbf{H}_{RX\_1}$ ，各素波の到来角度によって生じる受信アンテナ素子間の位相差を与える  $N \times Q$  の行列  $\mathbf{A}_{RX\_2}$  から、式(5.1a)のように表わせる。さらに、 $\mathbf{H}_{RX\_1}$  は、素波の振幅と位相を与える  $Q \times L$  の行列  $\mathbf{A}_{RX\_1}$ ，遅延時間を表す  $Q \times L$  の行列  $\mathbf{A}(\tau)$  により、式(5.1b)のようになる。(各要素行列  $\mathbf{A}_{TX}$ ， $\mathbf{A}_{Doppler}$ ， $\mathbf{A}_{RX\_1}$ ， $\mathbf{A}_{RX\_2}$  の具体的な数式表現は後述)

$$\mathbf{H}(t, \tau, \theta_r) = \mathbf{A}_{RX\_2}(\theta_r) \mathbf{H}_{RX\_1}(\tau) \mathbf{A}_{Doppler}(t) \mathbf{A}_{TX} \quad (5.1a)$$

$$\mathbf{H}_{RX\_1}(\tau) = \mathbf{A}_{RX\_1} \bullet \mathbf{A}(\tau) \quad (5.1b)$$

$$\mathbf{A}(\tau) = \begin{pmatrix} \delta & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \delta & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \delta \end{pmatrix} \quad (5.1c)$$

$$\delta = [\delta(\tau \ \tau_1) \ \delta(\tau \ \tau_2) \ \cdots \ \delta(\tau \ \tau_P)]^T \quad (5.1d)$$

ここで、 $\bullet$  は、行列の要素同士を掛け算する演算を表す。また、 $\delta$  はデルタ関数である。

このインパルス応答をフーリエ変換して、周波数伝達関数で表すと、次式となる。

$$\begin{aligned} \mathbf{T}(t, f, \theta_r) &= \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{H}(t, \tau, \theta_r) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \\ &= \mathbf{A}_{RX\_2}(\theta_r) \{ \mathbf{A}_{RX\_1} \bullet \mathbf{U}(f) \} \mathbf{A}_{Doppler}(t) \mathbf{A}_{TX} \dots \dots \quad (5.2a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{U}(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{A}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \\
 &= \begin{pmatrix} \mathbf{u} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{u} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{u} \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.2b}$$

$$\mathbf{u} = \left( e^{j2\pi f\tau_1} \quad e^{j2\pi f\tau_2} \quad \cdots \quad e^{j2\pi f\tau_P} \right)^T \tag{5.2c}$$

本論文では、ポイント周波数での狭帯域信号変動を扱うため、 $f=0$ （高周波信号における搬送波周波数に対応）に着目すると、 $\mathbf{A}_{RX\_1} \bullet \mathbf{U}(0) = \mathbf{A}_{RX\_1}$  になるので、

$$\begin{aligned}
 \mathbf{T}(t, 0, \theta_r) &= \mathbf{A}_{RX\_2}(\theta_r) \mathbf{A}_{RX\_1} \mathbf{A}_{Doppler}(t) \mathbf{A}_{TX} \\
 &\equiv \mathbf{A}(t, \theta_r)
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

で表される。以下、電波反射箱のチャネル特性は上式右辺の  $\mathbf{A}$  を対象とする。

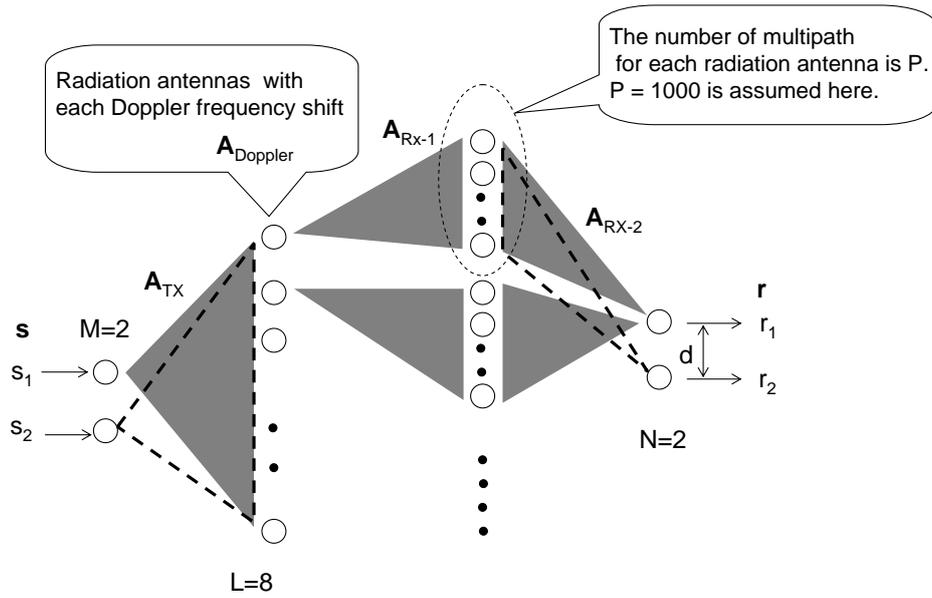


図 5-3 チャンネル特性評価のためのモデル(M=2,L=8,P=1000,N=2)

$\mathbf{A}_{TX}$  は、入力信号と散乱源を結び送信側空間相関を実現する行列である。送信側入力ポートに対して、独立な時間的レイリーフェージングを発生させたい場合には、 $\mathbf{A}_{TX}$  を構成する列ベクトルを直交列となるもの、すなわち、Walsh Hadamard (WH) 符号などを用いればよい[13],[14]。また、空間相関を付加したい場合には、指定する相関行列となる回路（有相関を生み出すネットワーク）が必要であるが、ハードウェアで構成する場合には、一般的には複雑になる。 $M = 2$  の場合には、移相量  $\phi_r$  を用いて、直交符号列に任意の相関を与えることができるので、有相関環境はハードウェアでも容易に実現できる。 $\mathbf{A}_{TX}$  の  $M = 4, L = 8$  で送信側無相関の例と  $M = 2, L = 8$  で有相関の例を次式に示す。 $\mathbf{A}_{TX}$  を  $\mathbf{A}_{TX}(M, L; \rho_{TX})$  と表現し、 $\rho_{TX}$  を線形等間隔配置における隣接アンテナ間空間相関とすると、

$$\mathbf{A}_{TX}(4,8;0) = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \end{pmatrix}^T \quad (5.4a)$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{A}_{TX}(2,8;\rho_{TX}) \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ e^{j\phi_T/2} & e^{-j\phi_T/2} & e^{j\phi_T/2} & e^{-j\phi_T/2} & e^{j\phi_T/2} & e^{-j\phi_T/2} & e^{j\phi_T/2} & e^{-j\phi_T/2} \end{pmatrix}^T \end{aligned} \quad (5.4b)$$

ここで

$$\phi_T = 2 \cos^{-1}(\rho_{TX}) \quad (5.4c)$$

後者の例では、任意の空間相関（送信側）を与えるクロネッカーモデル[15]が、この評価環境で実現できることがわかる。

$\mathbf{A}_{Doppler}$  は、測定端末の移動速度と素波の到来角度によって生じるドップラーシフトを与える行列である。図 5-4 のように、散乱源となる  $L$  個のアンテナ（実際の電波はここから放射される）が、測定端末の周囲に配置されていると仮定すると、 $\mathbf{A}_{Doppler}$  は式(5.5)のように表現できる。なお、図 5-4 は散乱源と測定端末の実際の位置関係ではなく、各散乱源に設定すべきドップラー周波数を算出するための、仮想的な配置を示すモデルである。実際には、各散乱源から出た電波はそれぞれ電波反射箱内部で多重反射し、あらゆる方向から測定端末に到達する。このため、提案方式では散乱源を測定端末の周囲に並べる必要はなく、互いに空間相関が無相関となる距離で離して設置すればよい。

$$\mathbf{A}_{Doppler}(t) = \frac{1}{\sqrt{L}}$$

$$\times \begin{pmatrix} e^{j(2\pi f_D t \cos(\theta_1) + \phi_{D1})} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j(2\pi f_D t \cos(\theta_2) + \phi_{D2})} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j(2\pi f_D t \cos(\theta_L) + \phi_{DL})} \end{pmatrix} \quad (5.5)$$

