

移動通信用アンテナの  
電波反射箱を用いた評価法に関する研究

大島 一郎

電気通信大学大学院 情報理工学研究科  
博士（工学）の学位申請論文

2013年9月

移動通信用アンテナの  
電波反射箱を用いた評価法に関する研究

博士論文審査委員会

主査 唐沢 好男 教授

委員 山尾 泰 教授

委員 肖 鳳超 准教授

委員 和田 光司 准教授

委員 藤井 威生 准教授

著作権所有者

大島 一郎

2013

# Evaluation Methods for Mobile Communication Antennas Using a Reverberation Chamber

Ichiro Oshima

## Abstract

Sophisticated mobile communication antennas are being pursued with the development of mobile communication systems. In this thesis, antenna measurement methods using a reverberation chamber are considered for evaluating mobile terminals and base station antennas for a mobile communication system. Three primary studies are discussed. The first study is about a reverberation-chamber-type multi-input multi-output over-the-air (MIMO-OTA) measurement system for evaluating MIMO antennas in mobile terminals. Because a reverberation chamber can easily create a multipath-rich environment with a large delay inside the chamber, it is available as a device for an OTA measurement system. However, the propagation environment in the reverberation chamber is fixed, and it is difficult to control the propagation parameters. The capability of controlling the propagation parameters in the reverberation chamber is considered for the realization of a reverberation chamber that can evaluate a mobile terminal for various propagation characteristics. The second study is about a MIMO base station antenna with a new approach. Currently, vertically- and horizontally-polarized omnidirectional antennas are used as a MIMO base station antenna. However, these antennas tend to have a gain difference between the two polarizations because of the differences in the two antenna elements and their radiation patterns. A polarization composite omnidirectional MIMO antenna is considered in order to solve these problems, and an evaluation is conducted using a reverberation chamber in order to verify the MIMO performance of the antenna. The third study is about a measurement method for the radiation efficiency of the base station antenna. There are various methods to measure the radiation efficiency of small antennas. However, there is no example of the measurement of particular antennas such as a relatively large-sized base station antenna. Hence, the measurement method for the radiation efficiency of the base station antenna using a reverberation chamber is considered.

This thesis consists of seven chapters.

In chapter 1, the background, objective, and outline of these studies are discussed.

In chapter 2, the general theories of a reverberation chamber that is used as a measurement device are introduced.

In chapter 3, the measurement results for the basic characteristics of the constructed reverberation chamber that has dimensions of  $4\text{ m} \times 2\text{ m} \times 2\text{ m}$  are presented. The frequency characteristics for various propagation parameters are measured in detail, and the phenomena of the characteristics are interpreted and summarized, supplying the basic data for subsequent studies.

In chapter 4, control of the propagation parameters in the reverberation chamber is considered for the reverberation-chamber-type MIMO-OTA measurement system for evaluating the mobile terminals. Here, a double-layered reverberation chamber is proposed that can control the cross-polarization power ratio (XPR) and the arrival wave distribution, which are difficult to control in conventional reverberation chambers. Further, the control methods are evaluated by experiments. The results show that the double-layered reverberation chamber can simultaneously control the XPR and arrival wave distribution and can be more useful for the MIMO-OTA measurement system.

In chapter 5, a polarization composite omnidirectional MIMO antenna is proposed as a base station antenna for mobile communication, and the channel characteristics of the antenna are evaluated using the reverberation chamber. The results from simulations and experiments are presented, and the channel capacity for  $2 \times 2$  MIMO communication is measured in order to evaluate the MIMO performance of the proposed antenna. The results show that each antenna element of the proposed antenna has the same configuration and the same MIMO performance as the conventional vertically- and horizontally-polarized omnidirectional antennas.

In chapter 6, the radiation efficiency measurement method for a relatively large outdoor base station antenna using a reverberation chamber is considered. A product of the multiband and dual-polarized base station antenna is measured, and the validity of the measurement data is confirmed. In addition, a method for improving the measurement accuracy is also considered.

In chapter 7, the study is summarized. From the results, it is shown that the reverberation chamber is a potential candidate for evaluating sophisticated mobile communication antennas.

# 移動通信用アンテナの 電波反射箱を用いた評価法に関する研究

大島 一郎

## 概 要

移動通信システムの発展にともない、移動通信用アンテナの高度化が進んでいる。本論文では、移動通信システムで用いられる携帯端末および基地局アンテナの特性評価を簡易に行う方法として、電波反射箱を利用した各種測定方法について検討している。本論文では次の3つの主要な研究について示されている。1つめは、端末用 MIMO (Multi-Input Multi-Output) アンテナの評価を目的とした電波反射箱型 MIMO-OTA (Over-the-Air) 測定システムの研究である。電波反射箱は、遅延波をとまなうマルチパス環境を容易に作り出すことができるため OTA 測定システムを構築するための有効な装置となる。しかし、電波反射箱内の伝搬環境は一定であり、伝搬パラメータを制御することは困難である。この研究では、より多様性のある特性評価を行うことができる電波反射箱の実現を目指して、伝搬パラメータの制御の可能性について検討している。2つめは、新しいアプローチによる MIMO 用基地局アンテナの研究である。現在、MIMO 用基地局オムニアンテナとして、垂直偏波・水平偏波共用アンテナが主に使われている。しかし、垂直偏波素子と水平偏波素子が異なるため、それらの指向性を等しくするのが難しく、利得差が大きい場合がある。この研究では、これらの問題を解決する MIMO 用偏波合成型オムニアンテナを検討している。また、新しく提案したアンテナの MIMO 性能を確認するために、電波反射箱を用いた評価を行っている。3つめは、基地局アンテナの放射効率測定の研究である。小型アンテナの放射効率を測定する方法については様々な方法がある。しかし、基地局アンテナのような比較的大きなサイズで特殊なアンテナの放射効率の測定方法については研究例がなかった。この研究では、基地局アンテナの電波反射箱を用いた放射効率測定法について検討を行っている。

本論文は全7章から構成される。

第1章では、本研究の背景、目的、および本論文の概要を述べている。

第2章では、本研究を通じて測定装置として使用する電波反射箱についての一般的な理論を紹介している。

第3章では、実際に構築した  $4\text{ m} \times 2\text{ m} \times 2\text{ m}$  サイズの電波反射箱について、基本的特性を測定した結果について述べている。ここでは、様々な伝搬パラメータについての周波数特性を詳細に測定し、その特性についてその現象を解釈しまとめており、以降の実験に

において基礎となるデータを与えている。

第4章では、携帯端末の評価を目的とした電波反射箱型 MIMO-OTA 測定システムについて、電波反射箱内の伝搬環境パラメータの制御について検討している。ここでは、従来の電波反射箱では制御が困難であった、交差偏波電力比 (XPR) と到来波分布が変更可能な二重電波反射箱を提案し、その伝搬パラメータの制御法について実験により確認を行っている。その結果、二重電波反射箱は、従来の電波反射箱の機能に加えて、XPR と到来波分布を同時に制御することが可能であり、より有用性の高い MIMO-OTA 測定システムとなり得ることを示している。

第5章では、携帯電話基地局アンテナとして MIMO 用偏波合成型オムニアンテナを新しく提案し、電波反射箱によるチャネル特性の評価を行っている。ここでは、提案アンテナのシミュレーション結果および試作結果を示し、さらに、提案アンテナの MIMO 性能評価のために電波反射箱を使って  $2 \times 2$  MIMO 通信時のチャネル容量を測定している。その結果、提案アンテナは、各アンテナ素子の指向性が同一であるという利点をもち、従来の水平偏波・垂直偏波共用オムニアンテナと同等の MIMO 性能を有していることを確認している。

第6章では、屋外用の比較的大きな携帯電話基地局アンテナの放射効率を、電波反射箱を用いて測定する方法について検討している。ここでは、周波数共用偏波共用セクタアンテナの製品を測定し、測定値の妥当性の確認を行っている。また、測定精度を向上させる方法についても検討を加えている。

最後に第7章では、本研究を総括している。本研究の成果により、電波反射箱が高度化する移動通信用アンテナの特性評価のためのツールとして有力な候補となり得ることを示している。

# 目次

<b>第 1 章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	研究の背景	1
1.2	研究の目的	2
1.3	本論文の構成	3
<b>第 2 章</b>	<b>電波反射箱の概要と理論</b>	<b>5</b>
2.1	まえがき	5
2.2	電波反射箱の概要	5
2.3	電波反射箱の理論	7
2.3.1	キャビティモード	7
2.3.2	電界分布	8
2.3.3	Qファクタ	9
2.4	電波反射箱を用いたアンテナ測定法の概要	12
2.5	電波反射箱の市販品	13
2.6	むすび	14
<b>第 3 章</b>	<b>電波反射箱の構築と基本特性の測定結果</b>	<b>15</b>
3.1	まえがき	15
3.2	電波反射箱の構造と測定法	15
3.3	基本特性の測定結果	18
3.3.1	周波数領域データの一例	18
3.3.2	振幅データ	18
3.3.3	遅延データ	20
3.3.4	空間相関	21
3.3.5	XPR	23
3.3.6	測定領域	24
3.4	むすび	26
<b>第 4 章</b>	<b>電波反射箱型 MIMO-OTA の伝搬環境の制御</b>	<b>27</b>
4.1	まえがき	27
4.2	MIMO-OTA が具備すべき機能	27
4.3	二重電波反射箱の概要	29

4.3.1	基本構成 . . . . .	29
4.3.2	内部反射箱の側面板の設計と測定 . . . . .	30
4.4	二重電波反射箱内の伝搬環境の統計的性質 . . . . .	34
4.4.1	伝搬環境の測定方法 . . . . .	34
4.4.2	受信レベル . . . . .	35
4.4.3	遅延プロファイル . . . . .	38
4.4.4	空間相関 . . . . .	41
4.5	改良型二重電波反射箱の検討 . . . . .	43
4.5.1	内部反射箱の側面板の改良 . . . . .	43
4.6	改良型二重電波反射箱の伝搬環境制御の実験 . . . . .	48
4.6.1	伝搬環境実験の測定系 . . . . .	48
4.6.2	XPR の制御実験 . . . . .	49
4.6.3	到来波分布の制御実験 . . . . .	54
4.6.4	4 × 4 MIMO 通信時の固有値分布測定 . . . . .	60
4.7	むすび . . . . .	62
<b>第 5 章</b>	<b>MIMO 用偏波合成型オムニアンテナの提案と電波反射箱によるチャネル特性</b>	
	<b>評価</b>	<b>63</b>
5.1	まえがき . . . . .	63
5.2	偏波合成によるオムニアンテナの提案 . . . . .	64
5.2.1	従来の垂直偏波・水平偏波共用アンテナ素子の例 . . . . .	64
5.2.2	偏波合成によるオムニアンテナの例 . . . . .	65
5.2.3	無給電素子付き U 形ダイポールアンテナの提案と設計 . . . . .	68
5.2.4	相関係数 . . . . .	71
5.3	偏波合成オムニアンテナの実験による特性評価 . . . . .	72
5.3.1	試作アンテナの特性 . . . . .	72
5.3.2	電波反射箱による MIMO チャネル容量の測定 . . . . .	75
5.4	むすび . . . . .	77
<b>第 6 章</b>	<b>携帯電話基地局アンテナの電波反射箱による放射効率の測定</b>	<b>78</b>
6.1	まえがき . . . . .	78
6.2	測定対象アンテナ . . . . .	78
6.3	測定方法 . . . . .	81
6.4	測定結果 . . . . .	82
6.4.1	受信レベルの累積確率分布と測定精度の指標 . . . . .	82
6.4.2	放射効率の算出 . . . . .	85
6.5	測定精度の改善検討 . . . . .	88
6.6	改善後の測定結果 . . . . .	89

6.7 むすび . . . . .	90
第7章 結論	92
謝辞	96
参考文献	97
研究業績	105

# 表 目 次

3.1	電波反射箱の基本特性の実験パラメータ	17
3.2	位置①における XPR	23
3.3	受信電力の CDF [dB]	25
3.4	遅延スプレッド [ $\mu$ s]	25
3.5	相関係数距離 [ $\lambda$ ]	25
4.1	円筒スロットアンテナの各方向における受信電力の中央値	55
6.1	基地局アンテナの主な仕様	80
6.2	基地局アンテナの見積損失	80
6.3	測定条件	82
6.4	送信偏波間の受信電力中央値の偏差 (DDD 値)	83
6.5	受信電力中央値 (改善後) [dB]	89
6.6	送信偏波間の受信電力中央値の偏差 (DDD 値) (改善後)	90

# 目 次

1.1	本論文の構成	4
2.1	IEC61000-4-21 における代表的な電波反射箱 ([8] より引用)	6
2.2	電波反射箱 (4 m × 2 m × 2 m) のモードの周波数分布	8
2.3	実効 Q ファクタの帯域幅	8
2.4	電波反射箱を用いたアンテナ測定	12
2.5	Bluetest AB 社の電波反射箱 ([26] より引用)	13
2.6	EMITE 社の電波反射箱 ([27] より引用)	14
3.1	構築した電波反射箱の構造	16
3.2	アンテナと電波吸収シートの配置図	17
3.3	ある受信点における受信電力の測定データの例	18
3.4	受信電力の累積確率分布 ( $f = 5$ GHz)	19
3.5	平均受信電力の周波数特性	19
3.6	m パラメータの周波数特性	20
3.7	遅延プロファイル特性 ( $f = 5$ GHz)	20
3.8	遅延スプレッドの周波数特性	21
3.9	空間相関	22
3.10	V-V および V-H の遅延スプレッド	24
4.1	二重電波反射箱の構造	29
4.2	内部反射箱の外観	30
4.3	側面板の構造	31
4.4	側面板の通過シミュレーション周期構造	32
4.5	側面板の S パラメータ ( $w = 6$ mm)	32
4.6	側面板の通過損失実験	33
4.7	側面板の通過損失	33
4.8	二重電波反射箱の測定系	34
4.9	内部反射箱の内部	35
4.10	受信レベルの累積確率分布	36
4.11	受信電力の中央値	37
4.12	XPR	38

4.13	遅延プロファイル	39
4.14	遅延スプレッド	40
4.15	空間相関	42
4.16	改良した内部反射箱の外観	44
4.17	改良した側面板の構造	44
4.18	改良型側面板の通過シミュレーション周期構造	45
4.19	改良型側面板の通過損失のシミュレーション結果	46
4.20	改良型側面板の通過損失実験	46
4.21	改良型側面板の通過実験結果	47
4.22	改良型二重電波反射箱の測定系	48
4.23	受信アンテナの放射パターン	49
4.24	受信アンテナのリターンロス	49
4.25	各偏波の受信電力の中央値	50
4.26	各偏波の受信電力累積確率分布	52
4.27	各偏波の空間相関	53
4.28	到来波分布の設定方法	54
4.29	各通過角度範囲での空間相関特性	57
4.30	$2\phi = 45^\circ, \theta_0 = 45^\circ$ の場合の空間相関特性 ( $l = 0 \text{ mm}$ )	58
4.31	$2\phi = 45^\circ, 360^\circ$ の場合の受信電力の累積確率分布 ( $l = 0 \text{ mm}$ )	58
4.32	各偏波の受信電力の中央値 (通過角度 $2\phi = 45^\circ$ )	59
4.33	$4 \times 4$ MIMO 通信時の固有値の累積確率分布	61
5.1	従来の垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナの例	65
5.2	従来の垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナの指向性	65
5.3	ヘイローアンテナと逆 F アンテナのモデル	66
5.4	U 形ダイポールアンテナのモデル	66
5.5	U 形ダイポールアンテナの指向性 ( $L_h/L_v = 4/3$ )	67
5.6	クロス U 形ダイポールアンテナのモデル	67
5.7	$L_h/L_v$ に対する水平偏波成分と垂直偏波成分の変化	68
5.8	$L_h/L_v$ に対する入力インピーダンスの変化	68
5.9	無給電素子を付加したクロス U 形ダイポール	69
5.10	無給電素子の長さに対する水平偏波成分と垂直偏波成分の変化	70
5.11	無給電素子の長さに対する入力インピーダンスの変化	70
5.12	無給電素子付きクロス U 形ダイポールの指向性	71
5.13	試作アンテナの構造	73
5.14	試作アンテナの S パラメータ特性	74
5.15	試作アンテナの指向性 (2045 MHz)	74
5.16	電波反射箱でのチャネル容量測定配置図	75

5.17	チャンネル容量	76
6.1	基地局用セクタアンテナ外観イメージ	79
6.2	基地局アンテナの内部系統図	79
6.3	測定系統図（上面図）	81
6.4	電波反射箱内部写真	81
6.5	基準ダイポールアンテナの受信レベルの累積確率分布	83
6.6	基地局アンテナの受信レベルの累積確率分布（垂直偏波）	84
6.7	基地局アンテナの受信レベルの累積確率分布（水平偏波）	85
6.8	基地局アンテナの2GHz帯、垂直偏波の放射効率の算出	86
6.9	基地局アンテナの放射効率の測定結果	87
6.10	改善後の測定系統図（上面図）	88
6.11	電波反射箱内部写真（改善後）	88
6.12	基地局アンテナの放射効率の測定結果（改善後）	91

# 第1章 序論

## 1.1 研究の背景

近年の移動通信システムの発展はめざましく、携帯電話システムをはじめ、無線 LAN システムなどの高度化が行われている。携帯電話については、日本では、2001年に世界に先がけて第3世代 (3G: 3rd generation) 方式が導入された。そして、高速大容量化への対応のために、3Gの長期的な発展系である LTE (Long Term Evolution) [1] が検討され、2010年から LTE サービスが開始され、現在に至っている。さらに、LTEの発展系である LTE-Advanced (LTE-A) [2] が次世代方式として標準化されている [3]。

移動通信システムにおいては、基地局から送信された電波は、マルチパスとよばれるいくつもの経路で反射を繰り返して携帯端末へ到達する [4]。また、辿ってきたパスの長さの違いによって、到着時間のばらつきが生じるため、遅延の広がりが多い。この、遅延広がりが多い大きなマルチパス環境下で高速・大容量通信を行うのは容易なことではない。その対策として、LTEでは様々な技術が使われているが、アンテナに目を向けると、複数のアンテナを使って送受信を行う MIMO (Multi-Input Multi-Output) [5] とよばれる技術が使われている。これは、マルチパス環境を逆に利用して複数の独立な伝搬路を手に入れることにより、マルチストリーム伝送による大容量の通信を可能とする。MIMO アンテナの評価においては、アンテナの特性は実際の電波環境下に依存するため、実際のフィールドで評価すべきである。しかしながら、実験の困難性や再現性の問題がある。近年、携帯端末などの周辺に実際の電波環境を模擬した状態を構築し、OTA (Over the Air) とよばれる電波を飛ばして携帯端末の RF 性能を評価する手法が盛んに使われるようになってきた。実際のマルチパス環境を実験室内に構築するための一つの方法として、電波反射箱とよばれる (Reverberation chamber とよばれる) 金属板で囲まれた部屋を用いる方法がある。電波反射箱内では、電波は多重反射し、遅延波が容易に得られることから実際の環境に近い状態を簡単に作り出すことができる。

電波反射箱の研究は、50年以上の歴史があり、その使い方や解析手法などについて様々な提案がなされてきた。当初は、材料の電磁波の吸収量を測定するために研究されてきたが、次第に、電磁環境両立性 (EMC: Electro-Magnetic Compatibility) の試験用に使われるようになった。EMCの試験内容としては、放射性エミッション、感受性、イミュニティ、ケーブルやコネクタのシールド効果などがある。また、2000年頃から、アンテナや伝搬パラメータの特性評価にも使われるようになった。具体的には、小型アンテナや移動通信端末の放射特性の評価、アンテナの放射効率測定、都心部や屋内環境を模擬したレイリー

フェージング環境のチャネル特性の評価、MIMO アンテナシステムの測定など、多くのアプリケーションが考えられている。

## 1.2 研究の目的

本研究では、携帯電話システムに使用される端末アンテナおよび基地局アンテナを測定対象とし、LTE 以降で使用される特に MIMO アンテナの特性評価方法に主眼を置く。その測定装置として、構造が簡易で、かつ安価に構築できる電波反射箱に着目する。

前節で述べたように、移動通信システムに使用される携帯端末の評価法として、実際の電波環境を模擬した OTA 測定法が注目を集めている。電波反射箱は容易に遅延波をとまなうマルチパス環境を作り出すことができるので、測定系を構築するための有効な装置となりうる。先駆的な開発例があり、商品化されているものも存在する。しかしながら、電波反射箱はマルチパス波の到来角度分布が三次元一様の状態しか作り出せないなど伝搬パラメータを変化させることが困難であるという欠点をもつ。

また、移動通信システムでは携帯端末が話題の中心になることが多いが、基地局アンテナも重要な役割を担っている。現在、LTE では、送受アンテナの組合せとして  $2 \times 2$  MIMO 通信が実現しており、LTE-A では、ダウンリンクにおいて最大 8 レイヤ、アップリンクにおいて最大 4 レイヤへの拡張が検討されている。そのため、携帯端末の中に複数のアンテナをいかに実装すべきかについて研究が進められているが、基地局アンテナにおいても、鉄塔などへの搭載制限の観点から、同様に複数のアンテナをいかに効率的に構成するかが検討課題となっている。現在の基地局用 MIMO アンテナとしては直交偏波を用いた偏波共用アンテナが主に使われている。一般的に、偏波共用アンテナのアンテナ径は太くなりがちであり、屋外でのアンテナ搭載時の風圧加重を減少させるために、アンテナの細径化が重要な研究課題となっている。そのような MIMO アンテナを開発する際に、アンテナ性能を簡単に評価できる方法が求められている。

さらに、基地局アンテナは利得を高くする必要からアンテナ構造が比較的大きくなるため、アンテナ特性を測定する場合には、屋外の測定サイトで行うことが一般的である。屋外サイトの構築には、多大なコストがかかる上、実際の測定にはアンテナの設置も含めると多くの時間を要する。また、屋外サイトで指向性や利得の測定を行う際には、地面からの反射波の影響など測定精度を劣化させる要因がある。そのため、屋内等で簡単に基地局アンテナの特性を評価する方法が求められている。電波反射箱により小型アンテナの放射効率を測定する方法が提案されているが、携帯電話の基地局アンテナのような特殊なアンテナの測定例は未だ示されていない。

以上のような背景や課題をもとに、本研究では、移動通信システムで用いられる携帯端末や基地局アンテナの特性評価を簡易に行う方法として、電波反射箱を利用した各種測定方法について検討することを目的とする。

### 1.3 本論文の構成

図 1.1 に示すように、本論文は全 7 章から構成される。

第 1 章、すなわち本章では、本研究の背景、目的、および本論文の概要を述べている。

第 2 章では、本研究を通じて使用する電波反射箱についての一般的な構成、基本的な理論を示す。そして、電波反射箱を用いたアンテナの測定法を示し、現在市販されている電波反射箱を紹介する。

第 3 章では、実際に構築した  $4\text{m} \times 2\text{m} \times 2\text{m}$  の電波反射箱について、基本的特性を測定した結果について述べている。ここでは、様々な伝搬パラメータについての周波数特性を詳細に測定し、その特性についてその現象を解釈し、まとめている。以降の実験において基礎となるデータを与えている。

第 4 章では、携帯端末の評価を目的とした電波反射箱型 MIMO-OTA 測定システムについて、電波反射箱内の伝搬環境パラメータの制御の可能性について検討している。ここでは、従来の電波反射箱では制御が困難であった、交差偏波電力比 (XPR: cross-polarization power ratio) と到来波分布が変更可能な二重電波反射箱を提案し、その伝搬パラメータの制御法について実験により確認を行っている。

第 5 章では、携帯電話基地局アンテナとして MIMO 用偏波合成型オムニアンテナを新しく提案し、電波反射箱によるチャネル特性の評価を行っている。従来の垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナに代わる新しい MIMO 用オムニアンテナを提案し、シミュレーションおよび試作結果を示している。さらに、提案したアンテナの MIMO 性能評価として電波反射箱を使ってチャネル容量を測定し、提案アンテナの MIMO 性能を評価している。

第 6 章では、屋外用の比較的大きな携帯電話基地局アンテナの放射効率を電波反射箱を用いて測定する方法について検討している。ここでは、実際の基地局アンテナの製品を測定対象とし、測定値とアンテナ内部での損失の見積値と比較を行っている。また、測定精度を向上させる方法についても検討を加えている。