ここで、 $f_D$  は最大ドップラー周波数 (= 移動体速度 / 波長)、 $\phi_{DL}$  は  $0 \sim 2\pi$  の一様乱数で与える初期位相である。また、図 5-4 の座標で  $x$  軸、 $y$  軸の双方に対して線対称にならない配置として、各散乱源アンテナの配置位置角度  $\theta_l$  ( $l=1,2,\dots,L$ ) に  $\pi/(2L)$  オフセットを与え、さらに、点対称配置にならないよう  $\pm\pi/(2L)$  の範囲での乱数を用いたズレ  $\phi_l$  を加え、次式で与える[16]。

$$\theta_l = \frac{\pi}{L} \left\{ 2(l-1) + \frac{1}{2} \right\} + \Delta\theta_l \quad (5.6)$$

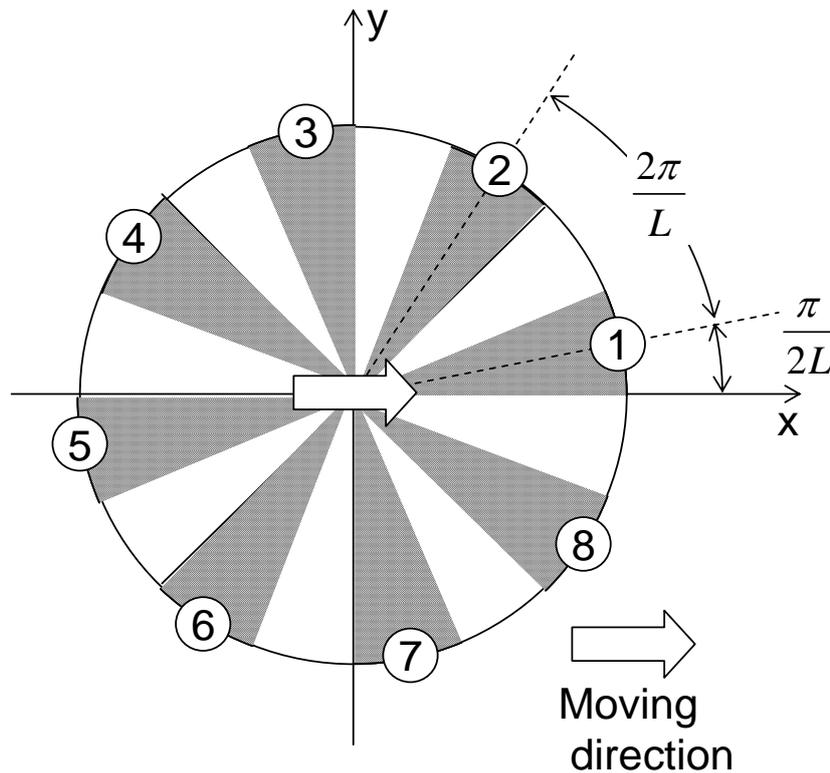


図 5-4 散乱源のドップラーシフトを決めるための角度設定(L=8) (実際のアンテナ配置を示すものではない)

$\mathbf{A}_{RX}$  は、散乱源から出力され電波反射箱内で多重反射して測定端末に届く各素波の振幅と位相を与える行列で、素波の振幅と位相を与える行列  $\mathbf{A}_{RX\_1}$  と、素波の到来角度によって測定端末のアンテナ素子間に生じる位相差を与える行列  $\mathbf{A}_{RX\_2}$  からなる。一般的には、測定端末のアレー配置やアンテナ特性によって個別に扱われるものになるが、ここではチャネル特性評価の目的で、ダイポールアンテナを素子間隔  $d$  で直線状に配列したアレーを例とする。この場合、 $\mathbf{A}_{RX\_1}$  は次式で表現できる。

$$\mathbf{A}_{RX\_1} = \begin{pmatrix} \mathbf{a}_1 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{a}_2 & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{a}_L \end{pmatrix} \quad (5.7a)$$

ここで

$$\mathbf{a}_l = \frac{1}{\sqrt{P}} (a_{l1} \quad a_{l2} \quad \cdots \quad a_{lP}) \quad (5.7b)$$

そして  $\mathbf{A}_{RX\_2}$  は

$$\mathbf{A}_{RX\_2} = (\mathbf{v}_{11} \quad \cdots \quad \mathbf{v}_{lp} \quad \cdots \quad \mathbf{v}_{LP}) \quad (5.8a)$$

ここで

$$\mathbf{v}_{lp} = \left( e^{jkd_1 \sin\theta_p} \quad e^{jkd_2 \sin\theta_p} \quad \cdots \quad e^{jkd_N \sin\theta_p} \right)^T \quad (5.8b)$$

上の式で、 $\mathbf{a}_{lp}$  は散乱源  $l$  から送出された  $p$  番目の素波の複素振幅で、電波反射箱では散乱源アンテナから送出されて測定端末に受信されるまでの距離と反射回数で決まる値であるが、ここでは簡略化のため  $\langle |\mathbf{a}_{lp}|^2 \rangle = 1$  ( $\langle \cdot \rangle$  はアンサンブル平均) の複素正規分布の乱数で与え、素波間で独立としている。  $\theta_{lp}$  は素波  $p$  の受信点への到来角度で、エミュレータタイプであれば  $\theta_{lp} = \theta_L$  であるが、電波反射箱では散乱源から出た電波は内部で多重反射し、あらゆる角度から測定端末に到来するため、本モデルでは  $0 \sim 2\pi$  の一様乱数で与えている。また受信アレーは直線状に配置されていることを想定した式表現で、等間隔 (素子間隔  $d$ ) の場合は、 $d_1 = 0$ ,  $d_2 = d$ ,  $d_3 = 2d$ , ... という与え方をする。

チャンネルの固有値は、行列  $\mathbf{A}\mathbf{A}^H$  (上付き添字  $H$  は複素共役転置を表す)  $\mathbf{R}_{RX}$  の固有値  $\lambda_i$  ( $i = 1, 2, \dots, \min(M, L, N)$ ) の確率分布で評価する。また、送受信の空間相関については、 $M = N = 2$  とし、

$$\mathbf{\Pi}_{RX} = \langle \mathbf{R}_{RX}(t) \rangle \equiv \begin{pmatrix} \pi_{11}^{(RX)} & \pi_{12}^{(RX)} \\ \pi_{21}^{(RX)} & \pi_{22}^{(RX)} \end{pmatrix} \quad (5.9a)$$

$$\mathbf{\Pi}_{TX} = \langle \mathbf{R}_{TX}(t) \rangle \equiv \begin{pmatrix} \pi_{11}^{(TX)} & \pi_{12}^{(TX)} \\ \pi_{21}^{(TX)} & \pi_{22}^{(TX)} \end{pmatrix} \quad (5.9b)$$

$$\mathbf{R}_{RX}(t; d) \equiv \mathbf{A}(t) \mathbf{A}^H(t) \quad (5.10a)$$

$$\mathbf{R}_{TX}(t) \equiv \mathbf{A}^H(t) \mathbf{A}(t) \quad (5.10b)$$

より，次式で得られる．

$$\rho_{TX} = \frac{\pi_{12}^{(TX)}}{\pi_{11}^{(TX)}} \quad \rho_{RX}(d) = \frac{\pi_{12}^{(RX)}}{\pi_{11}^{(RX)}} \quad (5.11a,b)$$

なお，この測定系には注意すべき点がある．フェージングエミュレータ方式では，端末を固定位置に置くだけで，理論分布に近い統計的性質を有する環境が生成できるが，電波反射箱方式は，目的とする統計的性質を得るためには，測定対象側での空間移動によるある程度の平均操作が必要になることを述べる．

電波反射箱内での，散乱源と受信アンテナを結ぶチャネル行列  $\mathbf{A}_{RX} (= \mathbf{A}_{RX\_2} \mathbf{A}_{RX\_1})$  は，マルチパスリッチな環境ではあるが，行列サイズは  $N \times L$  で，フェージングエミュレータ方式と同じである． $M = N = 1$  の SISO で考えると，両方式とも，受信信号  $r$  は，各散乱源  $l$  のドップラー偏移を，位相の時間変化  $\varphi_{DL}(t)$  として

$$r = \frac{1}{\sqrt{L}} \left( e^{j\phi_{Q1}(t)} a_1 + e^{j\phi_{Q2}(t)} a_2 + \dots + e^{j\phi_{QL}(t)} a_L \right) \quad (5.12)$$

で表される。エミュレータ方式（タイプ 1）では、散乱源とアンテナを結ぶ複素振幅利得  $a_l$  は、 $|a_l|=1$  であるので、各散乱源  $l$  からの電波が対等に寄与する。一方、電波反射箱では、 $|a_l|$  は測定端末の設置位置を変数とする、散乱源ごとに独立な、空間的レイリー分布となる。このため、端末の位置によっては、極端な場合は位相関係で打ち消されて  $|a_l|=0$  となるような散乱源が存在することもあり得るなど、各散乱源からの寄与が対等ではなくなる。また、ドップラー周波数の幅は数百 Hz 以内であり、遅延の広がり  $1 \mu\text{s}$  程度のチャンネルでは、ドップラーシフトによる  $|a_l|$  への影響もほとんどない。これらが受信信号振幅、固有値の確率分布や空間相関にばらつきとして現れる [16]。このばらつきは測定端末を動かしながら測定することにより、統計的に平均化され、目的の特性に収束する [16]。

これを実際の測定環境で実現するためには、電波反射箱内で移動するプラットフォームに測定端末を乗せるなどして測定すれば良いことになる。移動間隔としては、空間相関が無相関となる距離以上とすればよい。電波反射箱でのダイポールアンテナによる測定では、0.5 波長の距離で無相関になる。したがって、例えば現在移動体通信でよく用いられている周波数 2GHz の波長は 15cm であり、7.5cm 程度の移動でほぼ無相関になるので、±数十 cm 程度の範囲で動かせば十分な数の独立な状態数が得られると考えてよい。また、受信点のプラットフォームを固定して、散乱源である送信アンテナを移動させても良い。

上記のチャンネルモデルにて、受信アンテナ間隔を 1 波長、送信側ネットワークを空間相関が無相関（すなわち、式(5.4a)の設定）とし、 $M = N = 4$ 、 $L = 8$ 、 $P = 1000$  にて計算機シミュレーションで算出した固有値の累積確率分布と、 $4 \times 4$  MIMO の iid チャンネルにおける理論値 [19] を図 5-5 に示す。4 つの固有値とも理論値とよく一致しており、提案方式が期待どおりの動作をする見込みがついたといえる。なお、素波数  $P$  は十分大きな値にする必要があるが、 $P = 1000$  以上としてもシミュレーション結果に差がなかったため、素波数として十分に多い数の代表値として  $P = 1000$  時の計算結果を示した。

さらに、文献[16]では  $3 \times 8 \times 3$  iid での固有値分布評価、 $2 \times 8 \times 2$  で送信側空間相関が有相関 (式(5.4b) :  $\rho_{TX} = 0.92, 0.98$ ) での固有値評価も行っており、いずれも理論値どおりの特性が実現できることを同様の計算機シミュレーションで確認している。

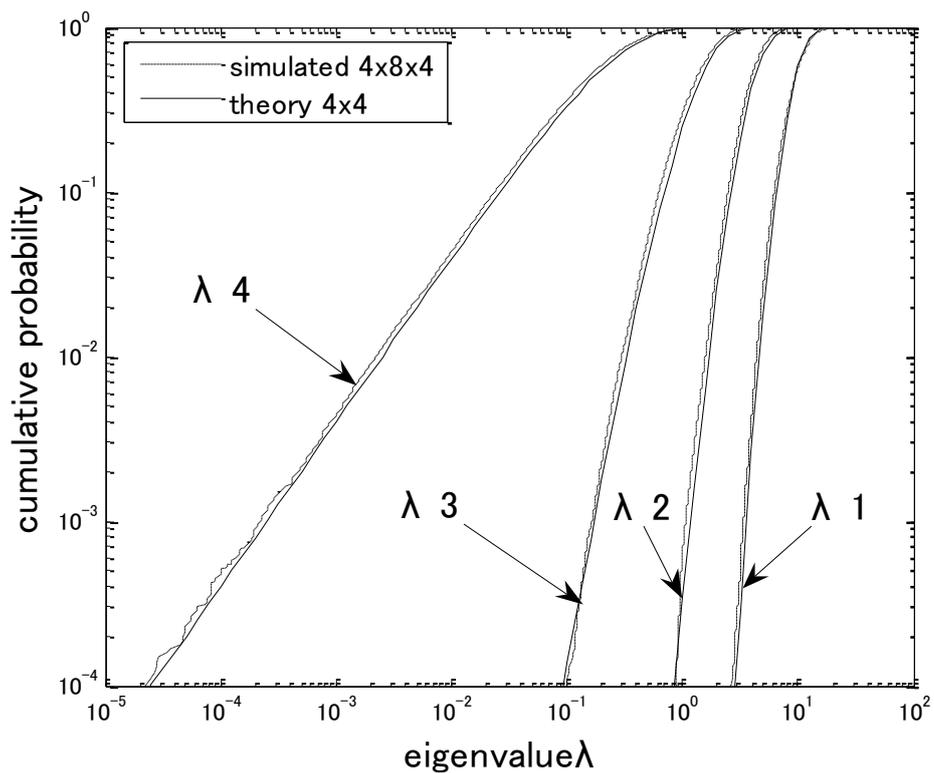


図 5-5  $4 \times 8 \times 4$  の構成における固有値分布 (送受信とも空間相関無相関 : 理論値は  $4 \times 4$  iid MIMO)

## 5.3 ハイブリッド方式 MIMO OTA 測定システムの構築

### 5.3.1 システム構成

提案方式を実現するため、 $M=4, L=8$  のハイブリッド方式 MIMO-OTA 測定システムを RF 周波数 5GHz にて構築した。本システムは、(5.3)の  $\mathbf{A}_{TX}$  に対応する機能を実現する Connection Matrix,  $\mathbf{A}_{Doppler}$  に対応する Doppler Shifter,  $\mathbf{A}_{Rx}$  に対応する電波反射箱の3つのユニットから構成されている (図 5-6)。

Connection Matrix は、分配ブロック・ネットワークブロック・合成ブロックで構成されている。分配ブロックでは、2 分配器と 4 分配器を繋ぐケーブルとして、基準長のケーブル A と、ケーブル A よりも電気長が 1/2 波長分長いケーブル B を組み合わせることで、基準信号と、基準信号に対して位相を  $\pi$  遅らせた逆相信号を生成する。ネットワークブロックは、分配ブロックと合成ブロックを接続するネットワークで、同一長の同軸ケーブル C で構成されている。分配ブロックで生成された基準信号と逆相信号を式(5.4a)のような WH 符号となるよう接続することで、送信相関を無相関にしている。試作した Connection Matrix 回路の各入出力端子間の相対位相の測定値を表 5-1 に示す。分配器やケーブルによって生じる偏差は、最大でも 30 度程度に収まっており、所望の機能を概ね実現できているといえる。

Doppler Shifter は、8 個の IQ ミキサと、16chDAC を搭載した PC で構成している。測定端末の移動速度に応じた、各散乱源のドップラー信号を PC で生成し、DAC から cos 波と sin 波をペアで送出して IQ ミキサに入力することで、高周波信号に再変調を掛け周波数をシフトする。このドップラーシフト信号生成は PC のプログラムによって制御できるため任意のドップラー変動を何度でも再現できる。

散乱源となるアンテナ素子は、電波反射箱内の片隅に空間相関係数が十分低くなる 30mm (0.5 波長) 間隔で直線的に配置した。図 5-7 に Connection Matrix と Doppler Shifter の外観を、図 5-8 に電波反射箱内での散乱源の配置例を示す。