最後に第 7 章では、本研究を総括して、まとめとする。

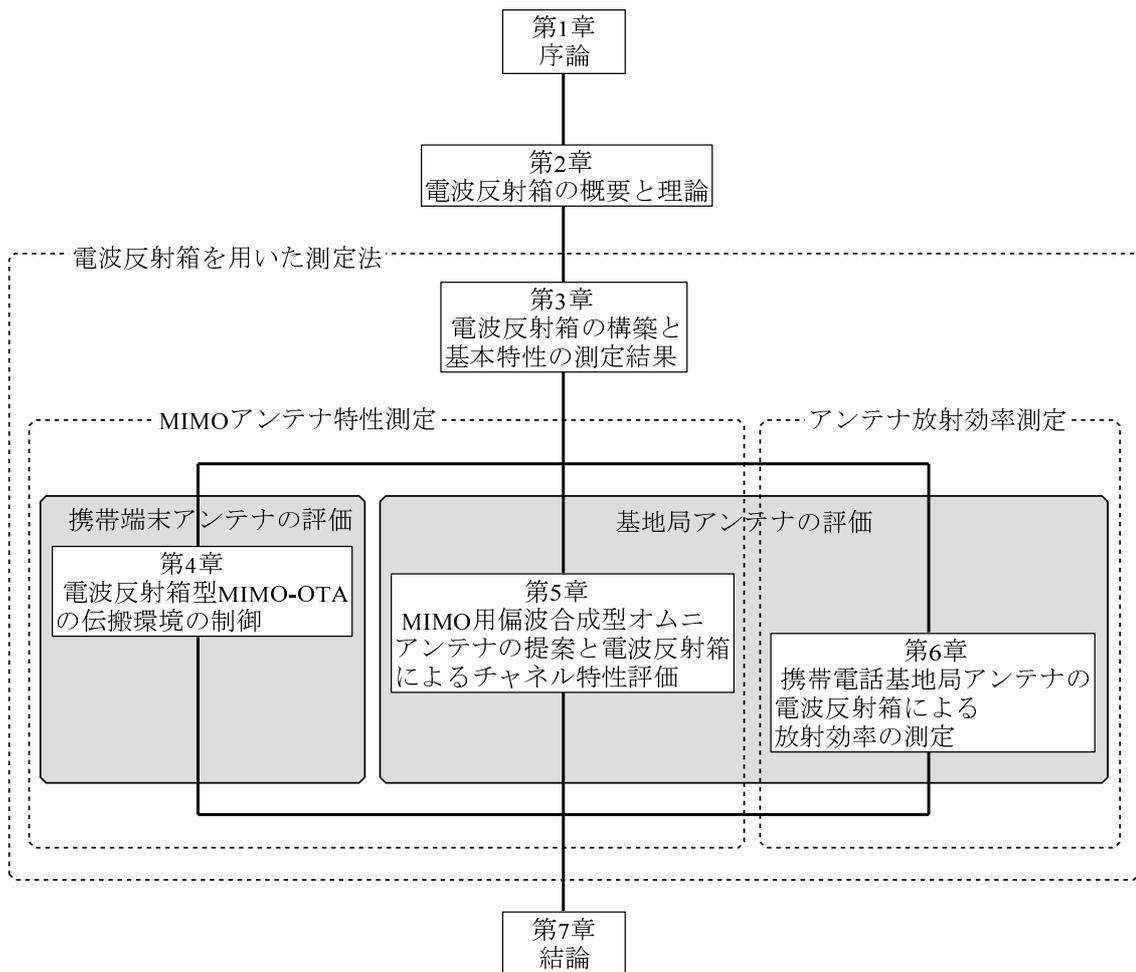


図 1.1: 本論文の構成

## 第2章 電波反射箱の概要と理論

### 2.1 まえがき

本章では，本研究を通じて移動通信用アンテナの測定装置として使用する電波反射箱について，一般的な電波反射箱の概要と基本的な理論について紹介する．

電波反射箱の研究は，50年以上の歴史があり，その使い方や解析手法などについて様々な提案がなされてきた．当初は，材料の電磁波の吸収量を測定するために研究されてきたが，次第に，電磁環境両立性（EMC: Electro-Magnetic Compatibility）の試験用に使われるようになった．EMCの試験内容としては，放射性エミッション，感受性，イミュニティ，ケーブルやコネクタのシールド効果などがある．EMC測定については，規格化が進んでおり，国際規格であるIEC（International Electrotechnical Commission: 国際電気標準化委員会）規格 [6] とその特別委員会である CISPR（International Special Committee on Radio Interference: 国際無線障害特別委員会）規格 [7] が基本となっている．その中でも IEC61000-4-21[8] は，反射箱試験法についての規格であり，反射箱の概要や理論が詳しく述べられている．

また，電波反射箱は，2000年頃からアンテナや伝搬パラメータの特性評価にも使われるようになった．具体的には，小型アンテナや移動通信用端末の放射特性の評価，アンテナの放射効率測定，都心部や屋内環境を模擬したレイリーフェージング環境のチャネル特性の評価，MIMO アンテナシステムの測定など，多くのアプリケーションが考えられている [9]．3GPP（3rd Generation Partnership Project）とよばれる業界団体による 3G 端末の測定法の規格においても，電波反射箱による測定方法が提案されている [10]．そして，それらの研究成果をもとに電波反射箱を用いた測定システムをパッケージ化して市販する動きも出てきた [11]．本章の最後では，現在市販されている反射箱についても紹介する．

### 2.2 電波反射箱の概要

電波反射箱は，電氣的に大きなサイズで，導電率の高い素材で作られた中空の箱であり，その内部で電磁界測定を行う装置である．図 2.1 に規格 IEC61000-4-21 に記載されている代表的な電波反射箱を示す [8]．電波反射箱はシールドされており，内部の電磁界を攪拌するための装置（tuner/stirrer）が取り付けられている．また，電波反射箱の壁や攪拌機から離れた中央の領域を作業領域（working volume）とし，その領域内に被測定装置や受信アンテナ等が設置される．電波反射箱の寸法は最低使用周波数の波長に対して十分大きいこ

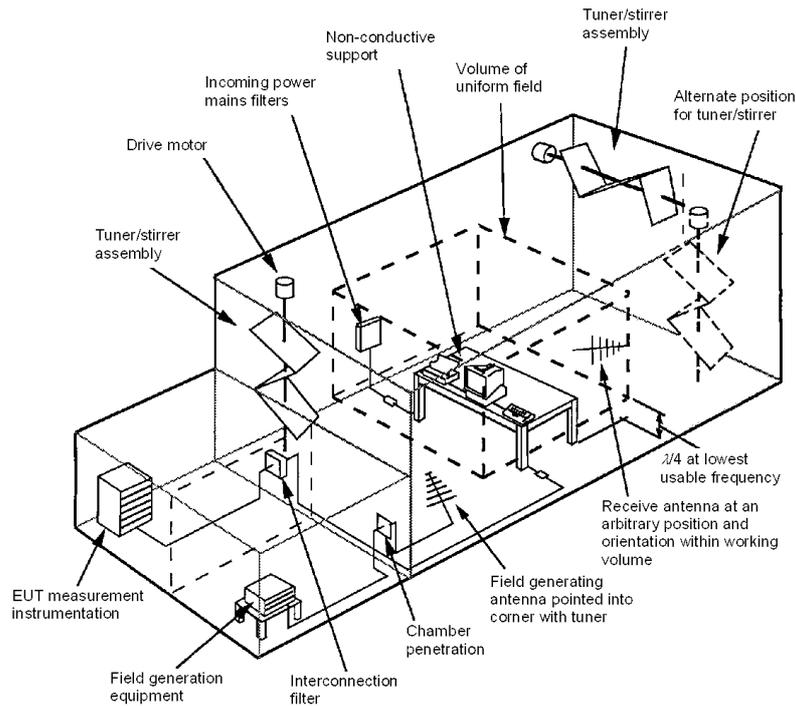


図 2.1: IEC61000-4-21 における代表的な電波反射箱 ([8] より引用)

とが必要であり、電波反射箱に RF のエネルギーが励振されたとき内部ではマルチモードの電磁界環境が生じなければならない。また、この電磁界を攪拌装置により攪拌して作業領域内で統計的に均一な状態にする必要がある。理想的な電波反射箱における統計的に電磁界が均一な状態というのは、次の 3 つの状態を指す。まず、統計的に一様 (statistically uniform) であること。これは電磁界がどの位置でも一様であることを示している。また、統計的に等方 (statistically isotropic) であること。これはすべての方向から電磁波が等しく到来していることを示している。そして、統計的にランダムな偏波特性 (statistically randomly polarised) であること。これはすべての方向の偏波特性が等しいことを示している。ただし、これらの条件は EMC 測定における理想的な電波反射箱についてのものであり、特に、等方性と偏波特性については、目的に応じて必ずしも満足させる必要はない。

電波反射箱を用いた測定では、統計的な処理を行うため、攪拌機により電波反射箱内の境界条件を変化させて電磁界を攪拌し、できるだけ多くの独立な (互いに相関が小さい) サンプル値を取得する必要がある。そのためには、効率的な攪拌方法を採用する必要がある。最も一般的な方法は、図 2.1 に示すように、スターラー (stirrer) やチューナー (tuner) とよばれるプロペラのような金属製の羽根を回転させて反射箱内の電磁界を変動させる方法である。この方法は、IEC 規格で標準化されており、攪拌機をステップごとに動かす方法 (mode-tuned operation) と連続的に動かす方法 (mode-stirred operation) がある。これらは測定内容によって使い分けられる。また、攪拌機は使用周波数に対してできるだけ大きな寸法にすることと非対称な構造にすることが求められている。また、複数の攪拌機を使

うことも独立なサンプルを得る上で効果的である。これに代わる方法としては、被測定アンテナや送信アンテナの位置を変える方法や反射箱の壁を動かす方法などがある。アンテナの位置を変えるには、スライドラールを用いてアンテナを動かす方法 (source stirring) [12], [13] や、ターンテーブルを使ってアンテナを回転させる方法 (platform stirring) [14] が提案されている。反射箱の壁を動かす方法としては、導電性の布を壁として用いてそれを振動させる方法が提案されている [15]。以上は機械的な方法であるが、電氣的な方法として、帯域内で周波数を変動させる方法 (frequency stirring) [14] や、偏波の異なる複数の送信アンテナを切り替える方法 (polarization stirring) [16] がある。また、これらを組み合わせる方法も効果的である [17]。

## 2.3 電波反射箱の理論

### 2.3.1 キャビティモード

電波反射箱は最低使用周波数でマルチモードになるように大きなサイズで設計する必要がある。電波反射箱はその構造上から、いわゆるオーバーサイズの空洞共振器、あるいはキャビティ (cavity) と同じであり、その理論が適用できる。長方形の反射箱 ( $L$ : Length [m],  $W$ : Width [m],  $H$ : Height [m]) の共振周波数  $F$  [Hz] は次式で表される。

$$F_{l,m,n} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{l}{L}\right)^2 + \left(\frac{m}{W}\right)^2 + \left(\frac{n}{H}\right)^2} \quad (2.1)$$

$l, m, n$  はモード次数 (少なくとも2つは0でない),  $c$  [m/s] は光速を示している。全ての寸法 ( $L, W, H$ ) が波長に対して大きいことが重要であり、最小の寸法における次数のみが0のモードのとき、最低共振周波数となる。

図 2.2 に、本研究で使用する  $4\text{ m} \times 2\text{ m} \times 2\text{ m}$  の電波反射箱の場合のモードの周波数分布を示す。最低共振周波数は  $83.85\text{ MHz}$  であり、 $F_{1,1,0}$ 、もしくは  $F_{1,0,1}$  のモードのときである。周波数が高くなるにつれてモードの密度が高くなっていることがわかる。また、各モードにおいては、モード Q ファクタ  $Q_{l,m,n}$  をもつ。実際の Q ファクタは複数のモードで励振されたものであり、これを実効的な Q ファクタとよぶ。実効 Q ファクタの帯域幅  $BW_Q$  は共振周波数  $F_{l,m,n}$  での Q ファクタの 3dB 幅を表し、 $BW_Q = F_{l,m,n}/Q$  で定義される (図 2.3)。モードの密度が高い場合や、Q ファクタの帯域幅が広い (Q ファクタが低い) 場合は、多くのモードが  $BW_Q$  内に入ることになる。このとき、攪拌機等で反射箱内の境界条件を変化させたときに励振状態が変化しやすくなる。周波数  $f$  [Hz] におけるモード密度  $m$  は  $m = 8\pi V f^2 / c^3$  で表される。ここで、 $V$  は電波反射箱の体積 [ $\text{m}^3$ ] を示す。したがって、 $BW_Q$  内に励振されるモード数  $M$  は

$$M = m \times BW_Q = \frac{8\pi V f^3}{c^3 Q} \quad (2.2)$$

となる。

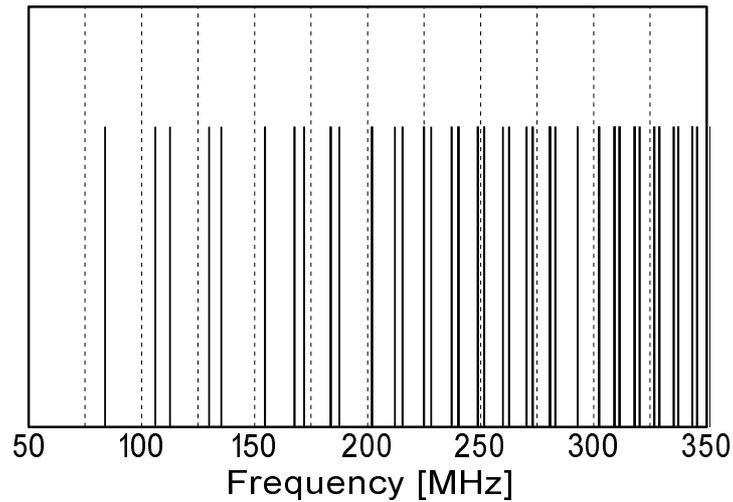


図 2.2: 電波反射箱 (4 m × 2 m × 2 m) のモードの周波数分布

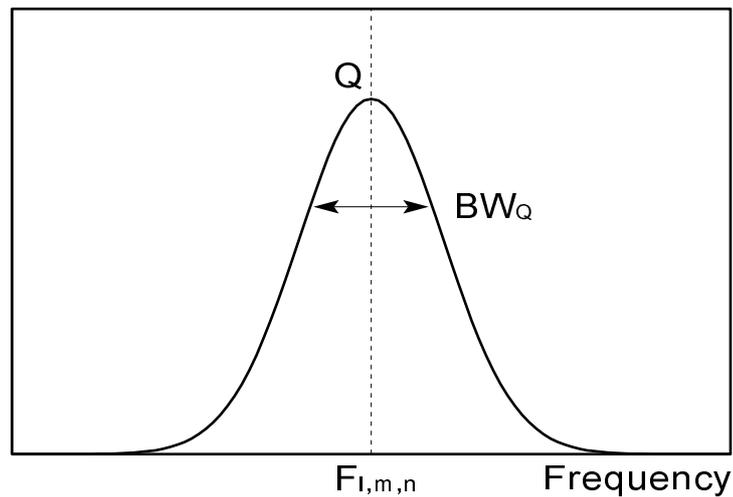


図 2.3: 実効 Q ファクタの帯域幅

以上から、電波反射箱の内部では、オーバーモードとよばれる十分にたくさんのモードが励振されている状態が望ましく、モード数を増やすためには、周波数が高い状態、反射箱の体積が大きい状態、そして、 $Q$  が低い状態であればよいということがわかる。

### 2.3.2 電界分布

理想的なオーバーモードの場合に、攪拌機で反射箱内の電磁界を十分に攪拌させたとき、反射箱内のある位置での電界ベクトルは、実数項および虚数項からなる 6 成分で次のように表される [18]–[20].

$$\mathbf{E} = E_x \hat{\mathbf{x}} + E_y \hat{\mathbf{y}} + E_z \hat{\mathbf{z}} \quad (2.3)$$

$$E_{x,y,z} = \text{Re}(E_{x,y,z}) + j \text{Im}(E_{x,y,z}) \quad (2.4)$$

攪拌機の移動により多数のマルチパス波が生じるので、電界の直交成分の実数項および虚数項成分は中心極限定理により、正規分布に近づく。また、これら実数項と虚数項の間に相関はないので、各成分は独立な確率変数である。反射箱が理想的であると仮定すると、3つの直交成分の実数項と虚数項の平均および2乗平均は、

$$\langle \text{Re}(E_{x,y,z}) \rangle = \langle \text{Im}(E_{x,y,z}) \rangle = 0 \quad (2.5)$$

$$\langle \text{Re}(E_{x,y,z})^2 \rangle = \langle \text{Im}(E_{x,y,z})^2 \rangle = E_0^2/6 = \sigma^2 \quad (2.6)$$

となる。ここで、 $E_0^2$ は電界の大きさの2乗平均、 $\sigma^2$ は分散を示している。

したがって、電界の6個のパラメータは互いに独立な確率変数で、それぞれが、平均0、分散 $\sigma^2$ の正規分布であるから、それらの各電界成分の2乗和、すなわち電界ベクトルの大きさの2乗は、自由度6のカイ2乗分布となる。また、電界ベクトルの大きさは、自由度6のカイ分布となる。これらの分布の確率密度関数はそれぞれ

$$f(|\mathbf{E}|^2) = \frac{|\mathbf{E}|^4}{16\sigma^6} \exp\left(-\frac{|\mathbf{E}|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.7)$$

$$f(|\mathbf{E}|) = \frac{|\mathbf{E}|^5}{8\sigma^6} \exp\left(-\frac{|\mathbf{E}|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.8)$$

である。

一般に、電界の測定に直線偏波のアンテナが用いられるため、測定される電界は2個のパラメータからなる1方向の直交成分の大きさである。したがって、受信電界の変動は自由度2のカイ分布にしたがい、その確率密度関数および累積分布関数はそれぞれ

$$f(|E_{x,y,z}|) = \frac{|E_{x,y,z}|}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{|E_{x,y,z}|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.9)$$

$$F(|E_{x,y,z}|) = 1 - \exp\left(-\frac{|E_{x,y,z}|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.10)$$

である。これらの分布特性はレイリー分布と同じである。また、電界の2乗、すなわち受信電力 $|E_{x,y,z}|^2$ の変動は自由度2のカイ2乗分布、すなわち指数分布にしたがう。

### 2.3.3 Qファクタ

電波反射箱の動作はQファクタを用いると理解しやすい[21]–[23]。以下、文献[21]を参考にQファクタについての理論を解説する。

電波反射箱の  $Q$  は次式で定義される.

$$Q = \frac{\omega U_s}{P_d} \quad (2.11)$$

ここで,  $\omega$  は角周波数 ( $\omega = 2\pi f$  [rad/s]),  $U_s$  は反射箱内にとどまるエネルギー [W], そして,  $P_d$  は消失する電力 [W] である.  $Q$  は無次元量である. 定常状態では, 励振電力  $P_t$  と消失する電力  $P_d$  が均衡している状態である.

$$P_t = P_d \quad (2.12)$$

ここで, 送信電力を瞬断したときの反射箱内のエネルギーの過渡現象を考える. 電波反射箱内のエネルギー  $U$  の時間変化は, 単位時間あたりに消失する電力  $P_d$  のマイナスに等しいので, 次の微分方程式が得られる.

$$dU = -P_d dt \quad (2.13)$$

$P_d$  を式 (2.11) で置き換えると,

$$dU = -(\omega U/Q) dt = -\frac{U}{\tau} dt \quad (2.14)$$

ここで,  $\tau = Q/\omega$  は時定数である.  $t = 0$  のときの電波反射箱内のエネルギーの初期値  $U_s$  より, 解は次式となる.

$$U = -U_s \exp\{-(\omega U/Q)t\}, \quad t > 0 \quad (2.15)$$

したがって, 電波反射箱内では指数関数的な遅延プロファイル特性が得られる. 移動通信においても指数関数的な遅延プロファイル特性が基本であり, その伝搬特性を模擬できることになる. 時定数  $\tau = Q/\omega$  は, 遅延プロファイルにおける遅延スプレッドに相当するものである.  $Q$  が大きくなるほど, そして, 周波数が低いほど遅延は大きくなる.

消失する電力  $P_d$  は次の4つの項からなる.

$$P_d = P_{d1} + P_{d2} + P_{d3} + P_{d4} \quad (2.16)$$

ここで,  $P_{d1}$  は電波反射箱の壁の損失により消失する電力,  $P_{d2}$  は電波反射箱内に存在する物体に吸収される電力,  $P_{d3}$  は電波反射箱の開口 (隙間) から漏れる電力, そして,  $P_{d4}$  は受信アンテナに吸収される電力を表す. 式 (2.11) と式 (2.16) から  $Q$  の逆数は次式で表される.

$$Q^{-1} = Q_1^{-1} + Q_2^{-1} + Q_3^{-1} + Q_4^{-1} \quad (2.17)$$

ここで,

$$Q_1 = \omega U_s / P_{d1}, \quad Q_2 = \omega U_s / P_{d2}, \quad Q_3 = \omega U_s / P_{d3}, \quad Q_4 = \omega U_s / P_{d4} \quad (2.18)$$

である. これらの4つの  $Q$  の中で最も小さいものが, 全体の  $Q$  で支配的となる.