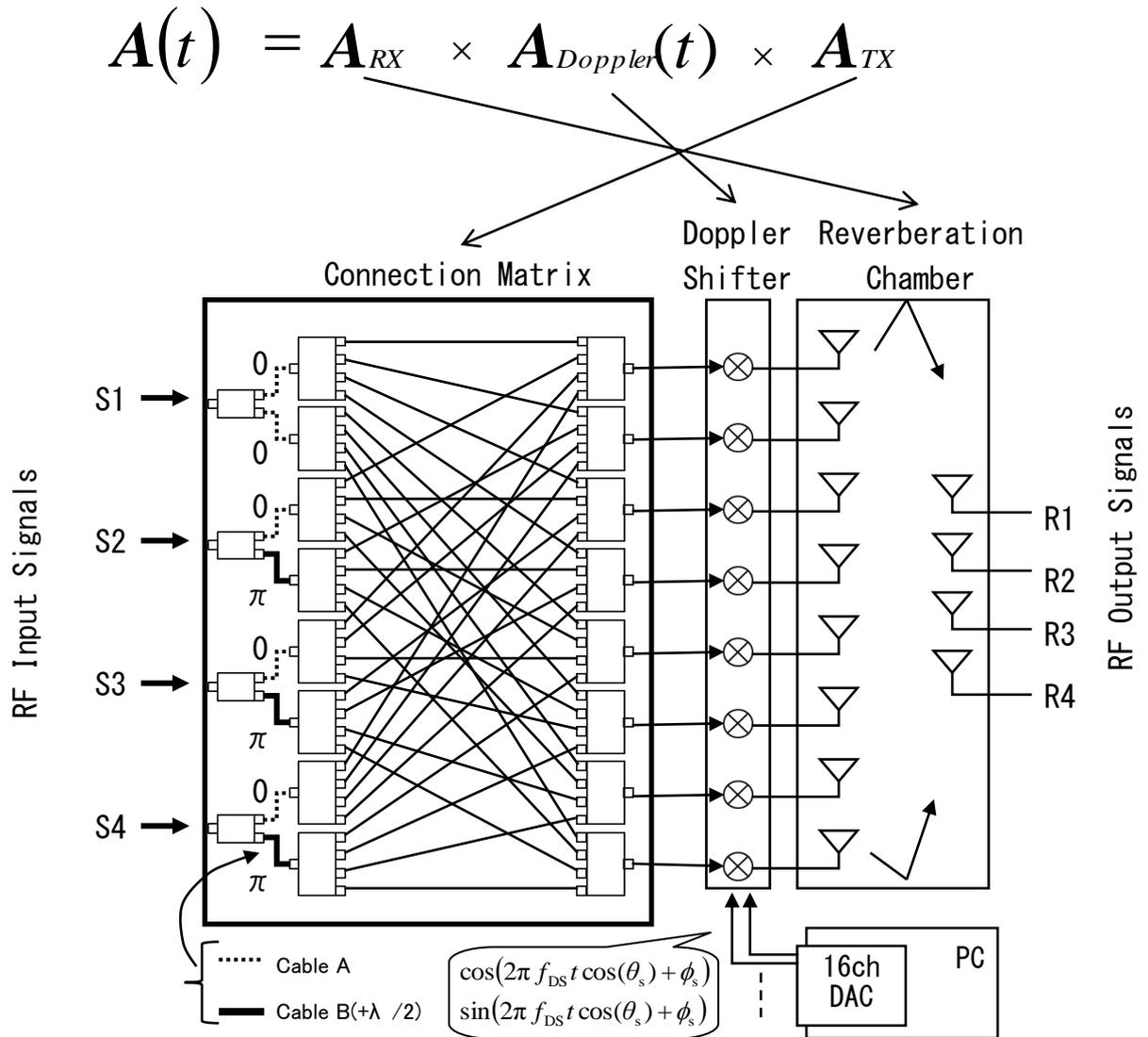


図 5-6 送信系ネットワーク回路の構成図 (M=4, L=8)

表 5-1 Connection Matrix 回路の相対位相

|      | Relative Phase [deg.] |       |       |        |
|------|-----------------------|-------|-------|--------|
|      | IN1                   | IN2   | IN3   | IN4    |
| OUT1 | 0.0                   | -0.5  | -5.8  | -20.0  |
| OUT2 | -21.6                 | -14.3 | -8.0  | 171.3  |
| OUT3 | -6.1                  | -23.0 | 162.1 | -21.8  |
| OUT4 | -1.6                  | -3.9  | 163.4 | 171.6  |
| OUT5 | -8.2                  | 169.2 | -4.7  | -5.6   |
| OUT6 | 10.9                  | 175.8 | 5.2   | -167.7 |
| OUT7 | -14.8                 | 170.6 | 176.3 | -9.3   |
| OUT8 | -7.9                  | 165.4 | 168.7 | 165.3  |

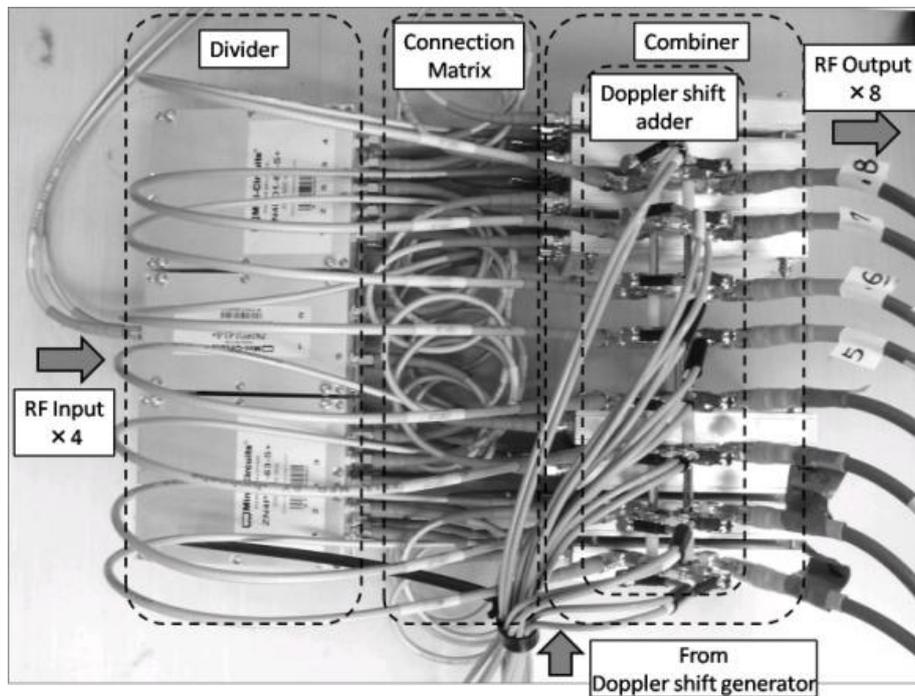


図 5-7 Connection Matrix 外観

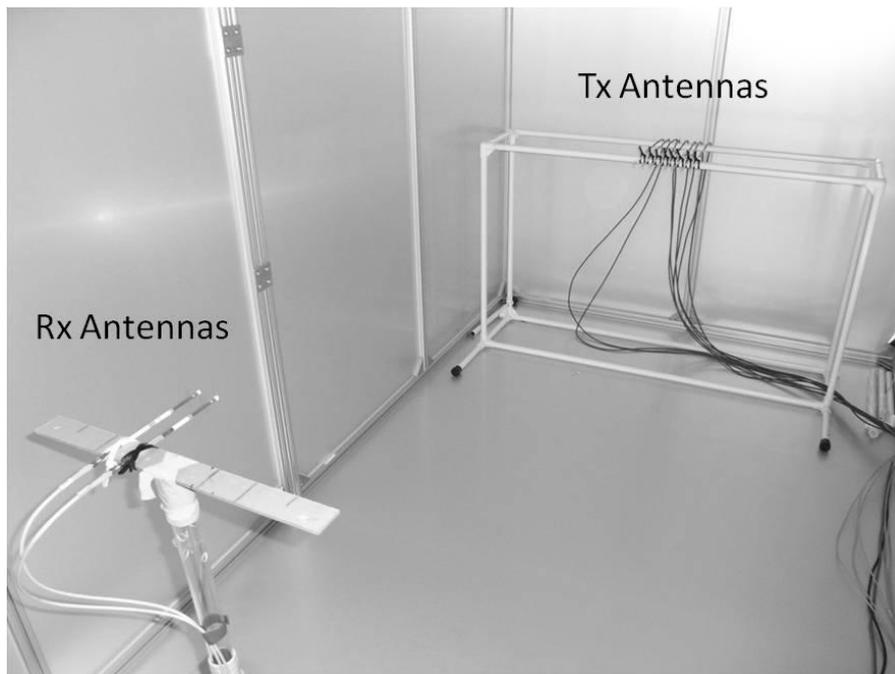


図 5-8 アンテナ配置例

### 5.3.2 システムの基本動作

構築したハイブリッド型 OTA 測定システムの基本動作について説明する. S1 端子のみに 5.0GHz の CW を入力し, ドップラー周波数を -400Hz, -300Hz, -200Hz, -100Hz, +100Hz, +200Hz, +300Hz, +400Hz に設定したときの, 8 つの Doppler Shifter の各出力端子に 8 合成器接続して測定したスペクトルを図 5-9 に示す. 入力した 5.0GHz の CW から, ドップラーシフトを受けた 8 つの CW が生成されていることがわかる. 本例ではそれぞれの CW はほぼ等電力であるが, I/Q ミキサに加えるドップラー信号の振幅を制御することで任意に設定可能である. また,  $f_0=5.0\text{GHz}$  のキャリアリークをはじめ, 帯域外にも不要波が確認できる. これらの不要波は Doppler Shifter に使用している I/Q ミキサの非線形性や I/Q インバランスによって発生するが, ドップラー信号の振幅・位相・DC オフセットを調整することである程度は軽減可能である.

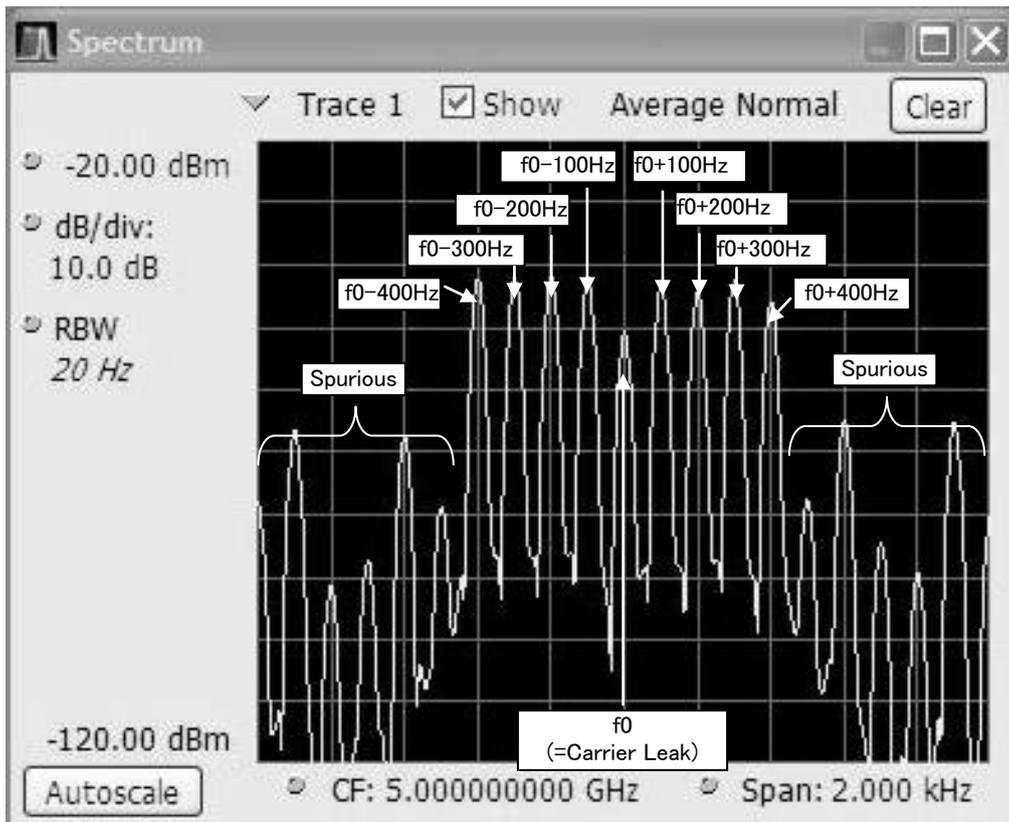


図 5-9 システムの出力スペクトル例

## 5.4 試作した測定システムの特 性 (2×8×2)

### 5.4.1 測定条件

本節では、チャンネルの基本特性が実現できていることの説明を行う。図 5-6 の 4 入力の中の 2 入力を使い、2×2 の MIMO の固有値特性を、表 5-2 の条件にて、図 5-10 の構成で測定した。信号発生器 (SG: Signal Generator) から、5GHz の無変調波を入力し、送受信の双方でスイッチを用いて 4 つのパス ( $a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}$ ) を切り替え、これをスペクトラムアナライザが具備する機能で IQ 成分に分離して記録した。散乱源となる送信アンテナは、空間相関が無相関となる 30mm (=0.5 波長) 間隔にて直線的に配置した。また、受信系は素子間隔 30mm の 2 素子アレーをプラットフォームに設置し、前述の平均化のため 30mm 間隔で直線移動させて 10 か所のポイントで測定した。さらに、送信アンテナ間隔の設定値による影響を調べるため、送信アンテナ間隔を 180mm (3 波長) とした場合についても同様に測定した。なお、散乱源および受信アンテナはいずれも垂直偏波としている。

表 5-2 測定条件

|                    |   |
|--------------------|---|
| Frequency          | 5.0GHz (CW)   |
| Doppler Frequency  | 330Hz, -340Hz,<br>310Hz, -280Hz,<br>190Hz, -240Hz,<br>130Hz, -70Hz<br>※V=80km/h |
| Antenna Spacing    | Tx: 30mm (0.5 $\lambda$ ) / 180mm (3 $\lambda$ )<br>Rx: 30mm (0.5 $\lambda$ )   |
| Sampling Frequency | 3051.76 Hz  |
| Snapshot Number    | 5704 points (1.9sec.)   |

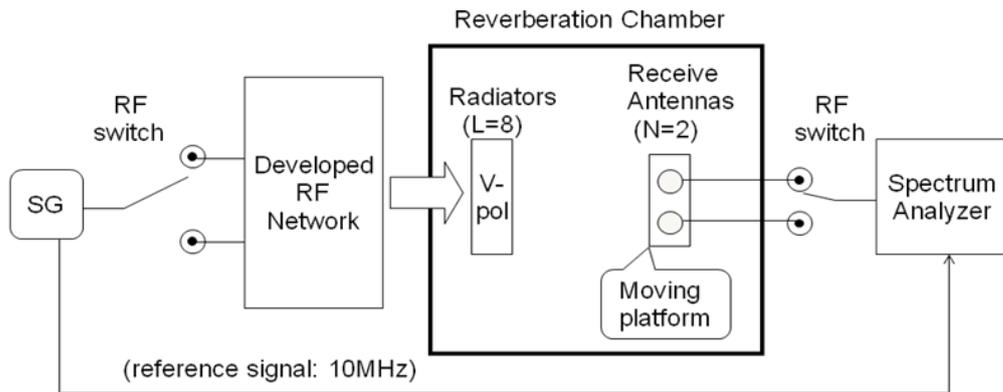


図 5-10 測定系統図

### 5.4.2 受信電力スペクトル

到来角度分布が一様なレイリーフェージング環境の中を端末が移動しながら受信する場合、その電力スペクトルはバスタブ状の Jakes 型（あるいは Clarke 型）と呼ばれる形状となることが知られている。しかしながら、本システムではその原理上 Jakes 型のスペクトルにはならず、受信アンテナの位置に応じてそれぞれの信号の電力は独立なレイリーの変動を受けるため、実環境とは差異が生じることになる。

受信信号の電力スペクトルの一例を図 5-11 に示す。各ドップラー周波数の信号がほぼ等電力で送信されるが（図 5-9）、電波反射箱で独立にフェージングを受けるため、それぞれの信号が異なるレベルで受信アンテナに到達していることが分かる。