まず、壁の損失による  $Q$  であるが、電波反射箱は通常、金属製の壁でできているため、その損失は表皮深さに関する。壁の損失による  $Q_1$  は次式で表される。

$$Q_1 = \frac{3V}{2\mu_r S \delta} \quad (2.19)$$

ここで、

$$\delta = (2/\omega\mu_w\sigma_w)^{1/2}, \quad \mu_r = \mu_w/\mu_0 \quad (2.20)$$

$S$  は電波反射箱の表面積 [ $\text{m}^2$ ],  $\delta$  は表皮深さ [ $\text{m}$ ],  $\mu_w$  は壁の透磁率 [ $\text{H/m}$ ], および  $\sigma_w$  は壁の導電率 [ $\text{S/m}$ ] である。ここで、周波数以外のパラメータを定数とすると次式となる。

$$Q_1 = C_1 \sqrt{f} \quad (2.21)$$

$$\tau_1 = \frac{Q_1}{\omega} = \frac{C'_1}{\sqrt{f}} \quad (2.22)$$

$Q_1$  は周波数の平方根に比例し、遅延は周波数が高くなるほど小さくなる。

次に、電波反射箱内に存在する物体による損失による  $Q$  を考える。この損失は、電波を吸収する物体の断面積に関する。電波吸収シートなどのように平面形状の物体の場合には、その面積がパラメータとなる。また、電波反射箱の壁の開口による損失についても、壁の開口の面積がパラメータとなるので、両者は同じように扱うことができる。吸収体および開口での損失による  $Q_{2,3}$  は次式で表される。

$$Q_{2,3} = \frac{4\pi V}{\lambda \langle \sigma \rangle} \quad (2.23)$$

ここで、 $\langle \sigma \rangle$  は平均吸収断面積 [ $\text{m}^2$ ],  $\lambda$  は自由空間における波長 [ $\text{m}$ ] である。吸収体や開口の実面積が  $A[\text{m}^2]$  のとき、平均吸収断面積は、半球面 ( $2\pi$ ) にわたって見付面積を平均したものであり、 $A/2$  となる。吸収体や開口が複数ある場合にはそれらの面積を合計する。ここで、周波数と断面積以外のパラメータを定数とすると次式となる。

$$Q_{2,3} = C_{2,3} f / \langle \sigma \rangle \quad (2.24)$$

$$\tau_{2,3} = \frac{Q_{2,3}}{\omega} = \frac{C'_{2,3}}{\langle \sigma \rangle} \quad (2.25)$$

$Q_{2,3}$  は周波数に比例し、吸収体や開口の断面積に反比例する。遅延は周波数に無関係であり、吸収体や開口の断面積に反比例する。電波反射箱内において、吸収体の断面積を増減することは、他のパラメータを変えることよりも簡単に行うことができる。すなわち、吸収体の増減によって遅延量を容易に変化できる。

最後に、受信アンテナで消費される損失に関わる  $Q$  についてである。

$$Q_4 = \frac{16\pi^2 V}{m\lambda^3} \quad (2.26)$$

ここで、 $m$  はアンテナの mismatch ファクタである。整合が完全にとれている場合は  $m = 1$  である。ここで、周波数以外のパラメータを定数とすると次式となる。

$$Q_4 = C_4 f^3 \quad (2.27)$$

$$\tau_4 = \frac{Q_4}{\omega} = C'_4 f^2 \quad (2.28)$$

$Q_4$  は周波数の 3 乗に比例し、遅延は周波数が高くなるほど大きくなる。特に、周波数が低いと  $Q_4$  がかなり小さくなるため、全体の  $Q$  において  $Q_4$  が支配的となる。

電波反射箱の  $Q$  を測定する場合には、送信アンテナから CW で励振し、受信アンテナでの受信電力として多数のサンプル値を測定する。このとき  $Q$  は次式で求められる [24]。

$$Q = \frac{16\pi^2 V}{\eta_t \eta_r \lambda^3} \left\langle \frac{P_r}{P_t} \right\rangle \quad (2.29)$$

ここで、 $\eta_t$ 、および  $\eta_r$  は、それぞれ送信アンテナ、受信アンテナの放射効率である。

## 2.4 電波反射箱を用いたアンテナ測定法の概要

以上述べた電波反射箱の性質を使ってアンテナ特性の測定を行うことができる。

電波反射箱の内部においては、電波が多重反射するマルチパス環境であり、振幅分布がレイリー分布となり、指数関数型の遅延プロファイル特性が得られることは前節で述べた。したがって、都心部や屋内環境と同等なレイリーフェージング環境を模擬できることになる。反射箱の内部に作られた電波環境の中に、携帯端末を設置すれば、実際の電波環境と同等の環境の中で電波を飛ばして端末の性能を測定することができる。これが、OTA (Over-the-Air) 測定である。

図 2.4 に電波反射箱を用いた MIMO アンテナの測定方法を示す [25]。図のように、MIMO の送受信アンテナを反射箱内に配置するだけで、マルチパス環境での MIMO 伝送実験が行える。送信アンテナ数  $M$ 、受信アンテナ数  $N$  の MIMO アンテナの場合には、マルチパス環境によって独立な伝搬路を最大  $M_0$  ( $= \min(M, N)$ ) 個形成できる。この MIMO チャネ

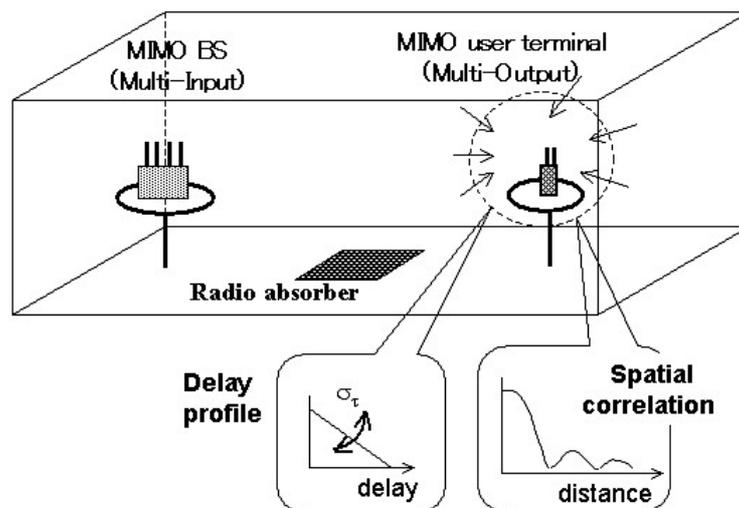


図 2.4: 電波反射箱を用いたアンテナ測定

ルはチャネル行列で次のように表現できる.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1m} & \cdots & a_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \cdots & a_{nm} & \cdots & a_{nM} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1} & \cdots & a_{Nm} & \cdots & a_{NM} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

このチャネル行列を測定することにより MIMO アンテナのチャネル特性の評価が行える. 理想的な電波反射箱では, 相関の無い MIMO アンテナの場合, すべてのパス  $a_{nm}$  の振幅が同一のレイリー分布であり, かつその変動が無相関である i.i.d. (independent identically distributed) チャネルが実現できる. アンテナに相関がある場合や, アンテナ効率が低い場合には, i.i.d. チャネルとならず, チャネル特性は悪化することになる.

また, 電波反射箱では電波が多重反射するため, アンテナの指向性に関係なく, アンテナの放射電力や放射効率を測定することができる. 測定するアンテナと基準アンテナを電波反射箱内に設置し, 攪拌機によって反射箱内の電磁界を攪拌し, 多数の独立なサンプルデータを集めてそれぞれの受信電力を平均して比較すればよい.

## 2.5 電波反射箱の市販品

電波反射箱を用いた測定システムをパッケージ化して市販する動きも出てきている. ここでは, 現在市販されている電波反射箱について一部紹介する.

図 2.5 は, Bluetest AB 社の電波反射箱である [26]. これは, Per-Simon Kildal らのアンテナ研究グループの成果をもとに製品化したものである. 3GPP 規格 TS34.114 v10.1.1 (2011-12) に記載された測定法を行うことができ, 無線端末の総放射電力 (TRP: Total Radiated Power) や総等方向性受信感度 (TIS: Total Isotropic Sensitivity), MIMO アン

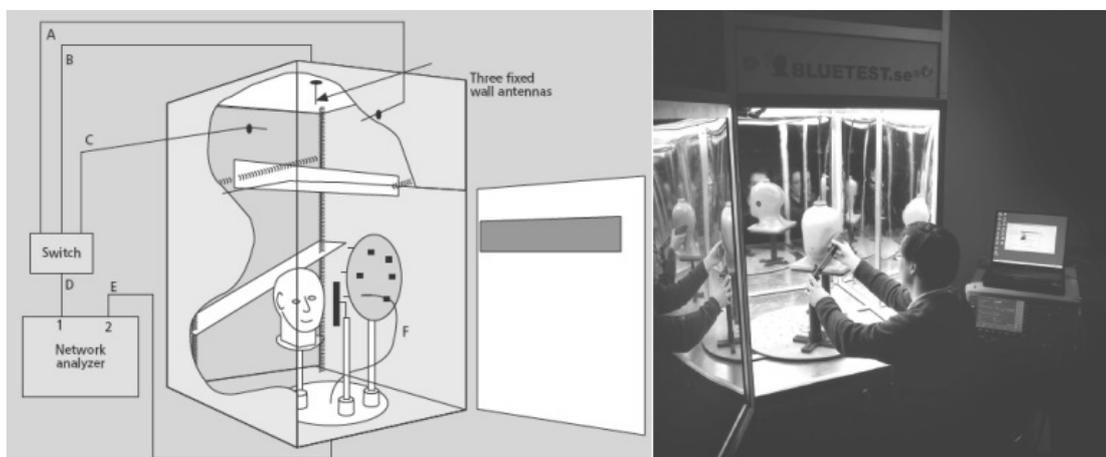


図 2.5: Bluetest AB 社の電波反射箱 ([26] より引用)

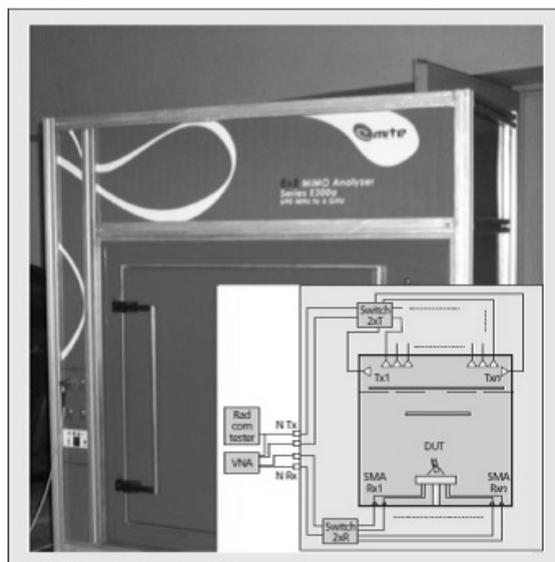


図 2.6: EMITE 社の電波反射箱 ([27] より引用)

テナシステムのダイバーシチゲインや MIMO キャパシティなどを測定することができる。測定精度を上げるために、金属板を壁に沿って動かす攪拌機、ターンテーブル、および 3 偏波のモノポールアンテナの切替など、複数の攪拌法を併用している。

図 2.6 は、EMITE 社の電波反射箱である [27]。Blutest 社の電波反射箱の測定項目に加えて、 $8 \times 8$  MIMO アンテナの測定が可能であり、また、ソフトウェア処理によって、得られたデータから仰上-ライス分布をエミュレートでき、K ファクタを変えられるなどの特徴がある。

## 2.6 むすび

本章では、まず、電波反射箱の概要を示した。ここでは、規格 IEC61000-4-21 に示されている代表的な反射箱を紹介し、電波反射箱の一般的な構造を示し、統計的に電磁界が均一である必要性を説明し、そして、電磁界を攪拌する方法について示した。

次に、電波反射箱の基本的な理論について紹介した。ここでは、キャビティモードについての理論を説明し、電波反射箱内がマルチモードとなることを必要であることを示した。また、理想的な電波反射箱内の電界分布はレイリー分布となることを示した。そして、Q ファクタについての理論を説明し、電波反射箱での遅延は指数関数的な遅延プロファイルとなること、電波反射箱の Q は、壁、吸収体、開口、および受信アンテナの 4 つのパラメータにより決定されることを示した。

また、電波反射箱を用いたアンテナ測定法の概略を示し、最後に、市販されている電波反射箱について紹介した。

# 第3章 電波反射箱の構築と基本特性の測定結果

## 3.1 まえがき

本章では、実際に構築した  $4\text{ m} \times 2\text{ m} \times 2\text{ m}$  のサイズの電波反射箱について、基本的特性を測定した結果について示す [28]. この電波反射箱は、本研究を通じて共通に使用されるものであり、以降の章での研究内容において基礎となるデータを与えるものである. 構築した電波反射箱の構造を示し、電波反射箱の基本特性の周波数特性を 800 MHz 帯から 5 GHz 帯にわたって明らかにする.

## 3.2 電波反射箱の構造と測定法

構築した電波反射箱の外観、およびその内部の写真を図 3.1 に示す.

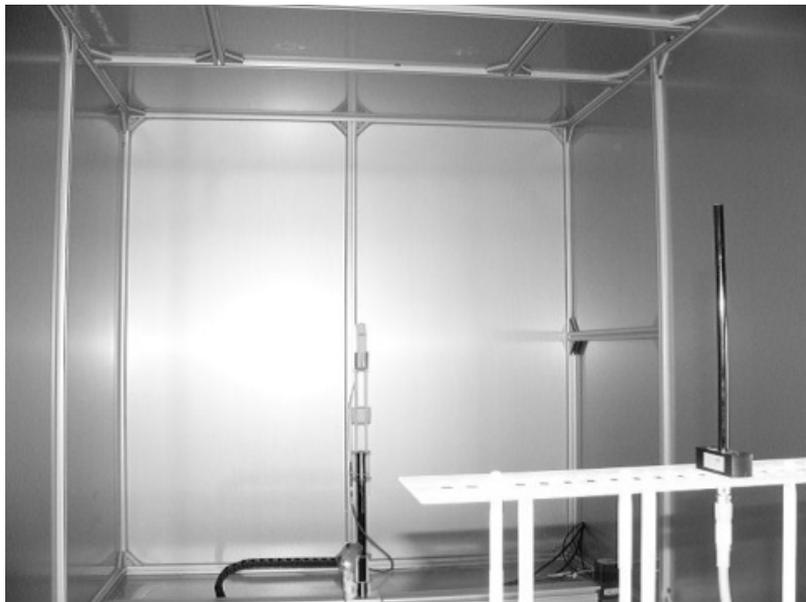
次の 3 つのことを主に重視して電波反射箱を製作した.

- 1) マルチパスリッチな電磁界環境を作り出すこと. ここでは、 $1\ \mu\text{s}$  よりも大きな遅延プロファイルをもつのが理想である.
- 2) 通常の屋内の実験室に設置可能であること.
- 3) 一般的に入手可能な材料で安価に、かつ、簡易に構築すること.

上記を考慮して、電波反射箱のサイズは  $4\text{ m} \times 2\text{ m} \times 2\text{ m}$  とした. このサイズであれば、規格品のアルミパネル ( $2\text{ m} \times 1\text{ m}$ ) が使用できるため安価に容易に組み立てることができる. また、反射箱の内部において、人が立って作業でき、作業の効率が良いという利点もある. 電氣的な視点では、第 2 章で述べたように、最低共振周波数は 83.85 MHz であり、移動通信の使用周波数帯である 800 MHz 帯の 1/10 程度と低く、反射箱内はマルチモードの電磁界分布となるので電氣的に大きいサイズといえる. 電磁界の攪拌方法としては、アンテナをスライドレールで直線的にステップごとに移動させる方式を採用した. これは、市販のスライドレールが比較的安価に入手できる点を重視したためである. プロペラ式の攪拌法の場合には、羽根の形状の設計や、回転機構の装置製作などが別途必要となる. スライドレールでの移動の場合には、アンテナの移動量や位置などを適切に選べば、多数の独立なサンプルを得ることができる. また、周波数帯域での攪拌 (Frequency stirring) も同時に行い、サンプル数を増やすことにする.



(a) 電波反射箱の外観



(b) 電波反射箱の内部

図 3.1: 構築した電波反射箱の構造

表 3.1 に基本特性の実験パラメータの詳細を示す．測定周波数帯は，0.8，2，3.5，および5 GHz 帯である．測定には，ベクトルネットワークアナライザ（VNA: Vector Network Analyzer）を使う．それぞれの周波数帯において200 MHz の帯域で125 kHz 間隔（800MHz 帯の場合のみ80 MHz，50 kHz 間隔）で1,601 ポイントのデータを取得する．送信アンテナとして，基準ダイポールアンテナを垂直（V）に配置，受信アンテナとして，垂直（V）または水平（H）のダイポールアンテナを配置する．図 3.2 に示すように，送信アンテナはTx の点に配置し，受信アンテナは受信領域内の①，②，③ に配置し，それらの点を中心

表 3.1: 電波反射箱の基本特性の実験パラメータ

Frequency range	5000–5200 MHz 3500–3700 MHz 2000–2200 MHz 800–880 MHz
Data points in the frequency domain	1601 points (125 kHz interval) (f: 0.8 GHz, 50 kHz interval)
Polarization	Tx: V, Rx: V, H
Transmitter position	Tx point shown in Fig. 3.2
Receiver position	Points of ①, ②, and ③ in Fig. 3.2
Receiver range	$\pm 1.5\lambda$ ( $f = 0.8$ GHz, $\pm 1.3\lambda$ )
Movement direction	$x, y, z$ direction
Movement step size	$0.05\lambda$
Absorber sheets	0–3 sheets (60 cm $\times$ 60 cm) Reflection coef. $< -20$ dB

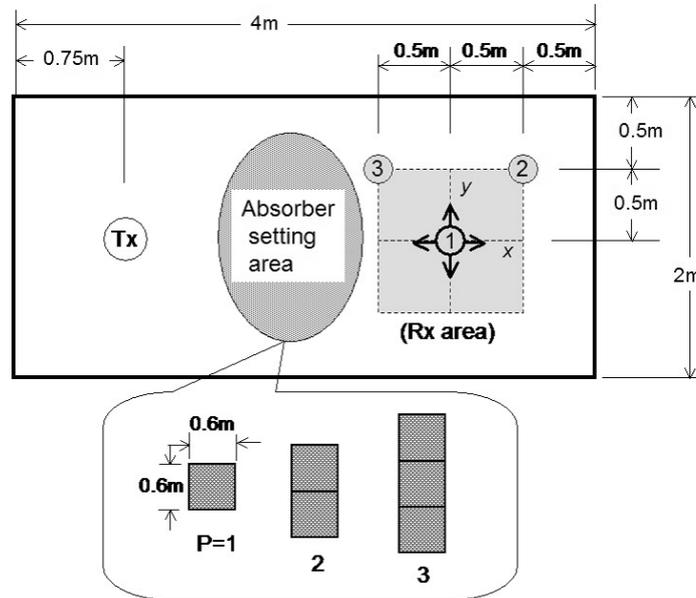


図 3.2: アンテナと電波吸収シートの配置図

に,  $x, y, z$  方向にスライドラールを用いて移動させる. スライドラールによる移動量は, それぞれの周波数帯で  $\pm 1.5\lambda$  (800 MHz 帯のみ  $\pm 1.3\lambda$ ) であり,  $1/20\lambda$  間隔で 61 ポイントのデータを取得する. この 3 点での測定は, 空間的に一様性をもった測定可能領域を決めるために行うものであり, そこでは統計的な伝搬特性が等しくなることが期待される. 周

波数 1,601 ポイント，空間 61 ポイントの合計 97,661 ポイントの測定データを用いて統計的処理を行う。また，送信アンテナと受信アンテナの間の中央の床面は，電波吸収シートを配置する領域となっている。電波吸収シートのサイズは 60 cm × 60 cm であり，その反射係数は -20 dB 以下である。今回は電波吸収シートの枚数  $P$  は 0 ~ 3 で変化させる。

### 3.3 基本特性の測定結果

#### 3.3.1 周波数領域データの一例

スライドラールの移動によって各受信点において周波数領域のデータが得られる。図 3.3 は，周波数 5 GHz 帯における受信電力の測定データの一例である。このとき，送信偏波と受信偏波の組合せは V-V， $P = 0$  ( $P$  は吸収シートの枚数)，測定ポイントは①である。この図から周波数領域において十分な変動が得られており，統計的性質の解析が可能であることがわかる。

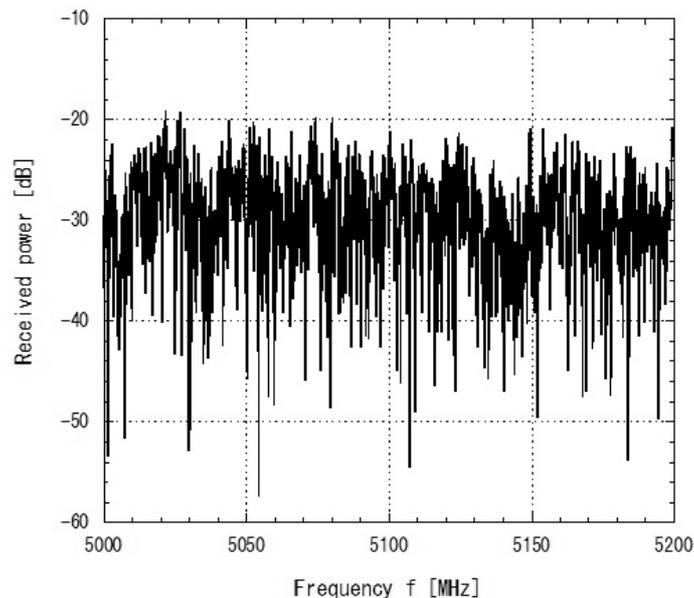


図 3.3: ある受信点における受信電力の測定データの一例

#### 3.3.2 振幅データ

97,661 (= 1,601 × 61) ポイントのデータを使って，測定ポイント①での受信電力の累積分布関数 (CDF: Cumulative Distribution Function) を計算する。図 3.4 は周波数 5.0 GHz における  $P = 0, 1$ ，および 3 での結果を示す。図では，受信電力の測定値の中央値と同じ中央値をもつレイリー分布の理論値も併せて示している。測定値は極めて理論値に近いレイリー分布となっている。図示していないが，800 MHz から 5 GHz までの測定値は，すべて理論値に近いレイリー分布が得られた。図 3.5 は平均受信電力の周波数特性を示す。フ

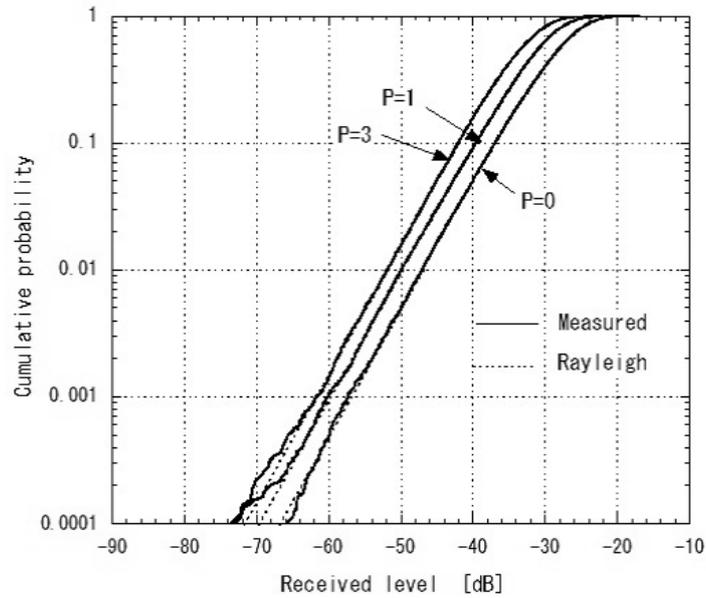


図 3.4: 受信電力の累積確率分布 ( $f = 5$  GHz)

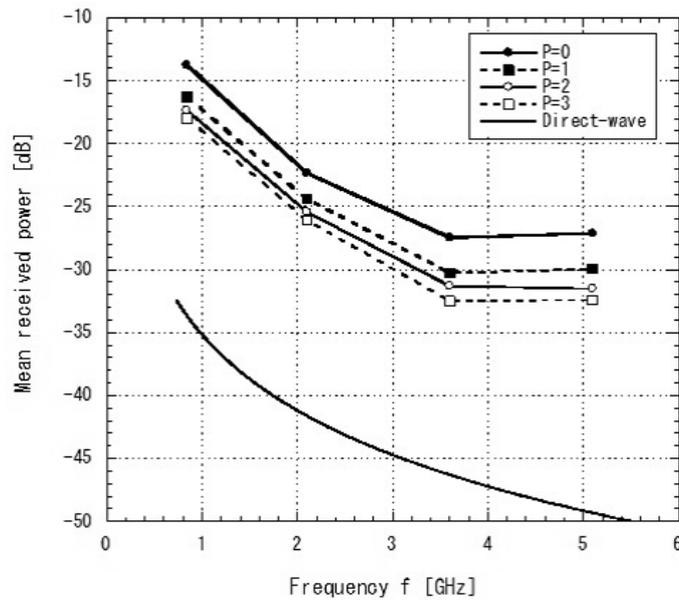


図 3.5: 平均受信電力の周波数特性

リスの伝達公式より計算された直接波電力についても比較のために示している。図から、 $P = 0$  のとき、反射箱内の受信電力は直接波の約 100 倍 (20 dB) 以上であることがわかる。  $P = 3$  のときでも、マルチパス波は直接波よりも 15 dB 以上大きい。したがって、LOS (Line of Sight) の近距離環境であっても理論値に近いレイリーフェージングが得られるのは、直接波の影響が少ないためであるといえる。

図 3.6 は仲上  $m$  分布の  $m$  パラメータの周波数特性を示す。レイリー分布は  $m = 1$  に対応する。いずれの周波数帯においても、特に  $P = 0$  のとき、正確なレイリー分布が反射箱

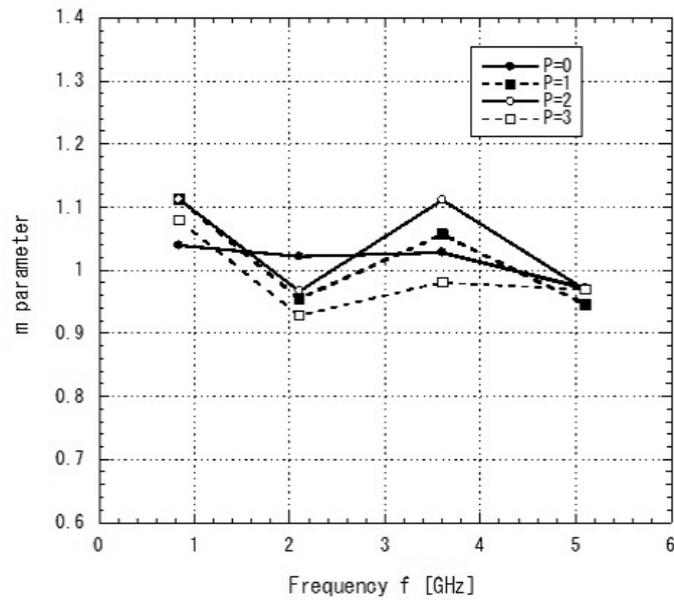


図 3.6: m パラメータの周波数特性

内で得られていることが結論づけられる。

### 3.3.3 遅延データ

図 3.7 は周波数 5.0 GHz において、電波吸収シートの枚数を変化させたときの遅延プロファイルを示す。図から、指数関数的なプロファイルとなっており、電波吸収シートは遅延スプレッドを下げる重要な役割を果たしていることがわかる。3 枚の電波吸収シート ( $P = 3$ )

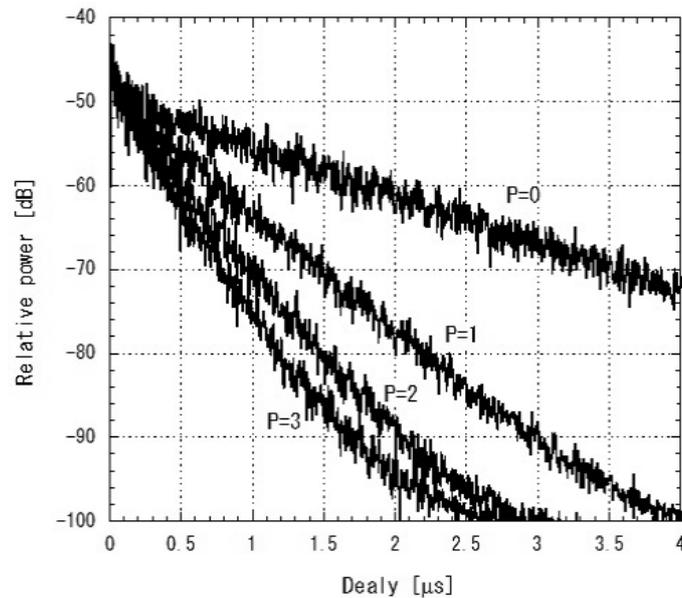


図 3.7: 遅延プロファイル特性 ( $f = 5$  GHz)

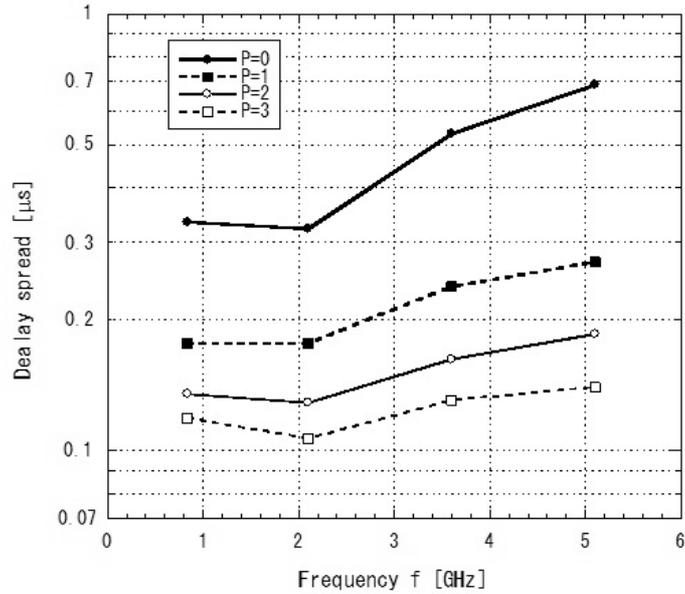


図 3.8: 遅延スプレッドの周波数特性

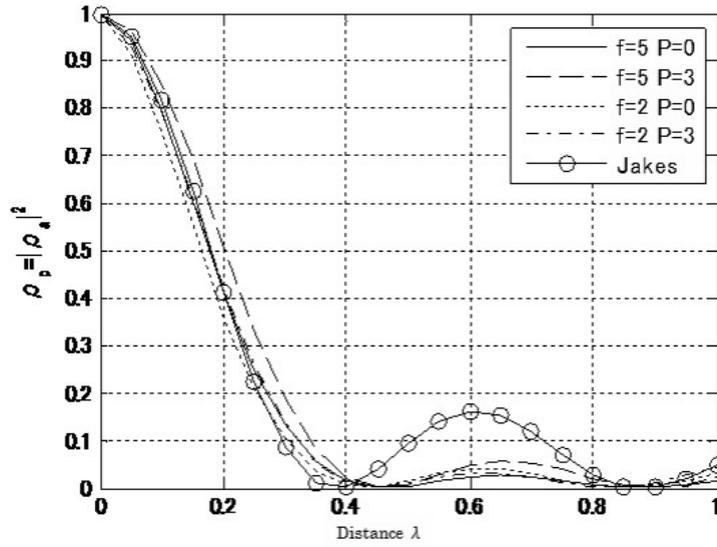
を置くことによって、遅延スプレッドをおよそ  $1/4$  から  $1/3$  に簡単に下げることができる。

図 3.8 は遅延スプレッドの周波数特性を示す。図において、特に 2 GHz を越えた領域でそれぞれの遅延スプレッドは周波数が上がるにつれて増えていることがわかる。現時点では、周波数特性について明確な説明ができない。文献 [21] において、損失のある大きなキャビティについて様々な要因の周波数依存性の理論的解析がなされているが、この種の周波数依存性、すなわち、遅延スプレッドが周波数に比例する特性については説明されていない。文献 [29] では、同じく電波吸収シートによって遅延スプレッドを抑制する特性が得られているが、周波数依存性についてはこの結果とは逆の傾向を示している。

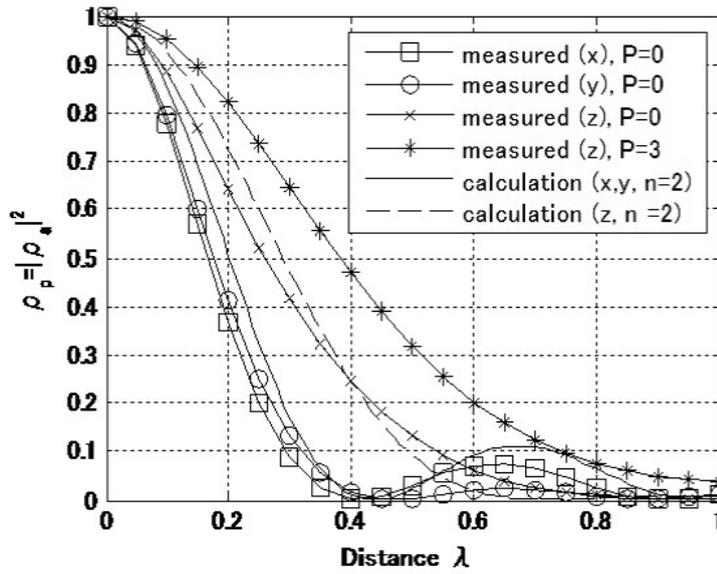
### 3.3.4 空間相関

空間相関特性は受信側の到来波方向 (DOA: Direction of Arrival) の情報を与える。この測定では、 $x, y, z$  方向に  $1/20$  波長間隔 61 ポイントで測定した。図 3.9(a) は周波数 5 GHz と 2 GHz の①における  $y$  方向の V-V 偏波の空間相関を示す。相関係数  $\rho_P$  は  $|\rho_a|^2$  から得られ、 $\rho_a$  は 2 点間の複素振幅の相関係数である。さらに、水平方向一様に到来するマルチパス波環境での空間相関、すなわち、Jakes モデル [30] も併せて示している。図から周波数や遅延プロファイルの違いにかかわらず、メインローブは一致している。そして、すべての測定結果は Jakes モデルに近く、少なくとも水平面内では、マルチパスの到来角は一樣分布であると結論づけられる。0.6 波長付近でのサイドローブは、Jakes モデルと測定値で小さな違いがある。この違いは、マルチパス波が水平方向からだけでなく、垂直方向からも到来していると解釈できる。

ここで、マルチパス波が 3 次元方向から到来している場合を考える。到来波の電力角度



(a)  $y$  軸方向



(b)  $x, y, z$  方向 ( $f = 5\text{GHz}$ )

図 3.9: 空間相関

プロファイル  $\Omega(\theta, \phi)$  が一様の場合, すなわち,  $\Omega(\theta, \phi) = 1$  であり, アンテナの電力パターン  $G(\theta)$  が  $\cos^n \theta$  のとき, 空間相関特性は次式で表される [31].

$$\rho_{a,x}(\Delta x) = {}_1F_2 \left( \frac{n+2}{2}; 1, \frac{n+3}{2}; -\frac{k^2 \Delta x^2}{4} \right) \quad (3.1)$$

$$\rho_{a,z}(\Delta z) = {}_0F_1 \left( ; \frac{n+3}{2}; -\frac{k^2 \Delta z^2}{4} \right) \quad (3.2)$$

ここで、 ${}_1F_2$  および  ${}_0F_1$  は超幾何関数、 $\rho_{a,y}(\Delta y)$  は  $\rho_{a,x}(\Delta x)$  と同じ式となる。  $n$  を調整することによって、アンテナのビーム幅を自由に設定できる。 Jakes モデルは  $n$  が無限大のときに対応する。

図 3.9(b) には、周波数 5 GHz における  $x, y, z$  方向に沿った空間相関特性を示している。 図から、 $z$  方向の  $P = 3$  の場合を除いて、 $x, y, z$  方向の測定値は  $n = 2$  (ダイポールアンテナのような垂直偏波のオムニアンテナを表す) の理論値に近いことがわかる。 したがって、到来波分布 3 次元一様であることが結論づけられる。  $z$  方向で  $P = 3$  の場合は、床面の電波吸収シートの効果によって垂直面での到来角分布が一様になっていない。 測定値は  $n$  が 2 より大きいほうへシフトしている。

### 3.3.5 XPR

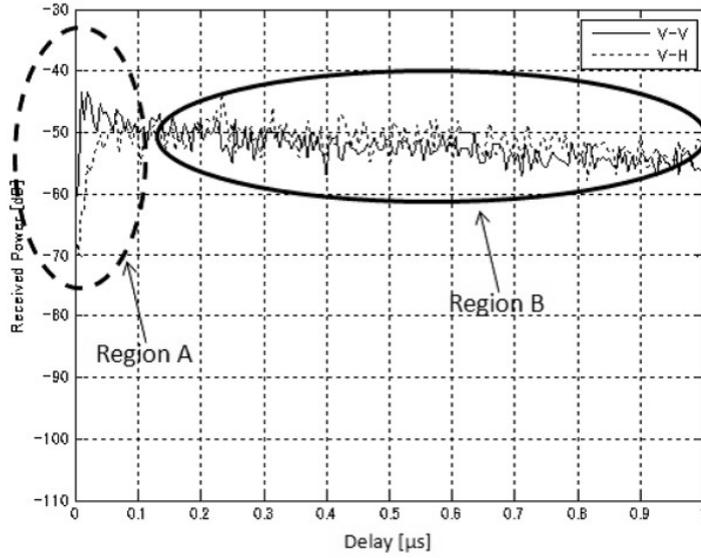
この測定では、送信アンテナの偏波は垂直偏波 (V) であり、受信アンテナの偏波は垂直偏波 (V) または水平偏波 (H) である。 ここで、交差偏波電力比 (XPR: cross-polarization power ratio) を  $\langle P_{VV} \rangle / \langle P_{VH} \rangle$  と定義する。 ここで、 $\langle P_{VV} \rangle$  と  $\langle P_{VH} \rangle$  はそれぞれ垂直偏波と水平偏波の平均受信電力である。 表 3.2 は周波数 2 GHz と 5 GHz の  $P = 0$  および  $P = 3$  の XPR の結果である。

表 3.2: 位置①における XPR

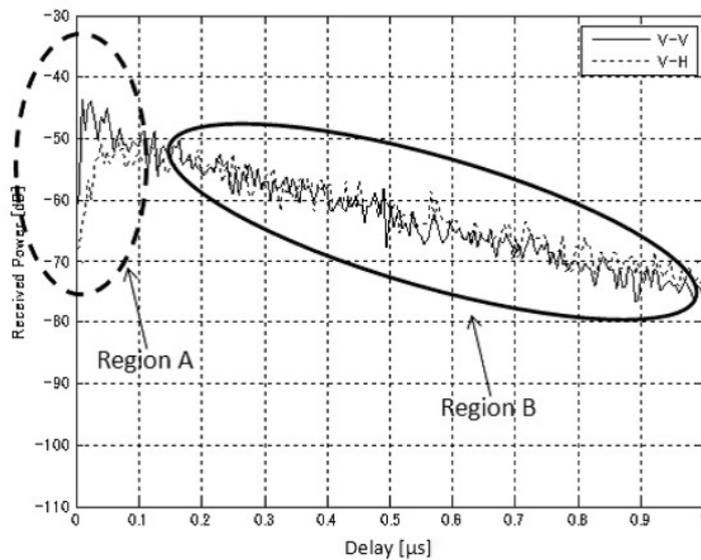
f [GHz]	2		5	
P	0	3	0	3
XPR [dB]	2.15	4.69	-0.83	2.61

周波数 5 GHz,  $P = 0$  の場合は、XPR はおよそ 0 dB である。 これは、主偏波と交差偏波がほぼ同等に存在することを意味している。 周波数 2 GHz,  $P = 0$ , または 5 GHz,  $P = 3$  の場合は、XPR はおよそ 2, 3 dB である。 これは主偏波がわずかに支配的である。

この現象を図 3.10 によって説明する。 図は周波数 5 GHz の、送受偏波が V-V, および V-H, 電波吸収シートが  $P = 0$ , および  $P = 3$  の場合の遅延プロファイルを示す。 領域 A では、 $\langle P_{VV} \rangle$  が  $\langle P_{VH} \rangle$  よりも大きく、領域 B では、 $\langle P_{VV} \rangle$  と  $\langle P_{VH} \rangle$  は同程度である。 (a) の場合は、領域 B の積算電力は領域 A の電力に比べてかなり大きい。 そのため XPR がおよそ 0 dB となる。 これに対して (b) の場合は、領域 B の積算電力は領域 A の電力に比べてそれほど大きくない。 そのため領域 A の積算電力の影響が無視できなくなり、XPR がわずかに 0 dB よりも大きくなるのである。 このことは周波数 2 GHz の場合も同様に説明でき、2 GHz,  $P = 0$  の遅延スペクトルは 5 GHz,  $P = 3$  の場合とおよそ同等であるといえる。



(a)  $P = 0$



(b)  $P = 3$

図 3.10: V-V および V-H の遅延スプレッド

### 3.3.6 測定領域

統計的に一様である測定可能領域を知るために、受信電力の CDF、遅延スプレッド、および①、②、③での  $\rho_P = 0.5$  となる空間相関距離を測定する。結果は表 3.3, 3.4, 3.5 に示す。受信電力の CDF (50%, 1%, 0.1%) (表 3.3), 遅延スプレッド (表 3.4), 空間相関 (表 3.5) において、大きな違いは見られない。この結果から、少なくとも  $1\text{m} \times 1\text{m}$  のエリアでは統計的に一様であるといえる。しかし、実際には  $1\text{m} \times 1\text{m}$  よりも大きな領域で

一様であると予想される。

表 3.3: 受信電力の CDF [dB]

f [GHz]	P	%	①	②	③
5	0	50	-28.7276	-28.0378	-28.9398
		1	-47.1140	-46.4594	-47.3869
		0.1	-57.3519	-56.5331	-57.2700
	3	50	-34.0338	-33.7022	-34.0348
		1	-51.9365	-52.1509	-52.4653
		0.1	-61.8119	-62.7843	-62.3845
2	0	50	-23.8987	-23.8454	-23.6237
		1	-42.0526	-42.2559	-42.2053
		0.1	-53.1357	-52.7932	-52.0855
	3	50	-27.7499	-27.9754	-26.6739
		1	-46.2561	-46.1897	-44.6838
		0.1	-56.1275	-55.8563	-55.4389

表 3.4: 遅延スプレッド [ $\mu$ s]

f [GHz]	P	①	②	③
5	0	0.689	0.688	0.687
	3	0.140	0.144	0.147
2	0	0.323	0.332	0.331
	3	0.107	0.106	0.102

表 3.5: 相関係数距離 [ $\lambda$ ]

f [GHz]	P	①	②	③
5	0	0.176	0.176	0.174
	3	0.202	0.192	0.192
2	0	0.164	0.170	0.166
	3	0.179	0.184	0.180

### 3.4 むすび

本章では、実際に構築した  $4\text{ m} \times 2\text{ m} \times 2\text{ m}$  のサイズの電波反射箱について基本的特性の測定結果を示した。この反射箱は、安価で簡易に構築できることを重視し、規格品のアルミパネルを使用して組立を行った。また、電磁界の攪拌は、市販のスライドレールを利用したアンテナの移動による方法と周波数の攪拌を併用した。

測定は  $0.8$ ,  $2$ ,  $3.5$ , および  $5\text{ GHz}$  で行い、基本的特性の周波数特性を明らかにした。基本的特性として、振幅データ、遅延データ、空間相関、XPR を測定した。振幅データからは、どの周波数帯においても正確なレイリー分布が得られていることが確認された。遅延データからは、指数関数的な遅延プロファイル特性となっていることが確認され、床面に置いた電波吸収シートの枚数を変えることによって、遅延スプレッドを容易に変化できることを示した。空間相関データからは、到来波分布が 3 次元一様であることが確認されたが、電波吸収シートを床面に置くと、 $z$  方向において到来波分布が一様からはずれてくることもわかった。XPR データからは、周波数が高い場合には主偏波と交差偏波はほぼ同等であるが、周波数が低い場合や電波吸収シートの枚数が増えると主偏波がわずかに支配的になることがわかった。また、統計的に一様な測定可能領域を確認するために、複数の位置で各測定を行った結果、少なくとも  $1\text{ m} \times 1\text{ m}$  の範囲では、特性は同等であり、統計的に一様であることが確認された。

# 第4章 電波反射箱型 MIMO-OTA の伝搬環境の制御

## 4.1 まえがき

本章では、携帯端末の評価を目的とした電波反射箱型 MIMO-OTA 測定システムについて、電波反射箱内の伝搬環境パラメータの制御の可能性について検討する。

近年、MIMO 技術の無線通信システムへの応用にともない、MIMO 通信端末の評価環境が必要になってきている。測定端末の周辺にフェージング環境を形成する測定法として、OTA (Over-the-Air) 測定系が注目されている [32], [33]。具体的な構築法として、周囲にプローブアンテナを配置して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 (フィールドエミュレータともよばれる) [34]–[37] と、金属壁面の反射特性を利用する電波反射箱型 [26], [38]–[40] 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分布の制御ができ、時間変動特性の実現の容易さが利点となっている。しかし、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る。本研究では、装置の構築の容易さと実験の簡便さで勝る電波反射箱に着目する。電波反射箱については先駆的な開発例が提案されているが [26]、まだ改善の余地があると考えられる。

この章の前半では、従来の電波反射箱で制御が困難であった伝搬環境パラメータのうち、交差偏波電力比 (XPR) の制御を可能とするために、二重電波反射箱を使用する方式を提案する。二重電波反射箱の設計方法を示し、実際に構築した測定系を用いて実験により伝搬環境の統計的性質を明らかにする [41]–[44]。

さらに、この章の後半では、二重電波反射箱方式をさらに改良し、XPR の制御に加えて、到来波分布の制御が可能となることを目指す [45]–[47]。

## 4.2 MIMO-OTA が具備すべき機能

MIMO-OTA 測定では、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。このような移動通信への応用を考えたとき、MIMO-OTA

測定系には端末の測定環境（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) 振幅変動が目的とする確率分布になる
- 2) 時間変動が指定のパワースペクトルになる
- 3) 基地局側の空間相関特性が実現できる
- 4) 移動局側の空間相関特性が実現できる
- 5) 伝搬の交差偏波特性（XPR）が制御できる
- 6) 指定の遅延プロファイルが実現できる

電波反射箱の一般的な構造は周囲が金属で覆われた箱であり、その中に送受信系を収めるだけでマルチパスリッチ環境が構築できる。MIMOの端末評価においても、電波反射箱の中にMIMOの送受信系を対向させて配置することでアンテナ相互結合を含めたMIMO伝送実験が行える。電波反射箱の特徴を上記の機能と照らし合わせて以下に示す。1)の振幅分布については、レイリー分布および仲上ーライス分布が基本であるが、電波反射箱ではレイリー分布が実現できている。文献[27], [48]では、得られたデータをソフトウェア処理することにより、仲上ーライス分布をエミュレートする方法が提案されている。2)の時間的変動については、電波反射箱での高速な時間変動の実現は困難である。フェージングエミュレータの機能を取り入れたハイブリッド型の電波反射箱が提案されているが、装置が複雑になるという欠点がある[49]。3) 4)の空間相関については、測定がダウンリンクで行われる場合はそれぞれ送信側空間相関、受信側空間相関とみなすことができ、パスの角度特性（AOD（TX側）、AOA（RX側））によって決まる。一般に、送信側についてはアンテナ配置に厳しい制約がないため、無相関でも問題はないと考えられる。一方、受信側については水平面一様の到来波分布がよく用いられているが、任意の到来波分布が実現できればより多様性をもって端末の評価が行える。従来の反射箱では、全立体角一様な到来波分布しか実現できない。文献[50]においては、到来波分布を変えるために、反射箱の壁面に電波吸収シートを設置したり、反射箱の壁面の一部を開放する方法が示されているが、任意の到来波分布を実現することに成功しているとはいえない。5)のXPRについては、屋内・屋外環境に相当する0～10 dBが実現できればよいが[51]、従来の電波反射箱ではその値は固定である。6)の遅延プロファイルについては指数関数型が基本であり、遅延スペクトルが10 ns～10  $\mu$ s程度に設定できればよいが[52]、電波反射箱内に配置する電波吸収シートのサイズを変えることで制御が可能である[39], [53], [54]。

以上まとめると、従来の電波反射箱では、1)および6)の機能のみが実現できており、5)のXPR、および、4)の空間相関は現段階では任意に制御できていないため、今後の改善課題となっていた。

本研究の目的は、まず、XPRの制御に焦点を当て、高機能な装置を用いることなくXPRの制御が可能な電波反射箱を簡易に実現することである。XPRを簡易に制御できれば、MIMOの特長であるマルチストリーム伝送の場合には、各ストリームの伝送特性を、XPR=0 dBのi.i.d.チャネル特性だけでなく、多様性をもって評価することができる。電波反射箱のみでXPRの制御を行った例は無く、例えば、文献[55]においては、複数の波源を用いて移

相器をランダムにスイッチングすることで、特定の位置に、レイリー分布や仲上ーライス分布といった振幅分布を実現するフィールドシミュレータが報告されており、その複数波源の偏波を傾けることで、反射箱内の XPR を制御する方法が述べられている。しかしながら、移相器などの給電ネットワークが別に必要であり、また、MIMO の送信および受信アンテナの相互結合の影響を含めた伝送実験を行うことを目的とした場合には、すでに複数の波源を伝搬環境制御のために使用しているため実験装置の複雑さが避けられない。

本章の前半では、まず、XPR の制御が可能な二重電波反射箱の設計法を示し、今回構築した測定系の概要を示す。ここでは、電波吸収シートによる遅延スプレッドの制御も同時に行う構成とする。次に、二重反射箱内の伝搬環境の測定結果を示し、伝搬環境の統計的性質を包括的、かつ詳細に述べる。

さらに、本章の後半では、二重電波反射箱を改良し、XPR の制御に加え、受信側の空間相関、すなわち、到来波分布の制御が可能となる電波反射箱を実現することを目指す。

### 4.3 二重電波反射箱の概要

#### 4.3.1 基本構成

ここでは、XPR の制御機能をもつ二重電波反射箱を提案する。二重電波反射箱の構造を図 4.1 に示す。外側の電波反射箱は、6 面がアルミニウムのパネルで囲まれた、4 m × 2 m × 2 m の直方体である。外側の電波反射箱の床面には電波吸収シートが配置されており、これは伝搬環境パラメータの一つである遅延プロファイルを制御するために用いる。

図 4.2 に示すように外側の反射箱の内部にもう一つの電波反射箱を設置する。内部の電波反射箱は、直径 1 m × 高さ 1 m の正 8 角柱の形状をしており、アルミニウムでできた上板、下板、および側面板で囲まれた構造となっている。側面板には無数の開口が空けられてお