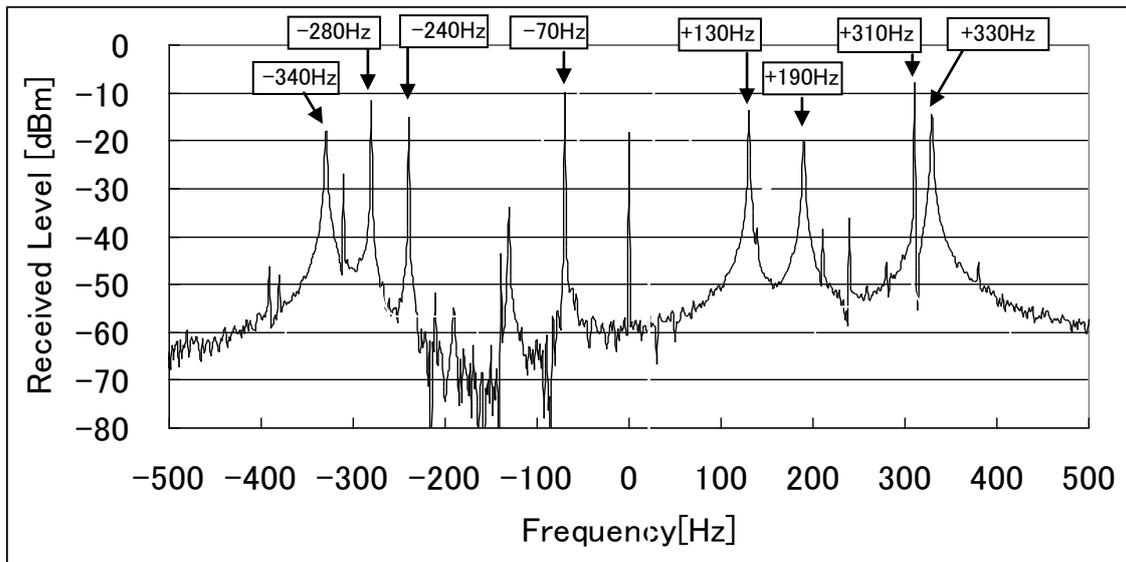
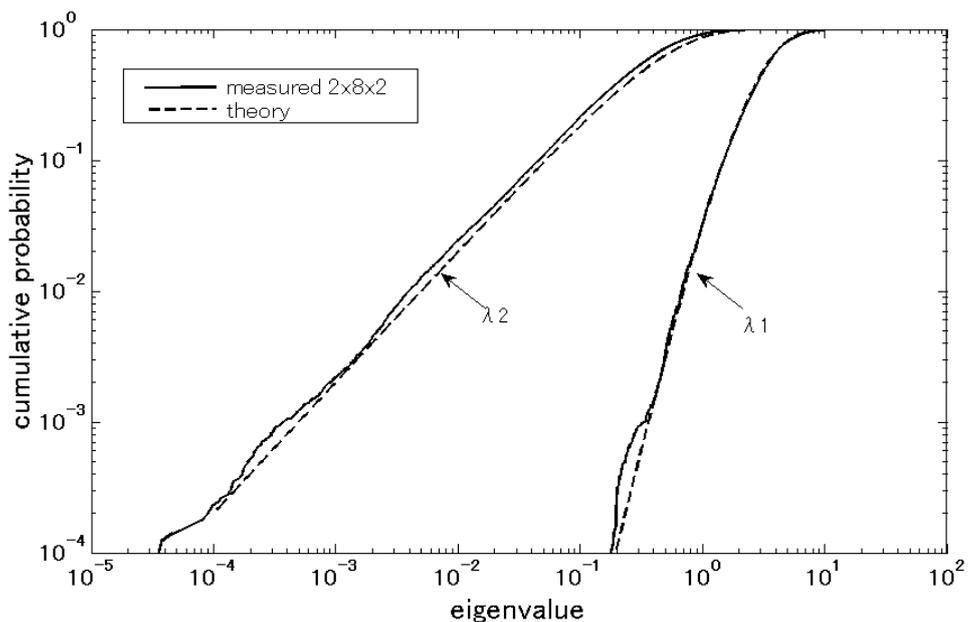


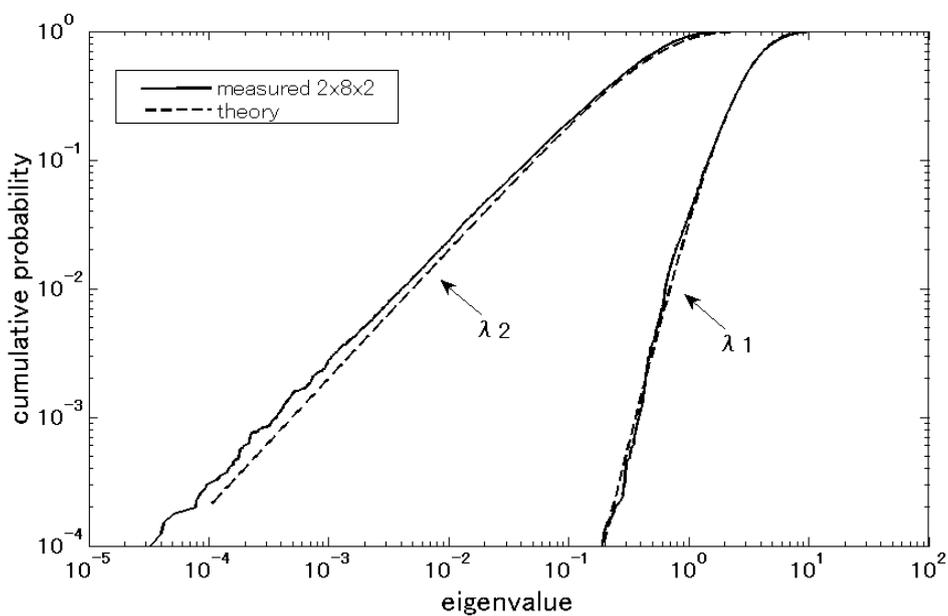
図 5-11 受信信号の電力スペクトルの一例

### 5.4.3 固有値分布

測定値を受信電力の平均値で正規化して求めた固有値の累積分布と、i.i.d. チャネルでの  $2 \times 2$ MIMO の理論値[19]を図 5-12 に示す. 図 5-12(a)は送信アンテナ間隔を 30mm(0.5 波長), 図 5-12(b)は送信アンテナ間隔を 180mm(3 波長)のそれぞれ設定した時の結果である. いずれも理論値と良く一致しており, 試作システムがシミュレーションでの確認どおりに動作していること, および送信アンテナ間隔を空間相関が無相関になる距離 (0.5 波長) 以上に設定すれば良いことが実証されたといえよう.



(a) 散乱源アンテナ間隔=0.5 波長, 受信アンテナ間隔 0.5 波長時



(b) 散乱源アンテナ間隔=3 波長, 受信アンテナ間隔 0.5 波長時

図 5-12 2×8×2 構成でのチャネル固有値測定値

#### 5.4.4 レベル交差率

次に、レベル交差率を評価する。レイリーフェージング環境における受信電力のレベル交差率は、交差判定レベル  $\gamma_0$ ，最大ドップラー周波数  $f_D$ ，平均受信電力  $\bar{P}_r$  より，式(2.14)で得られる。再掲載すると，次式のようになる。

$$L(\gamma_0) = \frac{\sqrt{2\pi} \gamma_0 f_D}{\bar{P}_r} \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\bar{P}_r}\right) \quad (5.13)$$

ここで

$$\rho = \sqrt{\frac{\gamma_0}{\bar{P}_r}}$$

図 5-13 に、送信アンテナ間隔を 30mm(0.5 波長)に設定した時の測定値から算出したレベル交差率と、式(5.13)による理論値を示す。両者はよく一致しており、試作システムがレイリーフェージング環境におけるドップラー変動を統計的によく模擬していることが分かる。

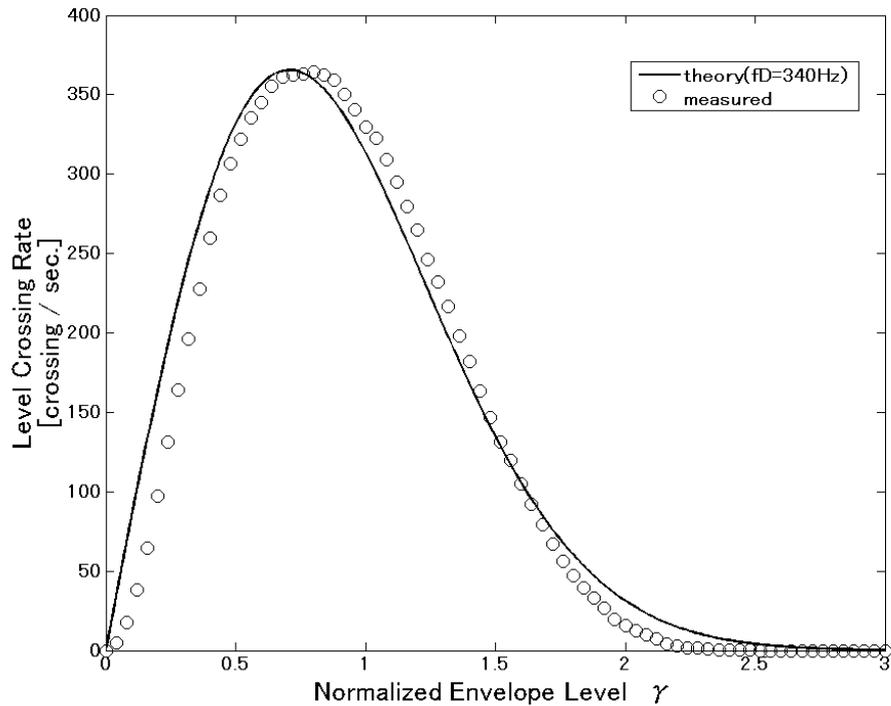


図 5-13 レベル交差率

#### 5.4.5 空間相関特性

本章では、散乱源となる送信アンテナの間隔を、0.5 波長に設定して測定・評価を行った。本節では、この設定値の根拠となった空間相関特性について説明する。

動的フェージング環境で、アンテナ結合を含まない純粋な空間相関特性を測定することは一般に難しい。しかしながら、本測定系では同一フェージング環境を何度でも再現できるので、一つのアンテナで位置を変えて測定することにより、アンテナ素子間結合の影響の無い空間相関が測定できる。図 5-10 の測定系で、送信側入力を 1 系統、受信側出力を 1 系統として、動的（時間的）フェージング環境下で受信アンテナの位置を 2mm 間隔で移動しつつ測定を行って空間相関を求めたものが図 5-14 である。同図には、電波到来角度が 3 次元周囲一様分布の環境において、ダイポールアンテナで垂直偏波受信を行う場合の空間相関  $\rho_p$  の理論式[17], [18]

$$\rho_p(\Delta x) = |\rho_a(\Delta x)|^2 = \left| \frac{3 \sin(k\Delta x)}{2 k\Delta x} \left( 1 + \frac{1}{(k\Delta x)^2} \right) + \frac{3 \cos(k\Delta x)}{2 (k\Delta x)^2} \right|^2 \quad (5.14)$$