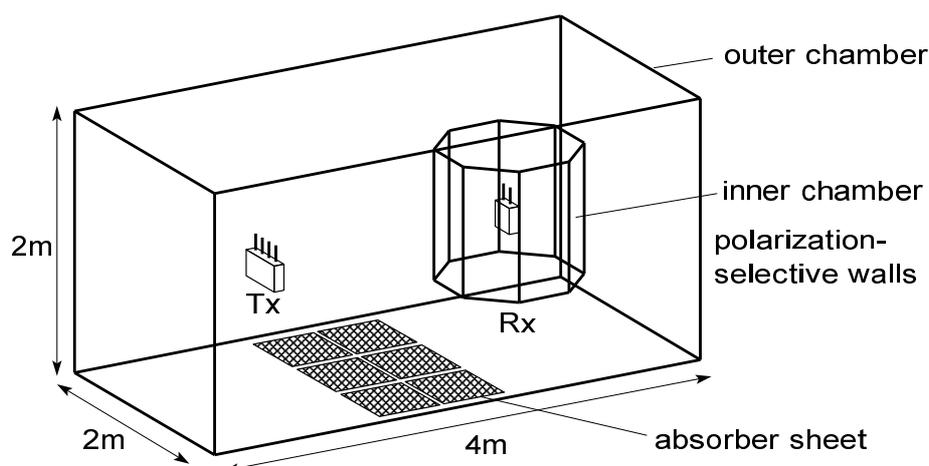


図 4.1: 二重電波反射箱の構造

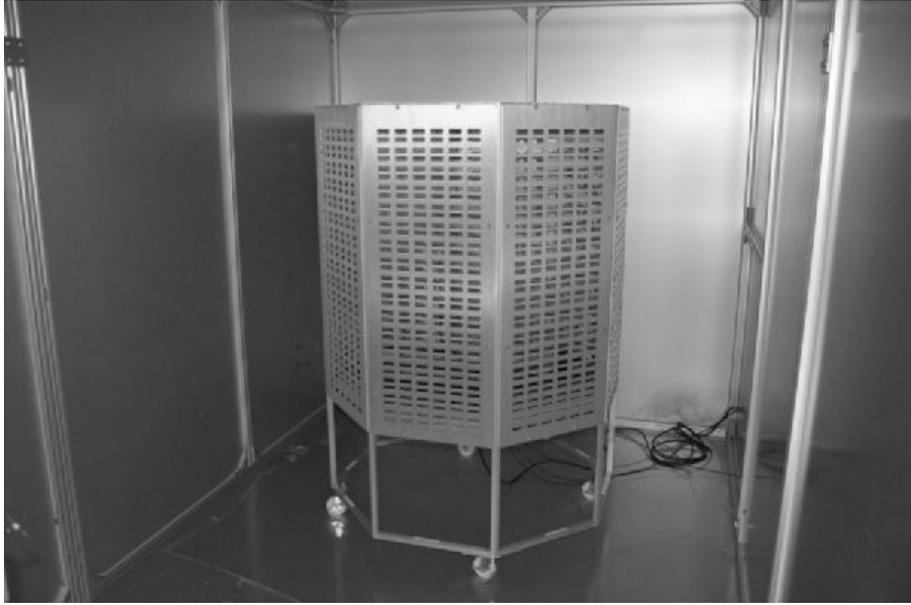


図 4.2: 内部反射箱の外観

り、詳細は後述するが、開口の形状により受信アンテナへの到来波の通過量を変え、XPRの制御を行う。今回の構成では、主に水平方向からの到来波を扱うため、上板および下板の内側には電波吸収シートが貼り付けられている。今回は5.1 GHz帯での実験を行うことを前提として内部反射箱の大きさを決定している。内部反射箱の直径は、フェージングエミュレータ型の散乱源の円の直径に相当すると考えることができ、今回は、文献 [34] における直径約 13 波長よりも大きな約 17 波長に選んでいる。また、内部反射箱の高さについては、将来、垂直面において約  $90^\circ$  までの到来角度広がりでの制御を行うことを見込んで直径と同じ長さとしている。5.1 GHz 帯以下の周波数帯での適用可能性については内部反射箱の大きさが制限となるが、これについては今後検討していく。

#### 4.3.2 内部反射箱の側面板の設計と測定

図 4.3 に側面板の構造を示す。内部反射箱の側面板には周期的な開口が空けられており、所望の周波数帯のみを通過させる、いわゆる周波数選択板 (FSS: Frequency Selective Surface) [56], [57] としての動作をする。ここでは最も単純である、正方形開口の格子状配列とした。この場合、正方形開口の一辺の大きさは約 0.5 波長、配列間隔はグレーティングローブを出さないために、1 波長より小さい寸法を目安とする。そして、実験周波数 5.1 GHz 帯の電波が通過するように正方形開口の大きさと配列間隔をシミュレーション (HFSS Ver.12) [58] で決定した。計算の結果、正方形開口の一辺の大きさを 38 mm (0.65 波長)、配列間隔を 54 mm (0.92 波長) とした。以後、これらの寸法は固定とする。この開口の中央に幅  $w$  [mm] の水平成分の仕切りを設けることで、到来波の水平偏波成分のみを遮断するはたらきを持たせ、幅  $w$  を変えることで水平偏波成分の通過量を制御する。結果として、垂直

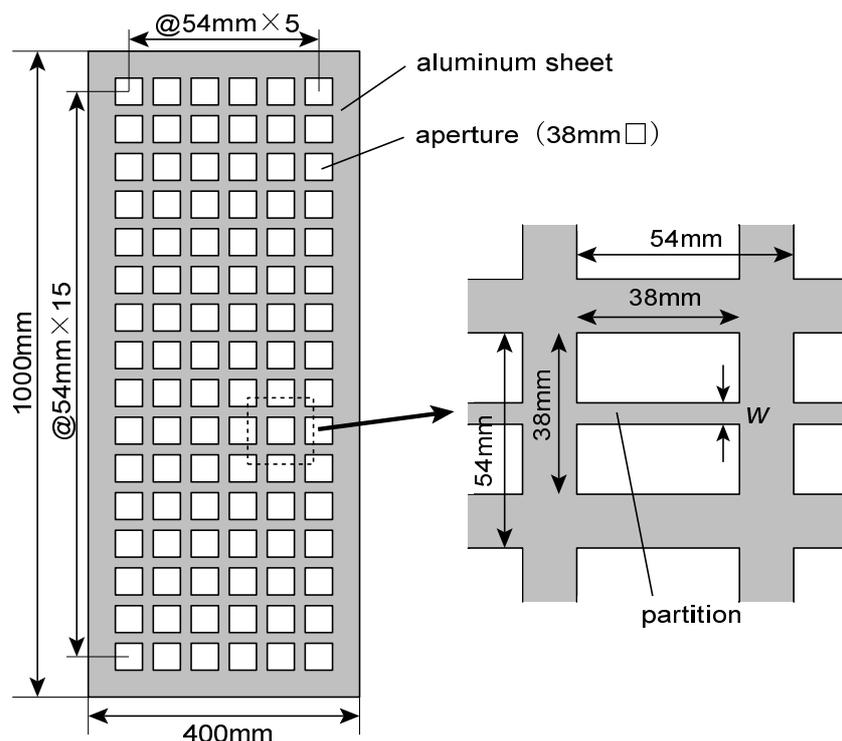


図 4.3: 側面板の構造

偏波成分と水平偏波成分の通過量に差が生じ、受信アンテナでの XPR の制御が可能になると期待できる。なお、 $w = 0 \text{ mm}$  の場合は、仕切りのない正方形開口に相当する。

図 4.4 はシミュレーションにおける周期単位構造であり、図 4.5 は、例として、仕切り幅  $w = 6 \text{ mm}$  のときの垂直偏波および水平偏波を入射した場合の S パラメータの計算値を示している。シミュレーションにおいては、平面波の垂直入射のみを扱っており、周期境界条件により周期単位構造が無限に続いた状態としている。シミュレーションの結果、5.1 GHz 帯において垂直偏波はほぼ損失なく通過し、水平偏波は通過量が抑制されていることがわかる。

実際に、仕切り幅  $w$  が 0, 3, 6, 9, 12, および 15 mm の側面板を製作し、電波の通過量の実験を行った。図 4.6 は実験の様子であり、ホーンアンテナを対向させ、その中間に側面板を配置して、通過損失を測定した。図 4.7 に通過損失の測定結果を示す。図には側面板が無い状態 (without) も併せて示している。垂直偏波の場合は幅  $w$  に関係なくほぼ一定の通過損失である。一方、水平偏波の場合は幅  $w$  が大きくなるにつれて通過損失が増加している。 $w = 15 \text{ mm}$  の場合には、垂直偏波と水平偏波の通過量の差は 20 dB 程度となり、十分大きな差をつけることができた。

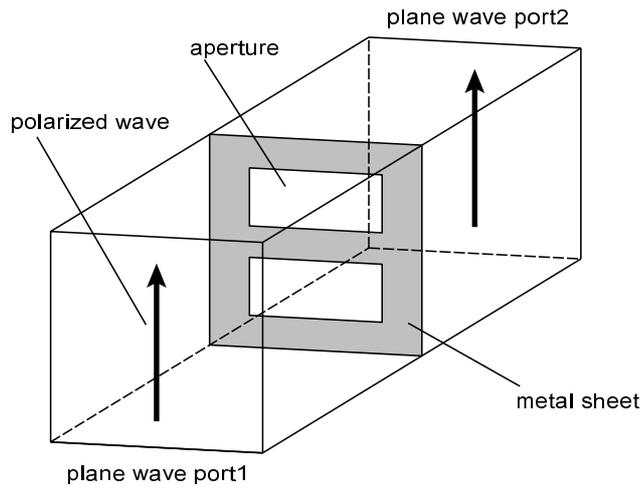
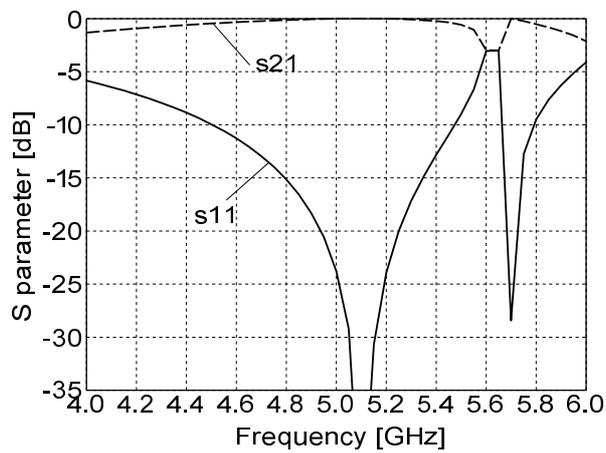
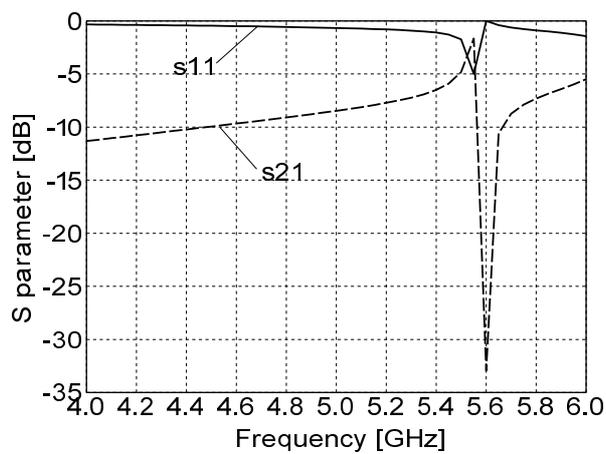


図 4.4: 側面板の通過シミュレーション周期構造



(a) 垂直偏波



(b) 水平偏波

図 4.5: 側面板の S パラメータ ( $w = 6 \text{ mm}$ )

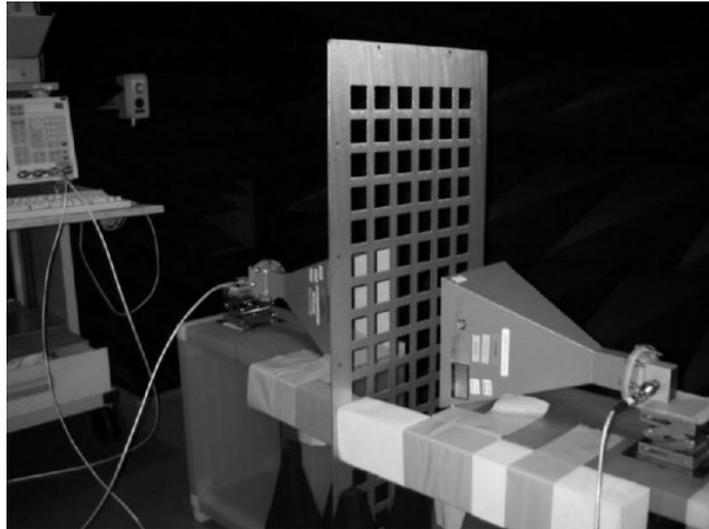
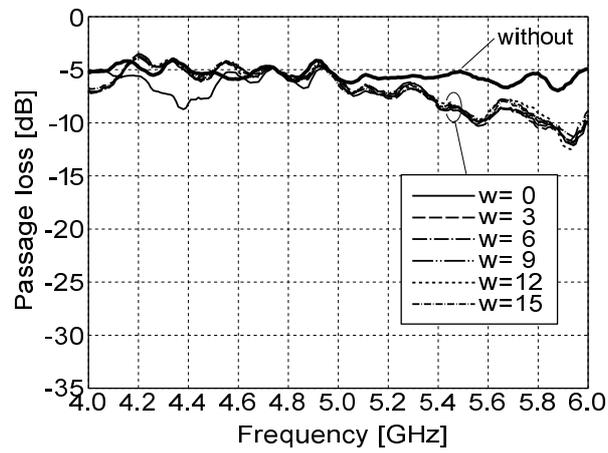
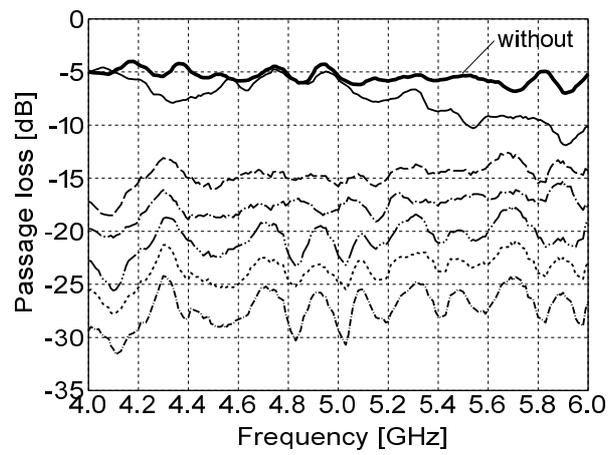


図 4.6: 側面板の通過損失実験



(a) 垂直偏波



(b) 水平偏波

図 4.7: 側面板の通過損失

## 4.4 二重電波反射箱内の伝搬環境の統計的性質

### 4.4.1 伝搬環境の測定方法

実際に製作した、仕切り幅  $w$  が 0, 3, 6, 9, 12, および 15 mm の側面板を用い、それぞれの側面板で内部反射箱を囲んだ場合の伝搬環境を測定した。図 4.8 に測定系を示す。この図での座標系は図 3.2 と異なっている。送信アンテナとして、半波長ダイポールアンテナを  $45^\circ$  傾斜させ、受信側に向けて  $45^\circ$  偏波を放射する状態とし、受信アンテナとして、垂直配置の半波長ダイポールアンテナ（水平面垂直偏波無指向性）、または水平配置の半波長ダイポールアンテナ（水平面水平偏波 8 の字指向性）を内部の反射箱内の中心に設置している。送受信アンテナの設置高さは 1 m であり、一定とする。図 4.9 に示すように、受信アンテナを電動スライダに取り付け、内部反射箱の中心から  $x$  方向に移動量 200 mm, 2 mm ステップ（合計 101 ポイント）で移動し、各位置での伝搬特性をベクトルネットワークアナライザ（VNA）を用いて測定する。移動量 200 mm は、5.1 GHz において 3.4 波長分に相当する。測定周波数は 5.0 ~ 5.2 GHz の 1,601 ポイントである。今回は周波数  $1,601 \times$  空間  $101 = 161,701$  ポイントのすべての測定データを用いて統計的処理を行う。周波数帯域およびデータ数が多いため、伝搬特性は十分平均化されたものとなる。

また、外側の反射箱の床面には大きさ 61 cm  $\times$  61 cm, 厚み 1.9 cm の電波吸収シートが配置され、0 ~ 6 枚まで枚数を変更することとし、図 4.8 における電波吸収シートに振られた番号は配置する際の順番を表している。また、電波吸収シートの 5 GHz 帯における反射係数は約  $-20$  dB である。

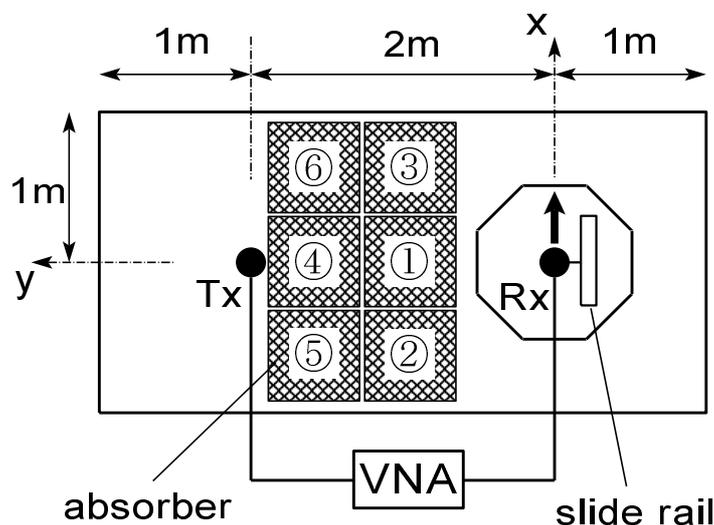


図 4.8: 二重電波反射箱の測定系

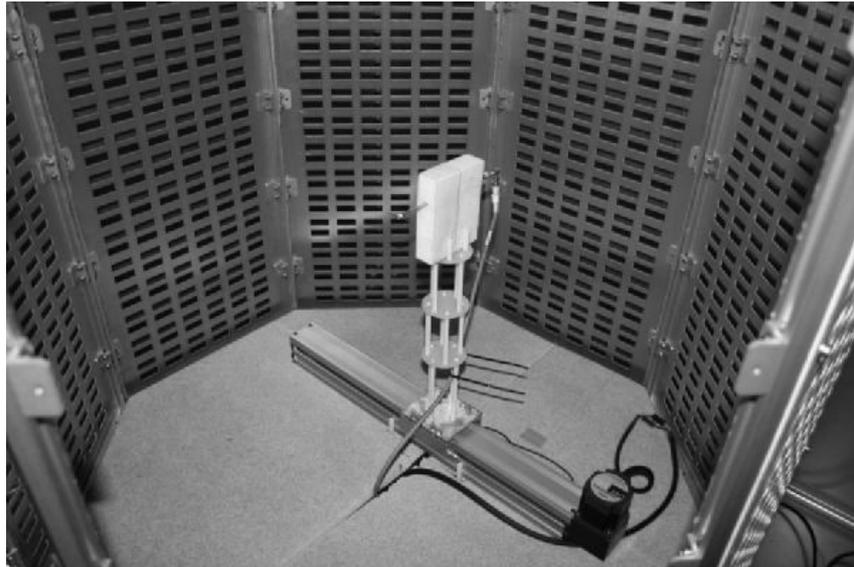
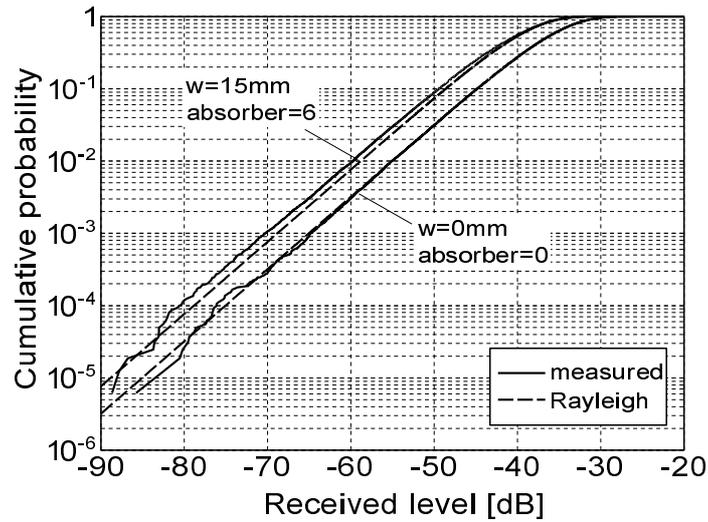


図 4.9: 内部反射箱の内部

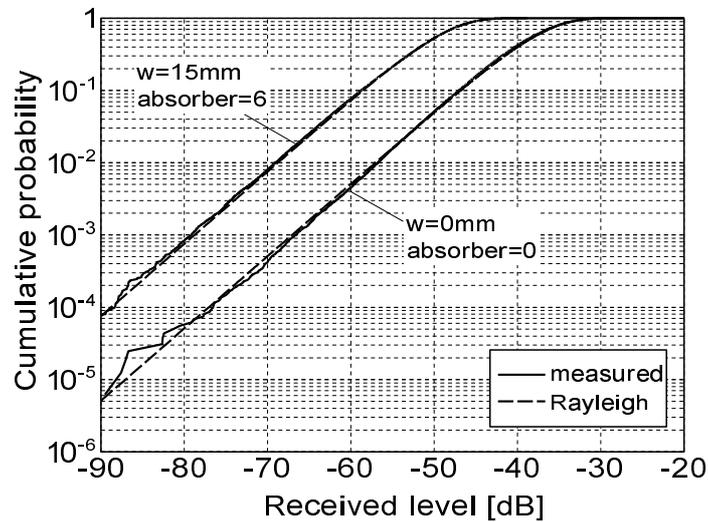
#### 4.4.2 受信レベル

まず、受信レベルの累積確率分布を図 4.10 に示す．ここでは、例として、受信アンテナを半波長ダイポールの垂直配置または水平配置とし、それぞれの場合において、側面板の仕切り幅  $w = 0\text{ mm}$ 、かつ、外側の反射箱内の電波吸収シートが無い（0 枚）場合と、幅  $w = 15\text{ mm}$ 、かつ、電波吸収シートが 6 枚の場合を示す．破線は、測定した受信レベルの累積確率分布と同じ中央値を持つレイリー分布理論値であり、測定値と良く一致している．従来の電波反射箱と同様、このような反射波が卓越する環境では、見通し内配置であったとしても直接波の影響は無視され、レイリーフェージング環境が実現できている．各偏波において、仕切り幅  $w$  や電波吸収シートの枚数を変化させると受信レベルが変化するが、今回実験した範囲ではレイリー分布が維持されていることが確認された．

図 4.11 に、電波吸収シートの枚数をパラメータとした場合の仕切り幅  $w$  に対する受信電力の中央値の変化を示す．電波吸収シートが増えるにしたがい受信レベルが減少するが、垂直偏波については、仕切り幅  $w$  に関わらずほぼ一定値を保っており、水平偏波については、仕切り幅  $w$  が大きくなるにつれて受信レベルが減少している．ここで、垂直偏波と水平偏波の受信レベルの中央値の比を XPR とすると、図 4.12 に示すように、仕切り幅  $w$  を大きくするほど XPR を大きくすることができ、最大の XPR としては  $w = 15\text{ mm}$  のときに  $9.6\text{ dB}$  が得られている．これは、前述した側面板の通過量の差  $20\text{ dB}$  に比べて大幅に減少している．原因としては、側面板を通過した垂直偏波成分が、内部の反射箱内で反射を繰り返すうちに一部が水平偏波成分となるためである．また、電波吸収シートの枚数に対する XPR の変化は約  $1\text{ dB}$  と小さく、XPR は主に仕切り幅  $w$  に依存しているといえる．また、仕切り幅  $w = 0\text{ mm}$  の場合に、XPR がすでに  $1.5 \sim 2.5\text{ dB}$  程度となっている．これ



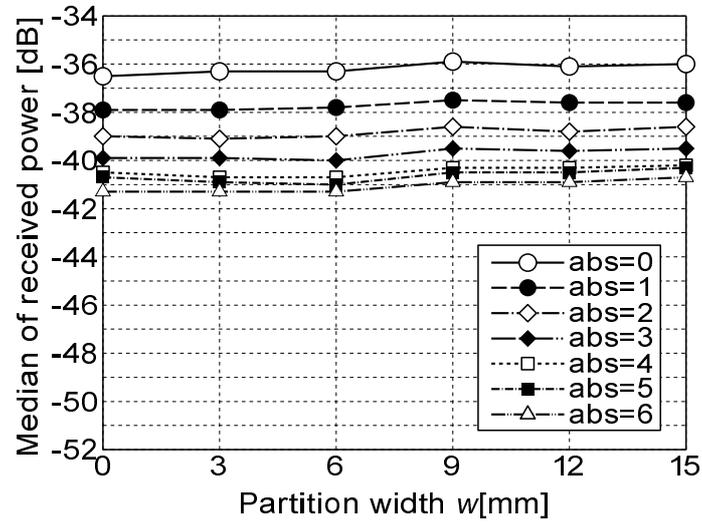
(a) 垂直偏波



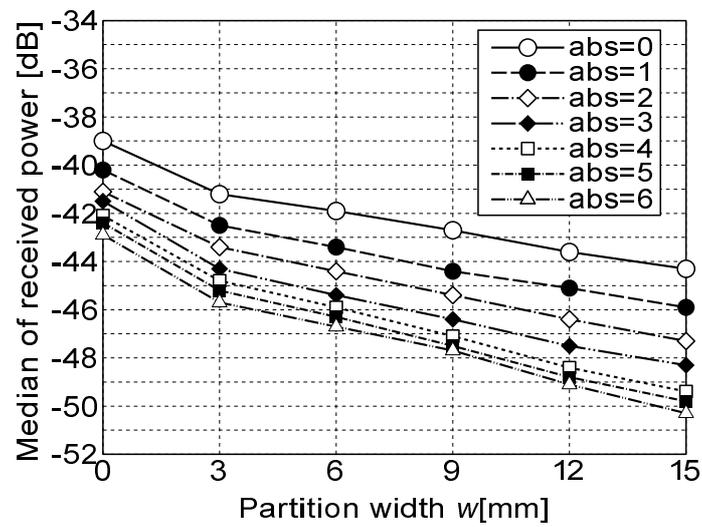
(b) 水平偏波

図 4.10: 受信レベルの累積確率分布

は、内部の電波反射箱の上下板に貼り付けられた電波吸収シートによって、上下方向からの到来電波が遮断されるためである。垂直ダイポールの場合は最大放射方向を含む無指向面が水平面となり、上下方向からの到来波が遮断されても受信電力の低下は少ない。一方、水平ダイポールの場合は最大放射方向を含む無指向面が垂直面となり、電波吸収シートによって遮られる電力が大きいため、受信電力が垂直ダイポールの場合に比べて低下しているためと考えられる。また、内部反射箱の上下板に貼り付けられた電波吸収シートを取り払った場合は、各偏波における指向性による差がなくなり、XPRは0dB（電波吸収シートが0枚のとき、受信電力の中央値は約-31dB）が得られ、従来の反射箱と同等の特性となる[39]。



(a) 垂直偏波



(b) 水平偏波

図 4.11: 受信電力の中央値

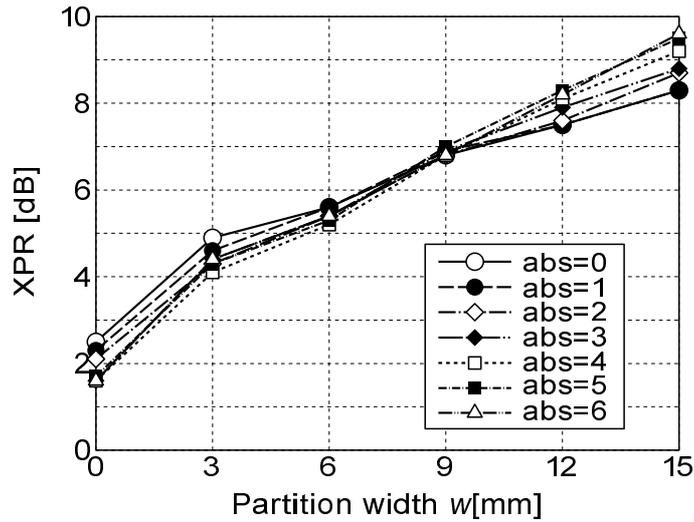


図 4.12: XPR

#### 4.4.3 遅延プロファイル

次に、垂直偏波成分と水平偏波成分の遅延プロファイルを求める。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  $h(\tau)$  により、式 (4.2) にように定義される [59].

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

$$h(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f) \exp(j2\pi f\tau) df \quad (4.2)$$

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。側面板の仕切り幅  $w = 0, 15$  mm のそれぞれの場合において、外側の電波吸収シートが 0 枚と 6 枚のときの遅延プロファイルを図 4.13 に示す。いずれの場合においても遅延プロファイルは、ノイズレベルに達する前の  $-90$  dB 以上のレベルではほぼ直線と見なすことができ、次式で表される指数関数形プロファイルで近似できる。

$$p(\tau) = \frac{P_R}{\sigma_\tau} \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_\tau}\right) \quad (4.3)$$

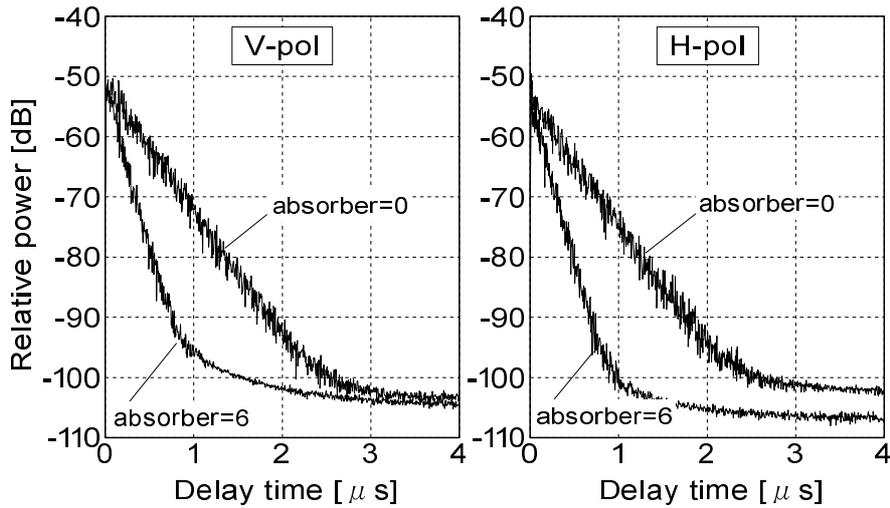
ここで、指数関数の時定数である遅延スプレッドは式 (4.4) から算出することができる [59].

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{1}{P_R} \int_0^{\infty} \tau^2 p(\tau) d\tau - \tau_m^2} \quad (4.4)$$

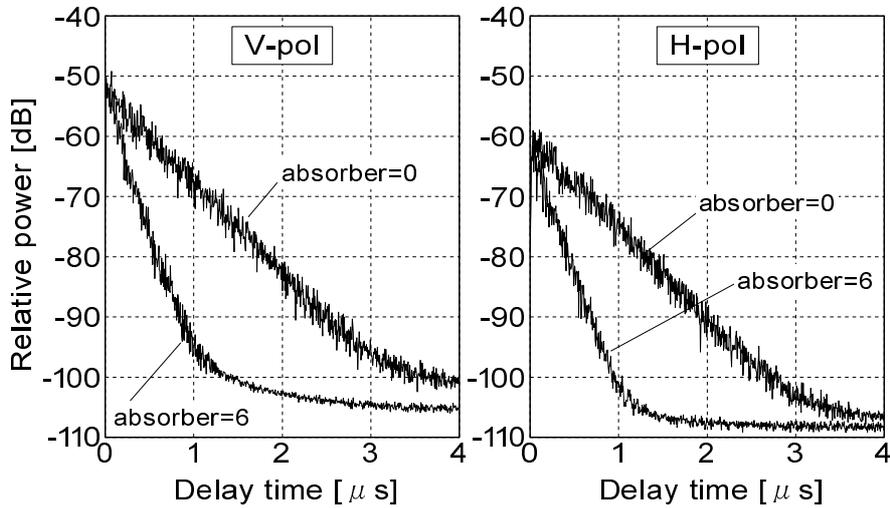
$$P_R = \int_0^{\infty} p(\tau) d\tau \quad (\text{平均電力}) \quad (4.5)$$

$$\tau_m = \frac{1}{P_R} \int_0^{\infty} \tau p(\tau) d\tau \quad (\text{平均遅延}) \quad (4.6)$$

図 4.14 に、仕切り幅  $w$  をパラメータとした場合の電波吸収シートの枚数に対する遅延スプレッドの変化を示す。電波吸収シートが全く無い場合 [39] での遅延スプレッド値約  $0.6 \mu\text{s}$



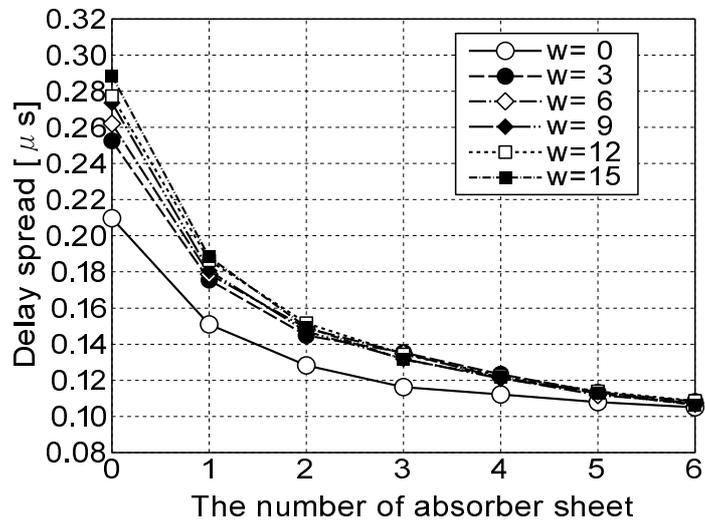
(a)  $w = 0$  mm



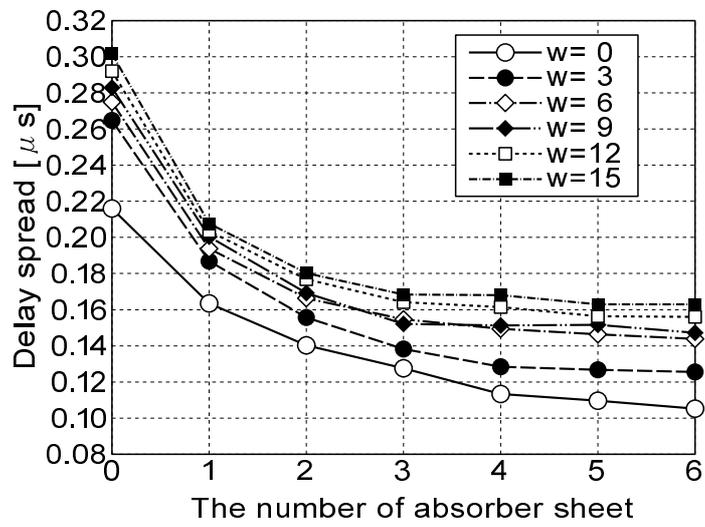
(b)  $w = 15$  mm

図 4.13: 遅延プロファイル

に比べて、電波吸収シートが0枚の場合で  $0.2 \sim 0.3 \mu\text{s}$  と半分以下に減少している。これは内部反射箱の上下板に貼り付けられた電波吸収シートの影響によるものである。そして、電波吸収シートの枚数が増えるにしたがい、遅延スプレッドは減少していく。仕切り幅  $w$  が大きいほど、遅延スプレッドが増加する傾向があるが、遅延スプレッドは主に電波吸収シートの枚数に依存しているといえる。 $w = 15$  mm の場合、垂直偏波で  $0.11 \sim 0.29 \mu\text{s}$  まで、水平偏波で  $0.16 \sim 0.30 \mu\text{s}$  まで遅延スプレッドを制御することができた。また、垂直偏波と水平偏波で遅延スプレッドの値に差異が生じているが、これは、内部反射箱の内部において、水平偏波成分については遮蔽効果により反射を繰り返す、遅延量が増えるためと考えられる。側面板の内側に反射を抑制する構造を設けることで差異は縮まると考えられるが、この検討については本章の後半で行う。



(a) 垂直偏波



(b) 水平偏波

図 4.14: 遅延スプレッド

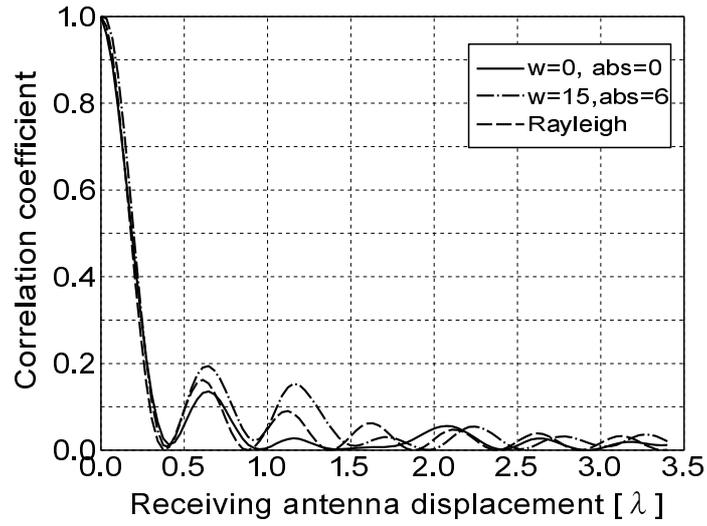
#### 4.4.4 空間相関

次に、内部反射箱の中心（移動量 0 mm）での測定値による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する。

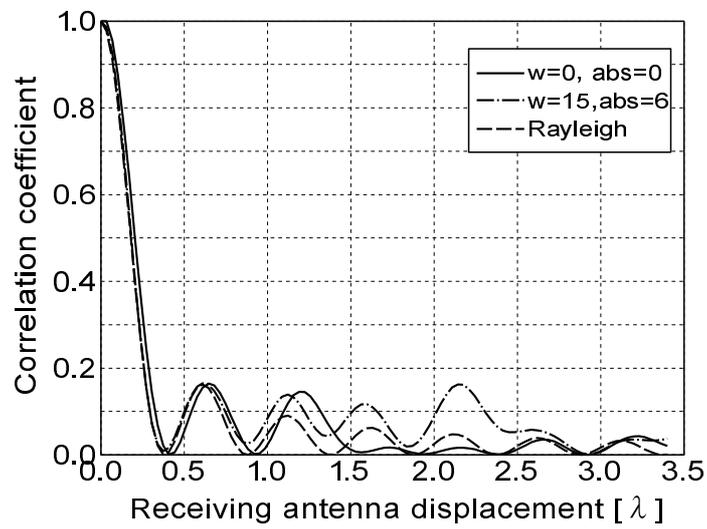
図 4.15 は空間相関を示す。ここでは、受信アンテナを半波長ダイポールの垂直配置または水平配置とし、それぞれ場合において、側面板の仕切り幅  $w = 0$  mm、かつ、外側の反射箱内の電波吸収シートが無い（0 枚）場合と、幅  $w = 15$  mm、かつ、電波吸収シートが 6 枚の場合を示す。横軸は測定ポイントの位置を  $f = 5.1$  GHz での波長（= 58.8 mm）で正規化している。垂直偏波受信時については、 $x$  方向の移動に加えて、 $-y$  方向の移動（送信アンテナから遠ざかる方向）の場合も示している。また、破線はレイリーフェージング環境においてマルチパス波が水平面で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あり、垂直偏波の場合は式 (4.7) から算出したものである [59]。

$$\rho_P(d) = |J_0(kd)|^2 \quad (4.7)$$

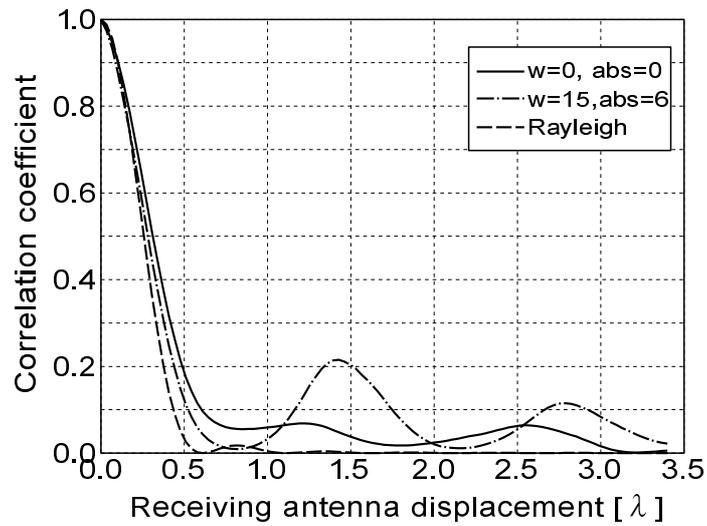
ここで、 $J_0$  は 0 次のベッセル関数、 $k$  は波数を表している。また、水平偏波の場合は、ダイポールの水平面の電力指向性を  $|\sin \theta|^2$ （ $x$  方向が  $\theta = 0$ ）として理論値を計算している。理論値と測定値はおおよそ 0.2 以上の範囲で類似しており、また、仕切り幅や電波吸収シートの枚数の変化に対して、空間相関に大きな変化がないこと、さらに、 $x$  方向と  $-y$  方向の空間相関が同等であることから、内部反射箱の中心部での到来角度分布は統計的に周囲一様分布であることが推定できる。理論値に比べて、メインローブが広がり、ヌル点がやや距離が大きい方にずれる傾向が見られるが、文献 [39], [49] で示された特性よりも理論値に近い特性となっている。これは、内側反射箱の上下板に貼り付けられた電波吸収シートにより、到来角度分布がより二次元分布に近づいているためである。



(a) 垂直偏波 ( $x$  方向)



(b) 垂直偏波 ( $-y$  方向)



(c) 水平偏波 ( $x$  方向)

図 4.15: 空間相関

## 4.5 改良型二重電波反射箱の検討

本章の前半で提案した二重電波反射箱によって XPR の制御が可能となったが、いくつかの課題が出てきた。まず、仕切り幅の異なる側面板を 8 枚ずつ用意する必要があり、重量のある側面板を交換する作業の効率が悪いという問題があった。また、内部反射箱の側面板において、水平方向の仕切りのみを扱ったため、水平偏波の通過量の変化を確認しただけであり、垂直偏波の抑制についても確認が必要である。また、受信アンテナについては、垂直偏波の水平面指向性が無指向性であるのに対して、水平偏波の水平面指向性が 8 の字指向性であったため、垂直偏波と水平偏波の受信レベルに差が生じていた。したがって、厳密な XPR の評価のためには、垂直偏波と水平偏波の水平面指向性、および受信レベルが同等であることが望ましい。さらに、内部反射箱内での反射波の抑制が課題であった。反射波を抑制できれば、さらに XPR の変化量を増やすことが可能となる。

本章の後半では、上記課題を解決するとともに、二重電波反射箱を改良し、XPR の制御に加え、受信側の空間相関、すなわち、到来波分布の制御が可能となる電波反射箱を実現することを目指す。

まず、XPR と到来波分布の制御が可能な二重電波反射箱の設計法を示し、今回構築した測定系の概要を示す。次に、製作した二重反射箱内を用いて、XPR および到来波分布の制御実験の結果、および、 $4 \times 4$  MIMO 通信時のチャネル特性をの測定結果を示し、所望の到来波分布が実現できているかどうかを確認する。

### 4.5.1 内部反射箱の側面板の改良

改良する箇所は二重電波反射箱の内部反射箱の側面板についてであり、全体的な構成は変わらない。図 4.16 は内部反射箱の外観写真である。改良後の内部反射箱の側面板にも周期的な開口があるが、側面板の表面に誘電体基板が貼り付けられており、開口は見えない状態となっている。

図 4.17 に改良した側面板の構造を示す。側面板の基本的構造は、前回とほぼ同様であり、周期的な正方形開口の格子状配列となっている。今回は、開口の表面に厚み 1 mm のガラスエポキシ基板が装着できるようになっており、その表面には、幅 3 mm、長さ  $l$  [mm] の長方形の銅箔パターンが形成されている。ここでは、これを反射素子とよぶ。反射素子の長さを変えることによって、反射素子の長軸方向の偏波成分の電波通過量を制御するはたらしめを持たせる。反射素子がプリントされた誘電体基板は軽量であり、基板のみを交換すればよいので、側面板そのものを交換するよりも作業効率が高い。また、その基板は、1 枚の側面板と同じ大きさではなく、いくつかの正方形に分割されており、基板の向きを  $90^\circ$  回転させて取り付ければ、反射素子の方向も  $90^\circ$  回転することになるので、垂直偏波の制御だけでなく、水平偏波の制御も可能となる。また、新たに改良した点として、開口の裏面には  $1/4$  波長の間隔で  $377 \Omega$  の抵抗皮膜を貼り付けている。表面からの入射波は反射係数  $1/3$  で一部は反射し、残りは通過する。一方、裏面方向からの入射波は、金属の存在に

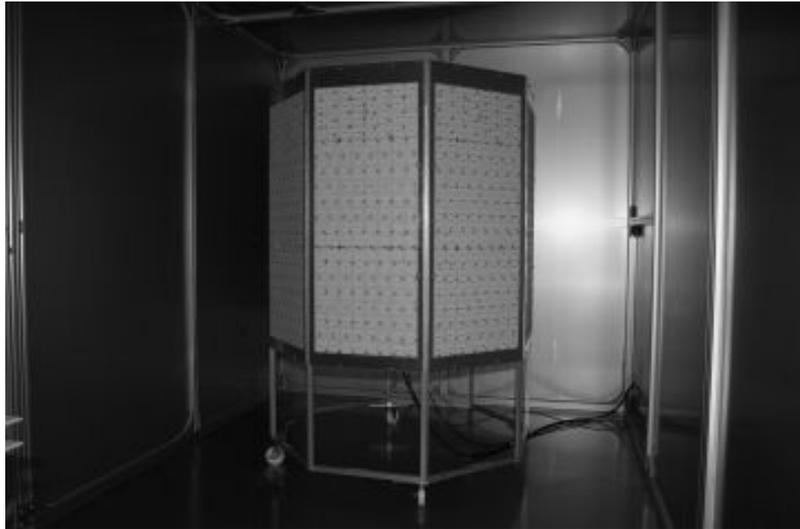


図 4.16: 改良した内部反射箱の外観

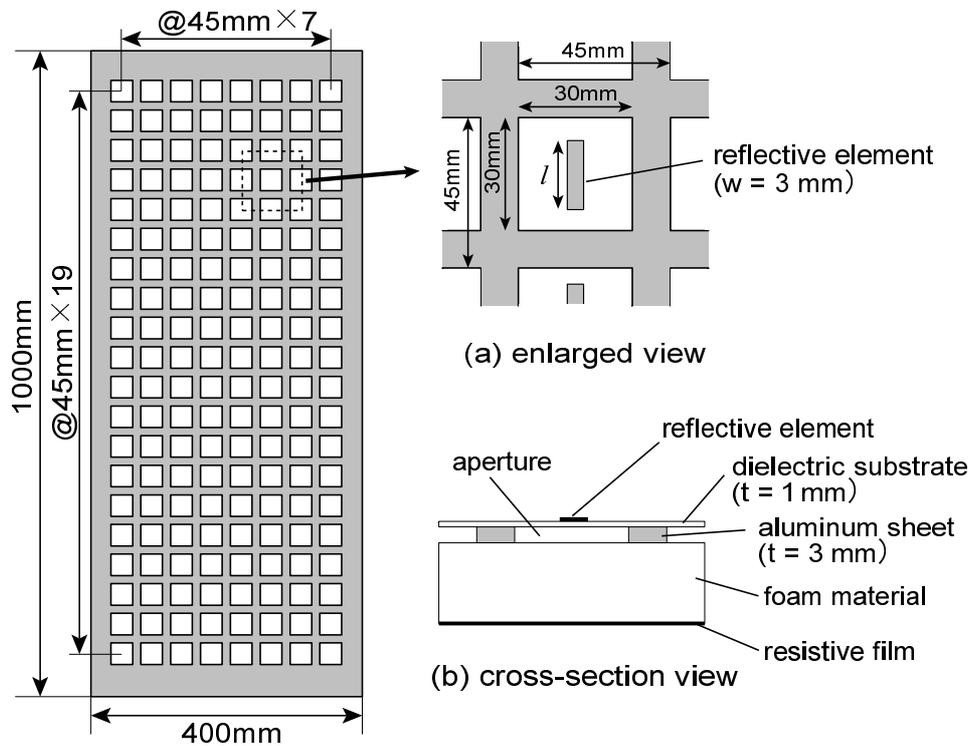


図 4.17: 改良した側面板の構造

よって大部分は抵抗皮膜に吸収される。このはたらきにより、内部反射箱内の多重反射を抑制でき、側面板を通過した電波のみを受信アンテナに受信させることができる。さらに、開口の表面にガラスエポキシ基板の代わりに金属板を装着して開口を塞ぐことにより、完全な1/4波長型電波吸収体 [60] となり、表面からの電波は完全に遮断され、裏面からの電波は吸収される状態となる。