も合わせて示している。両者の結果はよく一致しており、0.5 波長以上の距離で相関係数が 0.2 以下となり、ほぼ無相関と見なせることがわかる。また、図中に示す水平面周囲一様に到来する場合(2D-uniform distribution)の空間相関理論値 (式(2.12)に対しては、わずかに相関長が長くなっているものの、相関長が長くなっている部分は相関係数が十分低いため、電波反射箱内の空間相関特性は水平面周囲一様分布と同等と見なしても、実用上は大きな影響はないであろう。

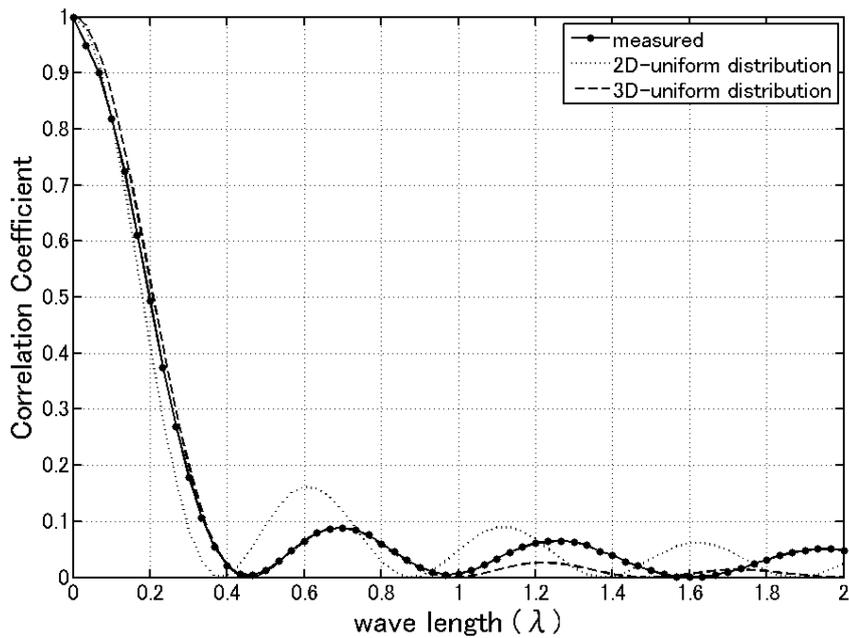


図 5-14 構築システムの受信側空間相関特性

## 5.5 むすび

OTA 型評価法の一つである電波反射箱型 MIMO 端末測定環境生成方式に関して、これまで実現が難しかった任意のドップラースプレッドを実現する方式を提案した。この方式は、電波反射箱にフェージングエミュレータの構成要素を組み入れており、両者のハイブリッド方式と位置づけられる。この基本性能を計算機シミュレーションにより評価したのち、実環境を構築し、その特性評価を行った。

シミュレーション評価や試作システムでの測定の結果、散乱源のドップラー周波数設定の工夫などにより、 $4 \times 4$  MIMO 以下のアンテナ数の任意の組み合わせにおいては、 $L=8$  であれば、十分に近似度の高い環境が生成できることを明らかにした。

なお、本提案方式では、測定端末を置くプラットフォームを一定の空間範囲の中で移動させて統計的平均操作を行う必要があることや、受信電力スペクトルがいわゆる Jakes カーブにはならないという注意点があることを述べた。

この方式は、反射箱を完全密閉すれば電波が漏れないため、通常の実験室に構築することも可能である。また、環境生成システムの構成要素は、基本的な高周波回路素子のみで組み上げられ、極めて安価に構築できることが特徴である。本論文では基本特性を示すことを目的としたため広帯域フェージング環境の生成には言及しなかったが、測定システムの各コンポーネントには周波数範囲の広いものを使用しており、遅延広がりやドップラー広がりを容易に制御でき、かつ、目的とする環境が容易に生成できるので、有用性が高いと期待できる。

今後は、XPD を制御する機能の実現や、各種次世代移動通信方式で議論されている MIMO-OTA 測定の国際標準方式として具備すべき機能や性能について検討することが課題であろう。

## 参考文献

- [1] 岩井浩, 阪口啓, 坂田勉, 山本温, “携帯端末アンテナ評価用フェージングエミュレータの提案,” 信学論 B, vol. J91-B, no. 9, pp. 960-971, 2008.
- [2] 坂田勉, 山本温, 小川晃一, “角度スペクトラムが設定可能な端末 MIMO アンテナ測定用空間多重波生成装置,” 信学技報, A.P2008-3, pp. 13-18, 2008.
- [3] 3GPP, “Text Proposal for MIMO OTA report (TR 25.xxx),” TSG-RAN WG4 #51 BIS R4-092438, 2009.
- [4] 今井哲郎, 岡野由樹, 北尾光司郎, 齋藤健太郎, 萩原淳一郎, “MIMO 端末評価のための空間チャンネルエミュレータ構築に関する検討,” 信学技報, A.P2009-25, pp. 81-86, 2009.05.
- [5] C.L. Holloway, D.A. Hill, J.M. Ladbury, P.F. Wilson, G. Koepke, and J. Coder, “On the use of reverberation chambers to simulate a Rician radio environment for the testing of wireless devices,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 54, no. 11, pp. 3167-3177, 2006.
- [6] P. Corona, G. Ferrara, and M. Migliaccio, “Reverberating chamber electromagnetic field in presence of an unsteered component,” IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 42, no.2, pp. 111-115, 2000.
- [7] P.S. Kildal and K. Rosengren, “Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: simulation and measurements in a reverberation chamber,” IEEE Commun. Mag., pp. 104-111, Dec. 2004.
- [8] H. Arai, Measurement of Mobile Antenna Systems. Artech House, 2001.
- [9] 栗田大輔, 岡野由樹, 中松慎, 岡田隆, “反響チェンバを用いた MIMO アンテナ OTA 測定システム,” 信学技報, A.P2009-34, pp. 135-140, 2009.
- [10] 篠澤政宏, 柏崎大輔, 谷口哲樹, 唐沢好男, “マルチパスリッチ環境を実現する電波反射,” 信学技報, A.P2006-125, pp. 89-94, 2007.
- [11] 佐々木克守, 大島一郎, 唐沢好男, “マルチパスリッチ環境を実現する電波反射箱 [II],” 信学技報, A.P2008-77, pp. 13-18, 2008.
- [12] 篠澤政宏, N. K. Das, 谷口哲樹, 唐沢好男, “MIMO 小型 3 偏波アンテナの提案とマルチパスリッチ環境における伝送特性,” 信学論 B, vol. J92-B, no.1, pp.262-270, 2009.

- [13]P. Dent, G.E. Bottomley, and T. Croft, "Jakes fading model revisited," *Electronics Lett.*, vol. 29, no. 13, pp. 1162-1163, 1993.
- [14]唐沢好男, 清水昌彦, "MIMO 特性評価のための電波環境構築法に関する考察," *信学技報*, A.P2008-185, pp. 203-208, 2009.
- [15]J.P. Kermoal, L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Møngensen, and F. Fredriksen, "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 6, pp. 1211-1226, 2002.
- [16]S. Pasingi, R. Arif, M. Shinozawa, and Y. Karasawa, "MIMO 特性評価のための電波環境構築法に関する考察[IV]," *信学技報*, A.P2009-204, pp. 119-124, 2010.02.
- [17]D. Doncker, "Spatial correlation functions for fields in three-dimensional Rayleigh channels," *Prog. Electromagn. Res., PIER*, vol. 40, pp. 55-69, 2003.
- [18]D. H. Le, 唐沢好男, "3 次元空間到来波環境における空間相関特性," *信学技報*, A.P2009-6, pp. 31-35, 2009.
- [19]後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦共編, *アンテナ・無線ハンドブック*, オーム社, pp.90, 2006.
- [20]奥村義久, 進士昌明監修, *移動通信の基礎*, コロナ社, pp.67-70, 1986.