開口の設計についても、前回と同様、正方形開口の大きさと配列間隔をシミュレーション (HFSS Ver.12) で決定した。計算の結果、正方形開口の一辺の大きさを 30 mm (0.51 波長)、配列間隔を 45 mm (0.765 波長) とした。誘電体基板が存在する影響で、前回よりも各寸法が小さくなっている。以後、これらの寸法は固定とする。

図 4.18 はシミュレーションにおける周期単位構造である。誘電体基板や抵抗皮膜を含めてシミュレーションを行っている。図 4.19 は、反射素子長が  $l = 0$  mm (反射素子なし) の場合、および  $l = 22.5$  mm の場合の S パラメータ特性の計算値を示している。シミュレーションの結果、反射素子なしの場合には、5.1 GHz 帯において、S11, S22 とともに約 -10 dB であり、S21 は約 -4 dB となっており、これは、反射係数 1/3 の状態、すなわち自由空間上に  $377 \Omega$  の抵抗皮膜が存在する状態とほぼ同等である。反射素子長  $l = 22.5$  mm の場合は最も入射波が抑制される状態であり、S11 はほぼ全反射となり、S21 は -30 dB 以上抑制されている。また、S22 は約 -20 dB であり、裏面での反射波が抑制されていることがわかる。これは、反射素子と抵抗皮膜の組み合わせにより、1/4 波長型電波吸収体としてはたらくためである。

実際に、シミュレーションで決定されたパラメータをもとに側面板を製作し、電波の通過量の実験を行った。図 4.20 は実験の様子であり、ホーンアンテナを対向させ、その中間に側面板を配置して、通過損失を測定した。図 4.21 に通過損失の測定結果を示す。図には側面板が無い状態 (without) も併せて示している。測定結果は以下のように、ほぼシミュレーションの傾向を再現している。S11 については、反射素子長を長くするほど反射が大きくなっている。S21 については、反射素子長を長くするほど通過量が抑制されている。S22 については、反射素子長に関係なく約 -15 dB であり、反射波が抑制されている。入射波の偏波方向と反射素子の長さ方向が直交する場合については、S パラメータは反射素子の長さの影響を受けず、 $l = 0$  mm の場合と同じような特性となる。

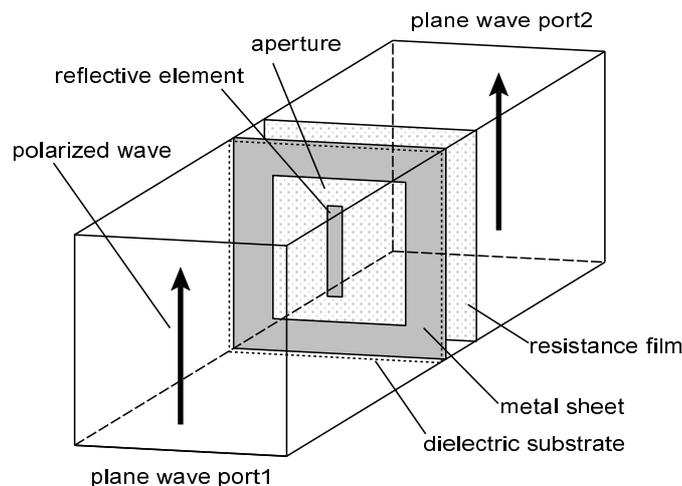
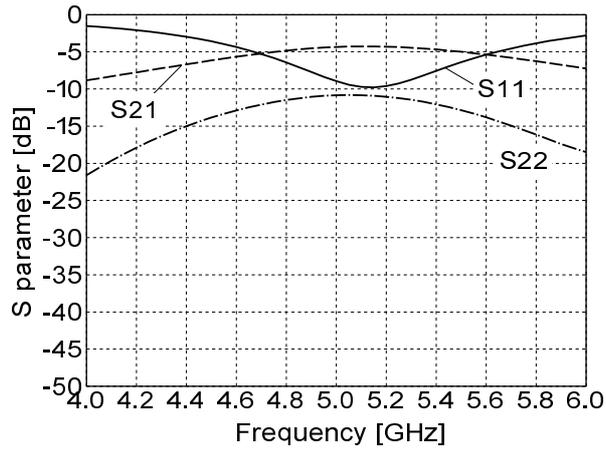
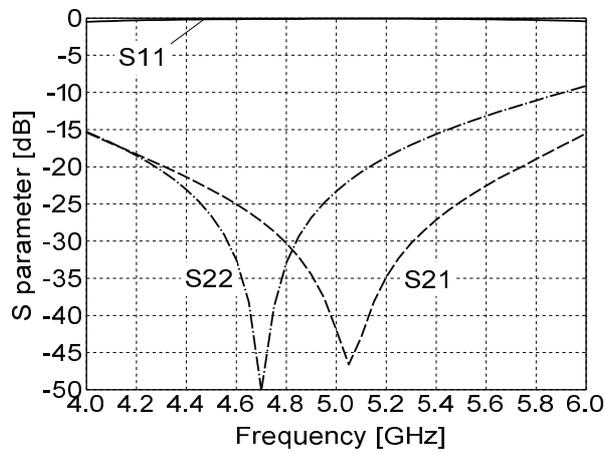


図 4.18: 改良型側面板の通過シミュレーション周期構造



(a)  $l = 0$  mm (反射素子なし)



(b)  $l = 22.5$  mm

図 4.19: 改良型側面板の通過損失のシミュレーション結果

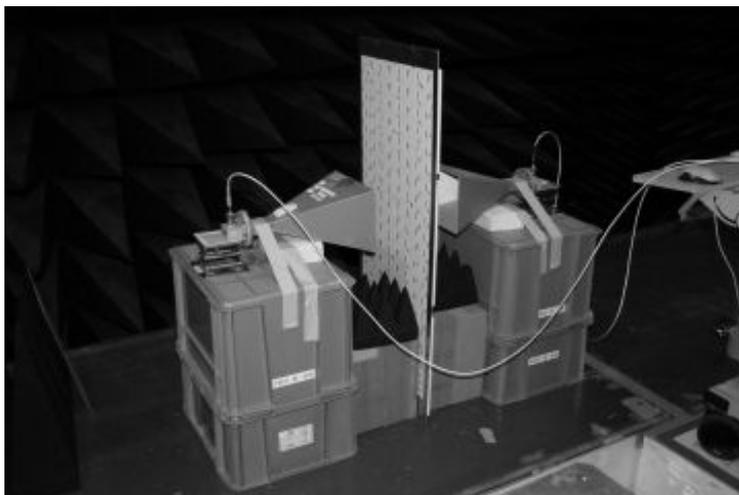
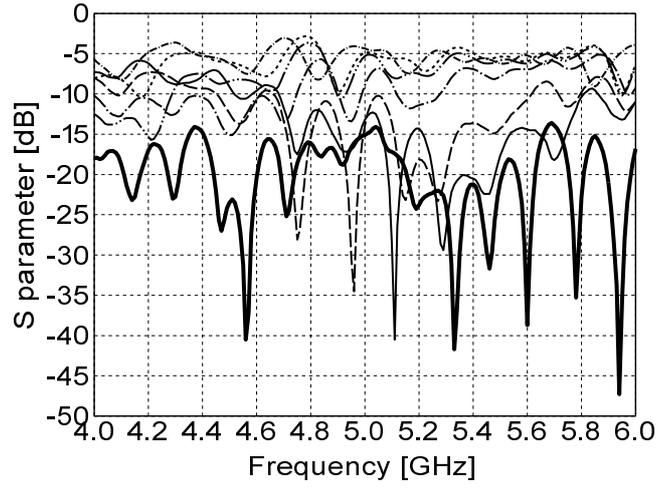
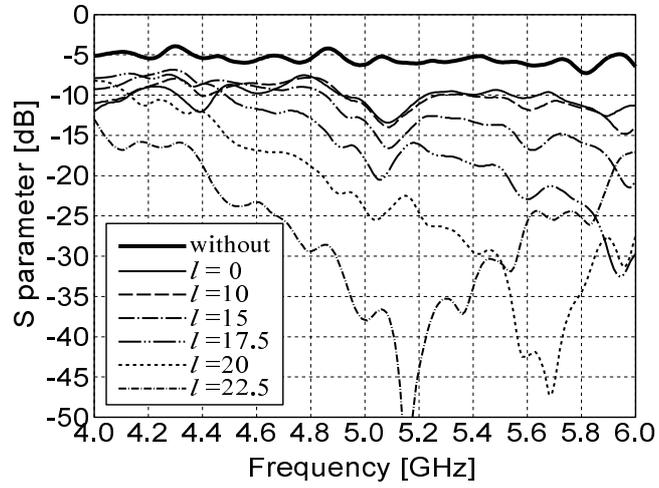


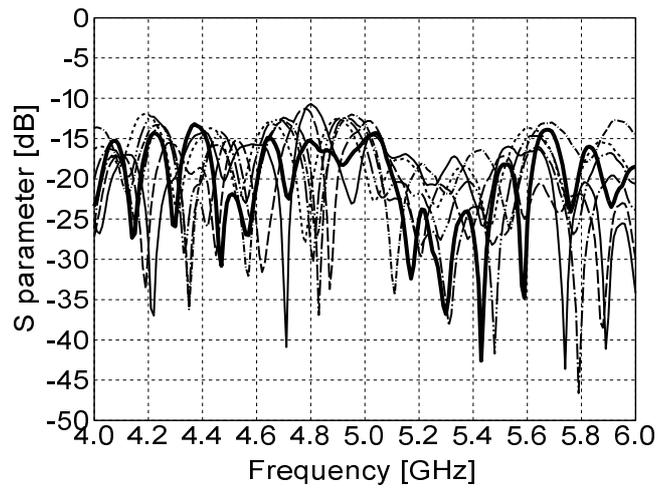
図 4.20: 改良型側面板の通過損失実験



(a) S11



(b) S21



(c) S22

図 4.21: 改良型側面板の通過実験結果

## 4.6 改良型二重電波反射箱の伝搬環境制御の実験

設計した側面板を用いて、改良した二重電波反射箱での伝搬環境の制御実験を行う。

### 4.6.1 伝搬環境実験の測定系

図 4.22 に測定系を示す。基本的には測定系は前回とほぼ同様である。送信アンテナとして、半波長ダイポールアンテナを  $45^\circ$  傾斜させ、受信側に向けて  $45^\circ$  偏波を放射する状態とし、受信アンテナは、垂直偏波無指向性アンテナとしてスリーブアンテナ、または水平偏波無指向性アンテナとして円筒スロットアンテナを内部反射箱内の中心に設置している。図 4.23 にそれぞれのアンテナの放射パターン、図 4.24 にリターンロス特性を示す。いずれのアンテナも水平面指向性は無指向性であるが、円筒スロットアンテナの水平面指向性は最大で約 3 dB の偏差を持っている。前方向の最大利得は 1.4 dBd であり、平均利得は 0 dBd である。平均利得はスリーブアンテナと同等であるため、両者の受信電力は同等とみなす。また、それぞれのアンテナのリターンロスは測定周波数である 5.1 GHz 帯において  $-10$  dB 以下となっている。送受信アンテナの設置高さは 1 m であり、一定とする。受信アンテナを電動スライダに取り付け、内部反射箱の中心を基準に  $x$  方向に移動量  $\pm 100$  mm、2 mm ステップ（合計 101 ポイント）で移動し、各位置での伝搬特性をベクトルネットワークアナライザを用いて測定する。移動量  $\pm 100$  mm は、5.1 GHz において  $\pm 1.7$  波長分に相当する。測定周波数は 5.0 ~ 5.2 GHz の 1,601 ポイントである。周波数  $1,601 \times$  空間  $101 = 161,701$  ポイントのすべての測定データを用いて統計的処理を行う。

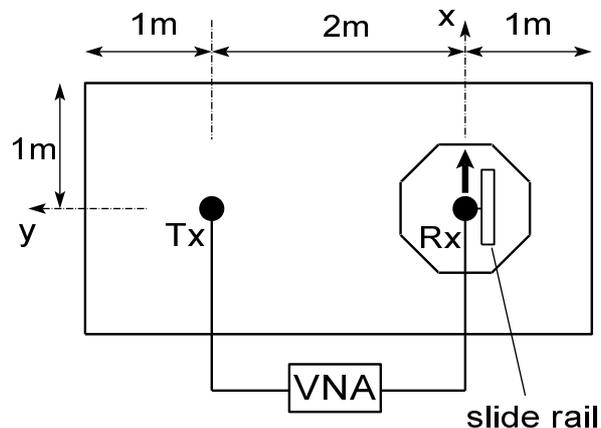


図 4.22: 改良型二重電波反射箱の測定系

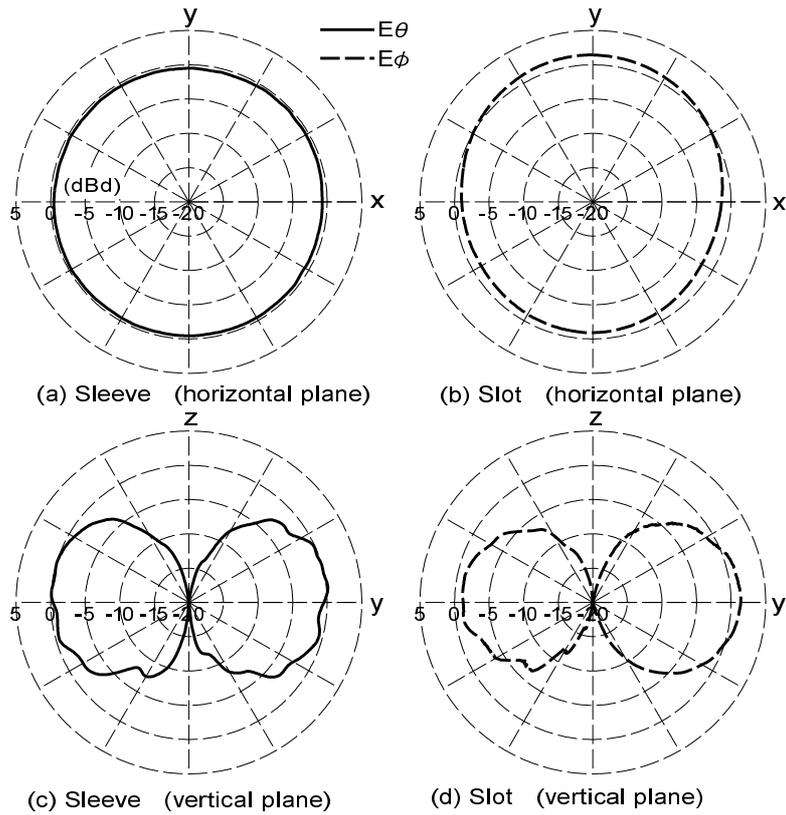


図 4.23: 受信アンテナの放射パターン

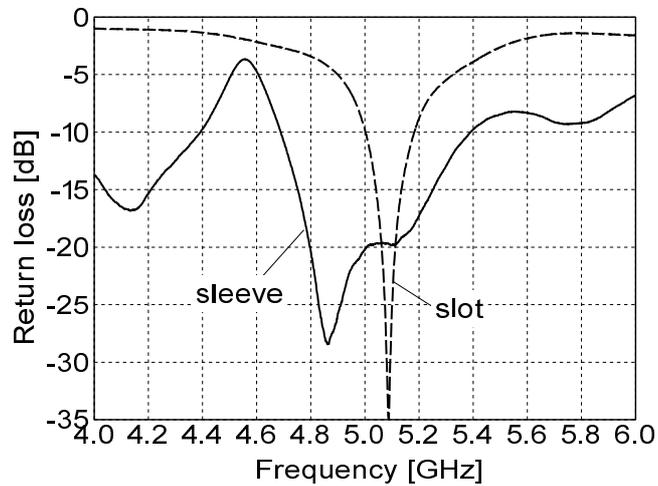


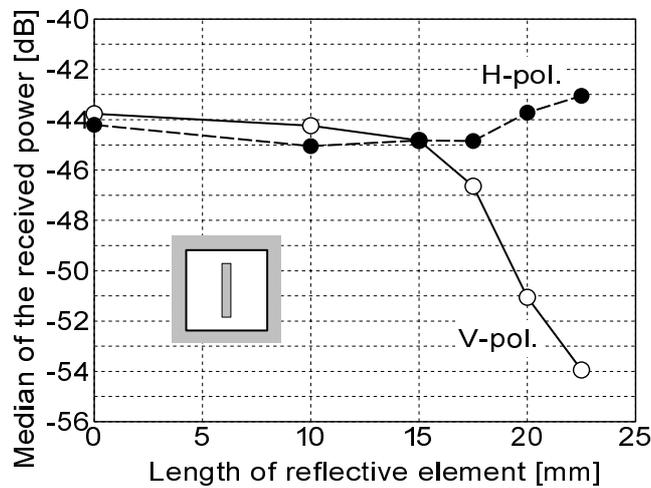
図 4.24: 受信アンテナのリターンロス

#### 4.6.2 XPR の制御実験

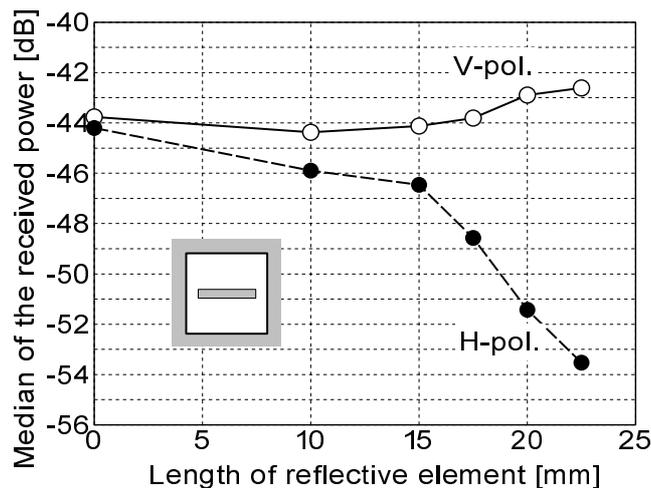
まず、XPR の制御実験を行う。8つの側面板の表面にはすべてガラスエポキシ基板を装着する。すべての基板上的反射素子の長さや向きは同じとする。内部反射箱への入射波は、

反射素子によって偏波特性が決められ、側面板を通過した電波は受信アンテナに水平面内で一様に到達すると期待される。垂直偏波受信用としてスリーブアンテナ、水平偏波受信用として円筒スロットアンテナを配置する。反射素子の方向は垂直方向、または水平方向とする。反射素子の長さ $l$ を、0、10、15、17.5、20、および22.5 mmと変化させ、そのときの受信電力の中央値を測定する。

図 4.25 は、反射素子の長さを変化させたときの、垂直偏波および水平偏波の受信電力の中央値を示す。反射素子が垂直方向の場合 (a) は、反射素子長が長くなるにしたがい、垂直偏波の受信電力が減少するが、水平偏波の受信電力の変化は少ない。同様に、反射素子が水平方向の場合 (b) は、反射素子長が長くなるにしたがい、水平偏波の受信電力が減少するが、垂直偏波の受信電力の変化は少ない。どちらの場合も反射素子長が $l = 22.5$  mm のときに、反射素子の向きと同じ方向の偏波成分を最も減少させている。ここで、垂直偏



(a) 反射素子が垂直方向



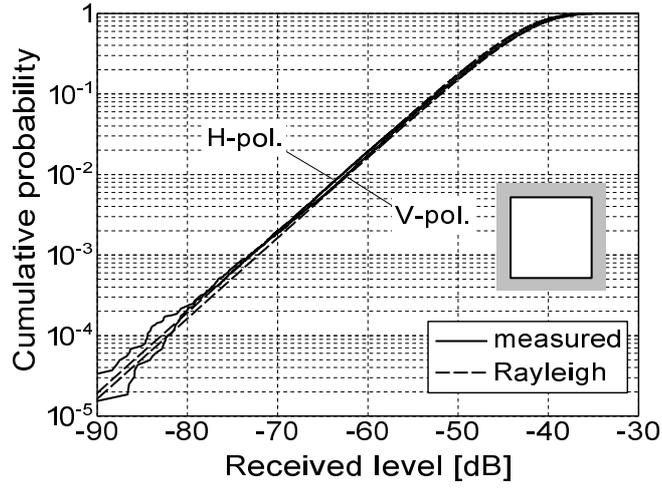
(b) 反射素子が水平方向

図 4.25: 各偏波の受信電力の中央値

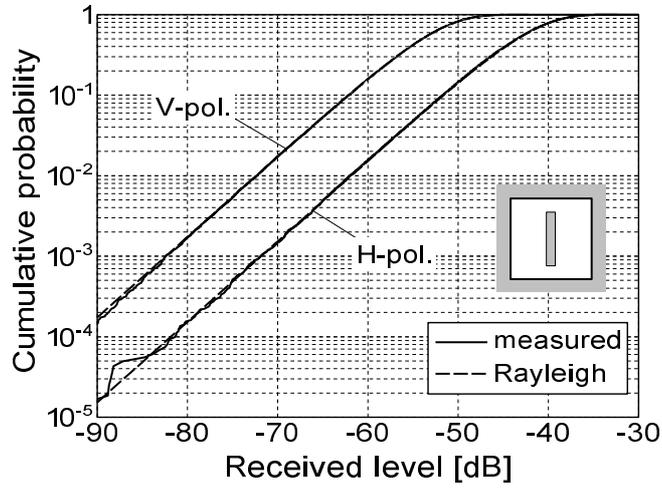
波と水平偏波の受信電力の比を XPR とする ( $XPR = P_H/P_V$ )。反射素子が垂直方向の場合には、XPR を 0 ~ -11 dB まで変化させることができ、反射素子が水平方向の場合には、XPR を 0 ~ +11 dB まで変化させることができている。したがって、反射素子の方向や反射素子長を変化させることによって、XPR を最大 -11dB から +11 dB まで変化させることができる。

図 4.26 に、反射素子長が 0, および 22.5 mm の場合の垂直偏波, および水平偏波の受信レベルの累積確率分布を示す。図には、測定値と同じ中央値をもつレイリー分布の理論値も併せて示している。測定された受信レベルの分布は偏波特性に関係なくレイリー分布となっていることがわかる。

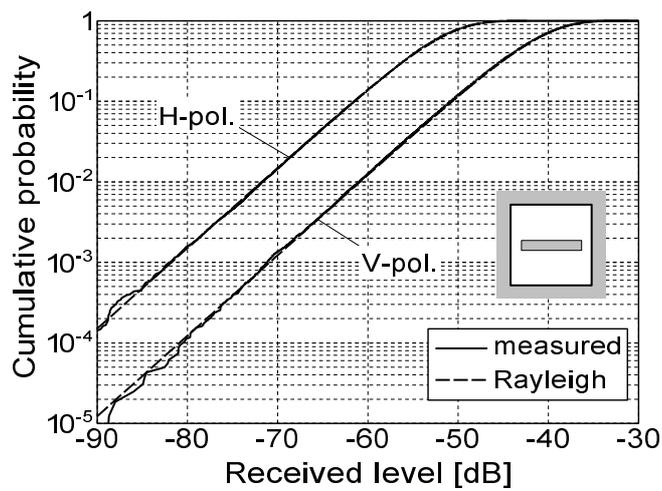
図 4.27 に、反射素子長が 0, および 22.5 mm の場合の垂直偏波, および水平偏波の空間相関特性を示す。中心点での受信電力を基準とし、それぞれの位置での受信電力の相関係数を求めている。なお、それぞれの位置での受信電力は周波数領域において平均している。この図では、式 (4.7) で表される水平面一様の到来分布の場合の空間相関の理論値も併せて示している。測定値と理論値は偏波特性に関わらずほぼ一致していることがわかる。したがって、すべての側面板の反射素子の長さや向きが等しい場合には、到来波分布は水平面一様であることが推定できる。