## 第6章 結論

MIMO では複数のアンテナを用いることになるが、小型化が求められる端末ではアンテナを実装するスペースに対する物理的制約がある。この問題を解決するため小型3偏波アンテナを提案し、2GHz帯と5GHz帯用のアンテナ試作を行った。さらに、試作したアンテナをマルチパスリッチ環境（レイリーフェージング環境）にて実測した伝搬特性から通信路容量を算出し、リニアアレイアンテナとの性能比較を行った。その結果、リニアアレイアンテナが送受信で偏波が異なると通信路容量が大きく減少するのに対し、3偏波アンテナは常に安定した通信路容量を保つことができる特徴があることを明らかにした。その一方で、通信路容量の最大値はリニアアレイアンテナの方が15%程高い値となり、3偏波アンテナの弱点も見えてきた。さらに、実環境での性能比較も未実施であるため、これらが今後の課題となる。

また、3偏波アンテナの性能を測定するため、マルチパスリッチ環境を実現する電波反射箱のプロトタイプを製作し、各種伝搬特性の測定・統計的解析を行った。その結果、電波反射箱が理想的なレイリーフェージング環境を実現し、市街地環境を模擬できる性能を持つことを明らかにした。さらに、電波反射箱内をMIMOシステムにおける端末の性能評価手法として研究が進められているMIMO-OTA(Over The Air)測定に適用するための機能拡張と再製作を行った。プロトタイプの電波反射箱内では、伝搬特性に任意の時間的変動を実現することが困難である弱点があったが、フェージングエミュレータに用いられる技術の一部融合することでそれを克服するハイブリッド方式を提案し、製作・測定・解析を行った。その結果、レベル交差率が理論値どおりになるなど、伝搬特性に任意の時間変動を付加できることを明らかにした。これにより、電波反射箱型の最大の弱点が克服され、OTA測定環境としての実用化に一步近づくことができた。しかしながら、OTA測定システムとして求められているXPDの制御が実現できていないことや、変調信号でのBER評価などが未実施のため、今後の課題となる。

---

## 謝辞

本論文は、電気通信大学電気通信学部電子工学科（現 同大情報理工学研究科情報・通信工学専攻） 唐沢好男教授の御指導のもとに、著者が電気通信大学大学院電気通信学研究科博士後期課程電子工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである。本研究を遂行するにあたり深甚なる御指導・御鞭撻を賜りました唐沢好男教授に衷心より謝恩の意を表します。

本論文をまとめる際に種々の御指導並びに御助言を戴きました電気通信大学情報理工学研究科情報・通信工学専攻 橋本猛教授，同情報理工学研究科情報・通信工学専攻 本城和彦教授，同情報理工学研究科知能機械工学専攻 桐本哲郎教授，同情報理工学研究科情報・通信工学専攻 安藤芳晃准教授に深謝いたします。

本研究を進めるに際し、共に研究を進め、熱心な討論と有益な助言を頂きました電気通信大学電気通信学部電子工学科唐沢研究室の Das Nirmal Kumar 様（現ボッシュ（株））、Rizwan Arif 様，小佐古昂様，Sahrul Pasingi 様をはじめ，唐沢研究室の皆様  
に感謝致します。

本研究の機会を得るまでに大学院における就学に関しての御指導を賜りました日本電業工作株式会社 煙草英一顧問に厚く感謝を申し上げます。また，本研究に到達するまで御理解ある御指導・御配慮を賜った日本電業工作株式会社取締役 岡村祐二フィルタ事業部長，取締役 松岡徹 RF システム事業部長，RF システム事業部 近藤憲男担当部長，フィルタ事業部 宮本幸一技術グループ長，事業開発部 白土正部長に深謝の意を表します。

2011 年 3 月

---

## 論文目録

### 1. 関連論文

- 1) 全著者名 : 篠沢政宏, N. K. Das, 谷口哲樹, 唐沢好男  
論文題名 : “MIMO 小型 3 偏波アンテナの提案とマルチパスリッチ環境における伝送特性,”  
印刷公表方法時期 : 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J92-B, no.1, pp.262-270, 2009.
- 2) 全著者名 : 篠沢政宏, パシシンギ・サハルル, アリフ・リズワン, 唐沢好男  
論文題名 : “任意ドップラースプレッドのマルチパス環境を実現する MIMO 端末特性評価用電波反射箱,”  
印刷公表方法時期 : 電子情報通信学会論文誌 C, vol.J93-C, no.12, pp.612-621, 2010.

### 2. 参考論文

#### 国際学会

- 1) 全著者名 : Yoshio Karasawa, Masahiro Shinozawa  
論文題名 : “A compact tri-polarization antenna for MIMO communication systems,”  
印刷公表方法時期 : URSI-B Electromagnetic Theory Symp. , 2007.

#### 口頭発表

- 2) 全著者名 : 篠沢政宏, 唐沢好男  
論文題名 : “MIMO システム用 5GHz 帯小型直交 3 偏波アンテナの試作,”  
印刷公表方法時期 : 電子情報通信学会,2006 年総合大会, B-1-224, 2006.
  - 3) 全著者名 : 篠沢政宏, 谷口哲樹, 唐沢好男  
論文題名 : “マルチパスリッチ環境における 5GHz 帯小型直交 3 偏波アンテナの特性,”  
印刷公表方法時期 : 電子情報通信学会,2006 年ソサイエティ大会, B-1-208, 2006.
-

- 
- 4) 全著者名 : 篠沢政宏, 柏崎大輔, 谷口哲樹, 唐沢好男  
論文題名 : “マルチパスリッチ環境を実現する電波反射箱,”  
印刷公表方法時期 : 電子情報通信学会, アンテナ伝播研究会,  
IEICE-AP2007-125, pp.53-58, 2006.
  - 5) 全著者名 : 柏崎大輔, 篠沢政宏, 谷口哲樹, 唐沢好男  
論文題名 : “電波反射箱を用いた MIMO キーホールチャネル特性測定実験,”  
印刷公表方法時期 : 電子情報通信学会, 2009 年総合大会, B-1-257, 2009.
  - 6) 全著者名 : パシシンギ・サハルル, アリフ・リズワン, 篠澤政宏  
論文題名 : “MIMO 端末特性評価のための電波環境構築法に関する考察[IV]～  
動的フェージング環境を実現する電波反射箱におけるチャネル特  
性評価～,”  
印刷公表方法時期 : 電子情報通信学会, アンテナ伝播研究会,  
IEICE-AP2009-204, pp.119-124, 2010.
  - 7) 全著者名 : 篠沢政宏, パシシンギ・サハルル, アリフ・リズワン, 唐沢好男  
論文題名 : “任意ドップラースプレッドのマルチパス環境を実現する MIMO 端  
末特性評価用電波反射箱,”  
印刷公表方法時期 : 電子情報通信学会, アンテナ伝播研究会,  
IEICE-AP2010-36, pp.25-30, 2010.
  - 8) 全著者名 : 小佐古昂, 篠沢政宏, 唐沢好男  
論文題名 : “MIMO-OTA 測定用簡易構成型フェージングエミュレータシステム  
の構築と性能評価,”  
印刷公表方法時期 : 電子情報通信学会, アンテナ伝播研究会,  
IEICE-AP2010-371, pp.67-72, 2011.
  - 9) 全著者名 : アリフ リズワン, 篠沢政宏, 大島一郎, 唐沢好男  
論文題名 : “マルチパスリッチ環境を実現する電波反射箱 [III] ～ 電波吸収  
シートを用いた環境制御: その 2 ～,”  
印刷公表方法時期 : 電子情報通信学会, アンテナ伝播研究会,  
IEICE2010-AP-410, pp.19-23, 2011.
-

---

## 著者略歴

篠澤 政宏 (しのざわ まさひろ)

1971年10月30日 栃木県宇都宮市生まれ

### 学歴

1990年3月 栃木県立宇都宮北高等学校卒業  
1994年3月 帝京大学理工学部卒業  
2011年3月 電気通信大学大学院電気通信学研究科博士後期課程電子工学専攻修了

### 職歴

1994年4月 日本電業工作株式会社入社

### 研究歴

1994年6月 株式会社KDD研究所（現株式会社KDDI研究所）との共同研究プロジェクトとして、同社衛星通信グループにてRF光伝送(Radio-On-Fiber)およびプリディストーションの研究に従事  
～ 1995年9月  
2000年10月 派遣共同研究員として電気通信大学電子工学科唐沢研究室にてアダプティブアンテナの共同研究に従事  
～ 2001年3月

---