(a) 反射素子なし ( $l = 0$  mm)

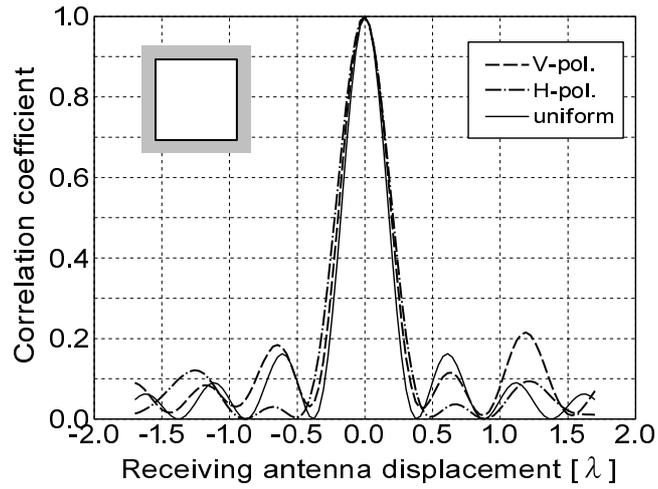


(b) 垂直反射素子 ( $l = 22.5$  mm)

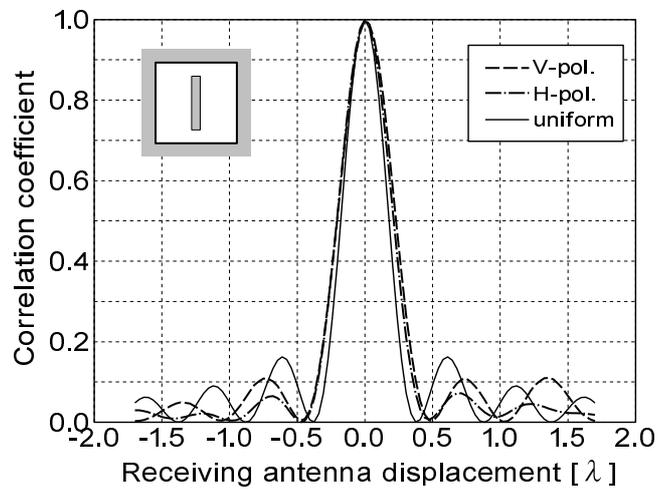


(b) 水平反射素子 ( $l = 22.5$  mm)

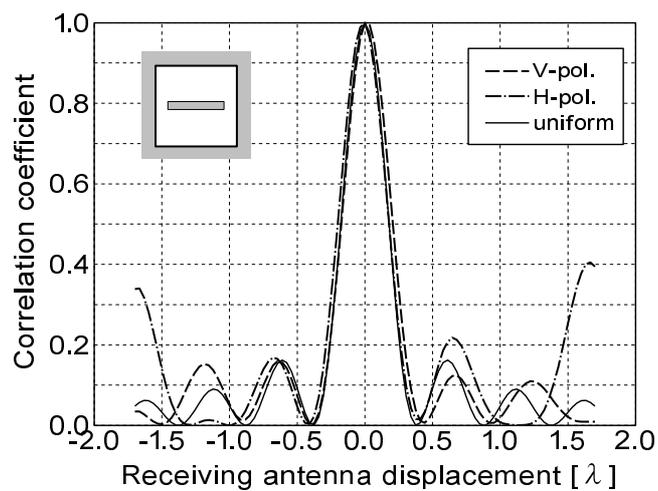
図 4.26: 各偏波の受信電力累積確率分布



(a) 反射素子なし ( $l = 0$  mm)



(b) 垂直反射素子 ( $l = 22.5$  mm)



(b) 水平反射素子 ( $l = 22.5$  mm)

図 4.27: 各偏波の空間相関

### 4.6.3 到来波分布の制御実験

次に，到来波分布の制御実験を行う．図 4.28 に到来波分布の設定方法を示す．電波を通過させる範囲の側面板の表面には反射素子なし ( $l = 0 \text{ mm}$ ) のガラスエポキシ基板を装着し，電波を遮断する範囲の側面板の表面には金属板を装着する．到来波の中心角を  $\theta_0 = 90^\circ$  とし，通過角度  $2\phi$  は可変とする．ここでは，通過角度を  $45^\circ$ ， $90^\circ$ ，および  $135^\circ$  に選んでいる．これは，内部反射箱の側面板 1 枚，2 枚，および 3 枚に相当する．通過角度が  $360^\circ$  の場合は，前節の XPR 制御実験での  $l = 0 \text{ mm}$  の状態に相当する．

受信側での  $x$  方向の 2 次元の空間相関は次式で表される．

$$\rho_a(\Delta x) = \frac{\int_0^{2\pi} \Omega(\theta) e^{jk\Delta x \cos \theta} d\theta}{\int_0^{2\pi} \Omega(\theta) d\theta} \quad (4.8)$$

ここで， $\Omega(\theta)$  は到来波の電力角度分布である．予想される到来波の電力角度分布として，次式に示す角度範囲  $2\phi$  の一様分布を想定する．

$$\Omega(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{2\phi} & (-\phi \leq \theta - \theta_0 \leq \phi), \\ 0 & (\text{otherwise}). \end{cases} \quad (4.9)$$

側面板によって到来波分布を変えることができれば，空間相関特性に変化が表れることになる．式 (4.8) で計算される空間相関と測定で得られる空間相関を比較し，実際の到来波の角度分布を推定する．

受信アンテナは垂直偏波受信用としてスリーブアンテナ，または水平偏波受信用として円筒スロットアンテナを内部反射箱の中心に配置し，スライドレールで  $x$  方向に  $\pm 100 \text{ mm}$  移動しながらそれぞれの偏波の空間相関特性を測定する．

図 4.29 に測定した空間相関特性を示す．図は，通過角度範囲  $2\phi$  が  $45^\circ$ ， $90^\circ$ ，および  $135^\circ$  の場合を示しており，また，角度範囲  $2\phi$  の一様分布の到来波の場合の理論値も併せて示し

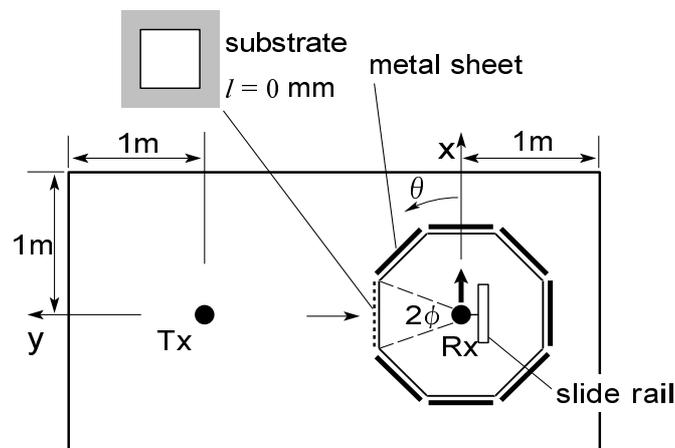


図 4.28: 到来波分布の設定方法.

ている。測定値と理論値はほぼ一致しており、通過角度範囲が狭くなるにつれて、空間相関のメインローブが広がっている。したがって、通過角度範囲に応じた到来波分布が実現できているといえる。さらに詳しく見ると、通過角度範囲  $2\phi$  が  $90^\circ$ 、 $135^\circ$ 、 $360^\circ$  (図 4.27 (a)) の場合には、測定値は一樣分布の理論値にほぼ一致しているが、通過角度範囲が  $45^\circ$  の場合には、測定値は中心位置から遠ざかるにつれて一樣分布の理論値からずれていく結果となった。図には、一樣分布と同じ標準偏差 (角度広がり) ( $\sigma = \phi/\sqrt{3}$ ) をもつラプラス分布 (次式) の理論値を示しているが、測定値はこのラプラス分布により近い分布となっている。

$$\Omega(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} \exp\left\{-\frac{|\theta - \theta_0|}{\sigma/\sqrt{2}}\right\} \quad (4.10)$$

同じ標準偏差をもつ一樣分布とラプラス分布の空間相関特性は、メインローブの中心に近い領域ではほぼ一致するが、中心から離れた領域において違いが見られる。通過角度範囲  $2\phi$  が大きいときには、空間相関のメインローブが細くなり、一樣分布とラプラス分布の違いが少なくなる。したがって、この場合は、実際の到来波分布はどちらの分布を想定しても問題はない。一方、通過角度範囲  $2\phi$  が小さいときには、空間相関のメインローブが太くなり、一樣分布とラプラス分布の違いが目立つようになる。したがって、この場合は、実際の到来波分布を適切に判断する必要がある。測定の結果から、実際の到来波分布はラプラス分布に近い分布であると推定できる。

追加の実験として、通過角度  $2\phi = 45^\circ$ 、到来波の中心角が  $\theta_0 = 45^\circ$  の場合の空間相関特性を測定した。この状態は、内部反射箱を時計回りに  $45^\circ$  回転させた状態である。この場合、送信アンテナからの直接波は内部反射箱に入らない。図 4.30 から、図 4.29(c) と同様、測定値はラプラス分布に近いことがわかる。したがって、送信アンテナからの直接波の空間相関への影響は少ないことがわかる。

図 4.31 に受信電力の累積確率分布を示す。通過角度範囲  $2\phi$  が  $45^\circ$  と  $360^\circ$  の場合を示している。(a) は垂直偏波受信時、(b) は水平偏波受信時の分布である。ここで、 $2\phi = 360^\circ$  の場合は図 4.26(a) と同じである。水平偏波の測定の際には、円筒スロットアンテナの水平面指向性の偏差の影響を取り除くために、円筒スロットアンテナを回転し、 $+y$  方向 (前)  $-x$  方向 (左)  $-y$  方向 (後)  $+x$  方向 (右) の 4 方向を入射波の方向に向けて測定し、その 4 つのデータすべてを用いている。表 4.1 にそれぞれのアンテナ方向での受信電力の中央値をまとめている。

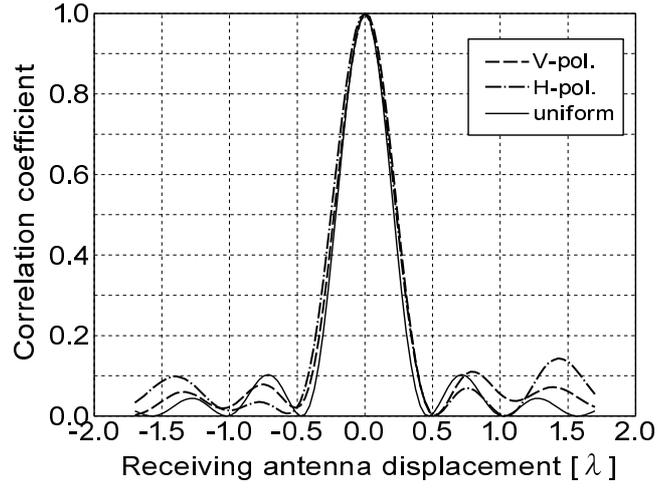
表 4.1: 円筒スロットアンテナの各方向における受信電力の中央値

antenna direction	$+y$ (front)	$-x$ (left)	$-y$ (back)	$+x$ (right)	all
median [dB]	-46.76	-48.50	-48.71	-48.30	-48.03

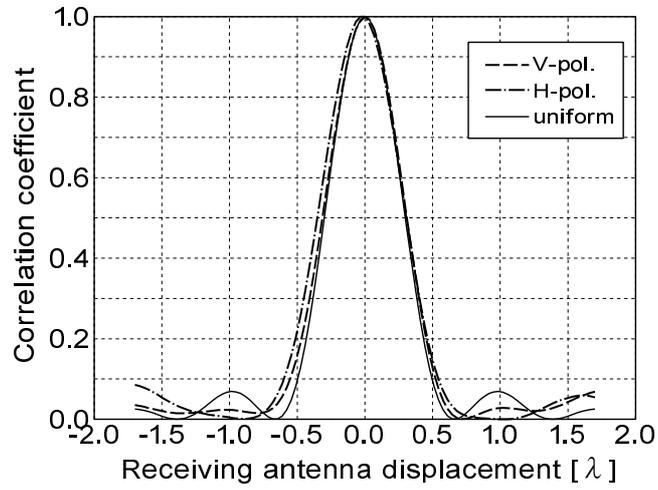
受信電力は  $+y$  方向で最大値となっており、すべてのデータの中央値は平均された値である。この両者の差は 1.27 dB であり、これは水平面指向性での最大利得と平均利得の差

1.4 dB にほぼ等しい。また、図には測定値と同じ受信電力中央値をもつレイリー分布の理論値を併せて示している。受信電力の分布は、通過角度範囲にかかわらずレイリー分布となっていることがわかる。

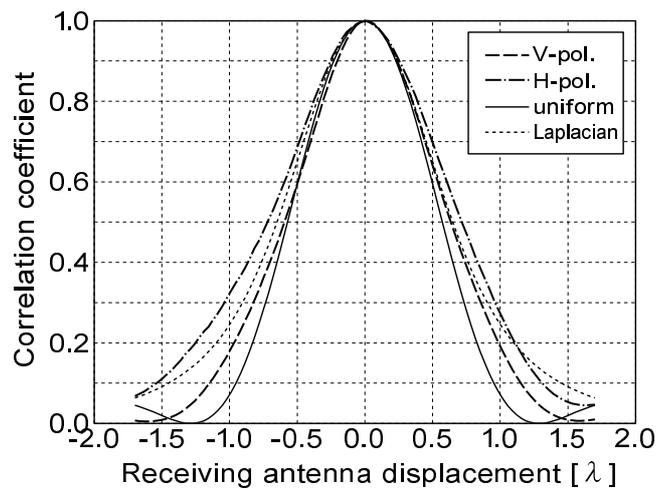
さらに、図 4.32 に、通過角度範囲が  $45^\circ$  の場合にも、同様に、反射素子の長さを変化させたときの垂直偏波および水平偏波の受信電力の中央値を示す。水平偏波の測定の際には、円筒スロットアンテナの  $+y$  方向（前）に向けており、表 4.1 でのレベル差 1.27 dB を差し引いた値を平均の値とみなしている。XPR は  $-11$  dB から  $+11$  dB まで変化させることができ、通過角度範囲を変えた場合にも XPR の制御が同様にできることがわかる。



(a)  $2\phi = 135^\circ$



(b)  $2\phi = 90^\circ$



(c)  $2\phi = 45^\circ$

図 4.29: 各通過角度範囲での空間相関特性

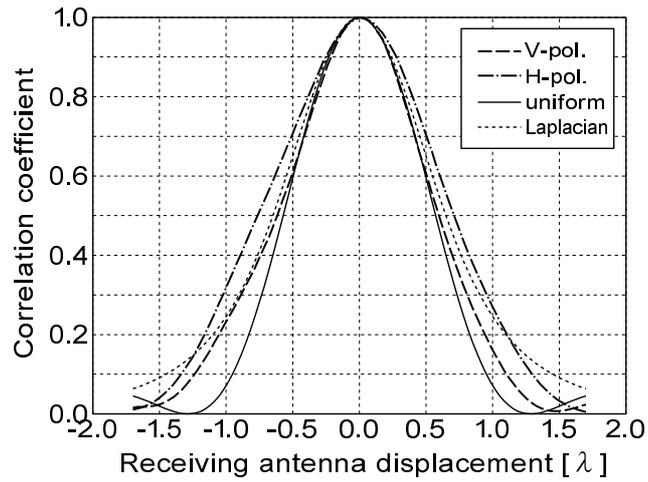
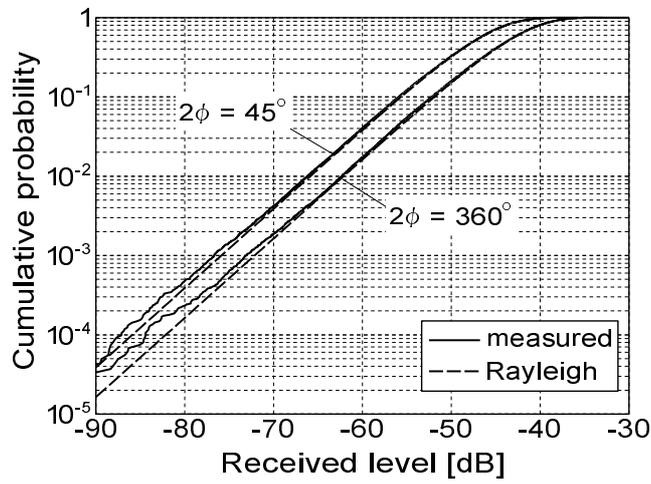
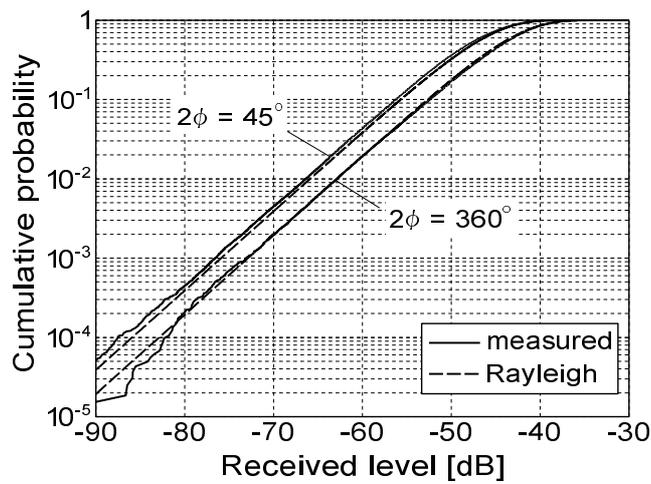


図 4.30:  $2\phi = 45^\circ, \theta_0 = 45^\circ$  の場合の空間相関特性 ( $l = 0$  mm)

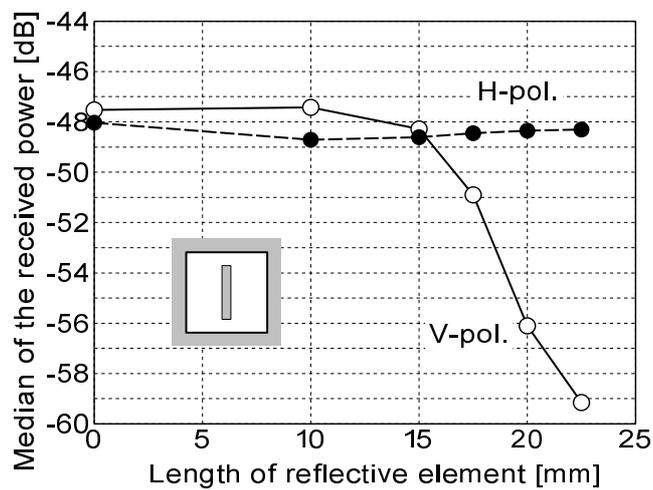


(a) 垂直偏波

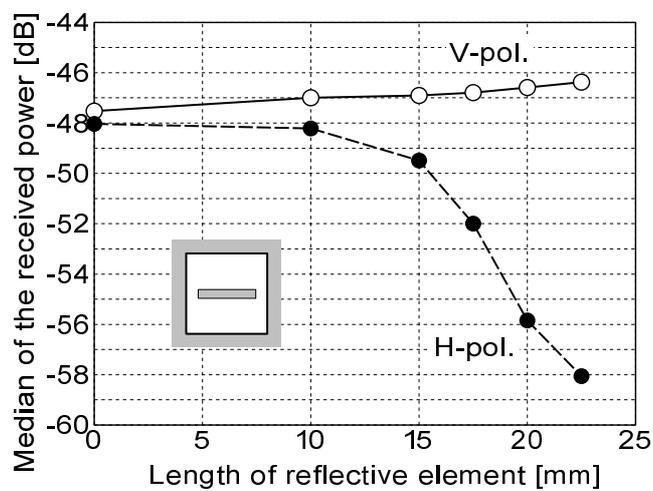


(b) 水平偏波

図 4.31:  $2\phi = 45^\circ, 360^\circ$  の場合の受信電力の累積確率分布 ( $l = 0$  mm)



(a) 反射素子が垂直方向



(b) 反射素子が水平方向

図 4.32: 各偏波の受信電力の中央値 (通過角度  $2\phi = 45^\circ$ )

#### 4.6.4 4 × 4 MIMO 通信時の固有値分布測定

最後に、到来角度分布に応じたチャネル特性が得られているかどうかを確認するために、4 × 4 MIMO アンテナアレーを使って、固有値分布を測定した。送信側および受信側の両方にスリーブアンテナを使用した。これらは  $x$  軸方向のリニアアレーである。送信アンテナおよび受信アンテナの配列間隔は、それぞれ  $1.5\lambda$ ,  $0.5\lambda$  である。このチャネル特性の測定では、図 4.28 に示した設定方法を用いるが、受信アンテナは内部反射箱の中心に固定し、空間的には動かさずに、代わりに周波数領域 5.0 ~ 5.2 GHz の測定ポイント数を 20,001 に増やしている。各通過角度範囲において得られたチャネル特性より固有値を求め、累積確率分布を求める。

図 4.33 は、通過角度範囲  $2\phi$  が  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $135^\circ$ , および  $360^\circ$  の場合の固有値の累積確率分布を示したものである。測定データは受信電力の平均値で正規化している。比較のためのシミュレーション値は次式に示すクロネッカーモデル [61] を使って算出したものである。

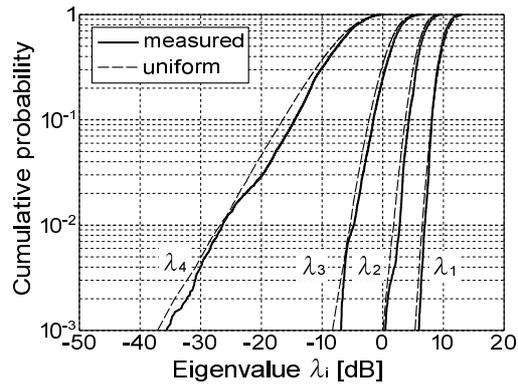
$$\mathbf{A} = \frac{1}{\sqrt{N_t N_r}} \mathbf{\Pi}_r^{1/2} \mathbf{G} \left( \mathbf{\Pi}_t^{1/2} \right)^T \quad (4.11)$$

ここで、 $N_t$ ,  $N_r$  はそれぞれ送信、受信のアンテナ数を表しており、 $\mathbf{G}$  は複素ガウス行列、 $\mathbf{\Pi}_t$ ,  $\mathbf{\Pi}_r$  はそれぞれ送信側、受信側の空間相関行列を表しており、次式で表される。

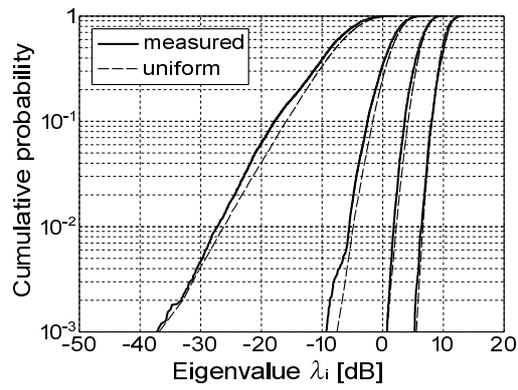
$$\mathbf{\Pi}_t = N_t \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\mathbf{\Pi}_r = N_r \begin{bmatrix} 1 & \rho_a(d) & \rho_a(2d) & \rho_a(3d) \\ \rho_a(d)^* & 1 & \rho_a(d) & \rho_a(2d) \\ \rho_a(2d)^* & \rho_a(d)^* & 1 & \rho_a(d) \\ \rho_a(3d)^* & \rho_a(2d)^* & \rho_a(d)^* & 1 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

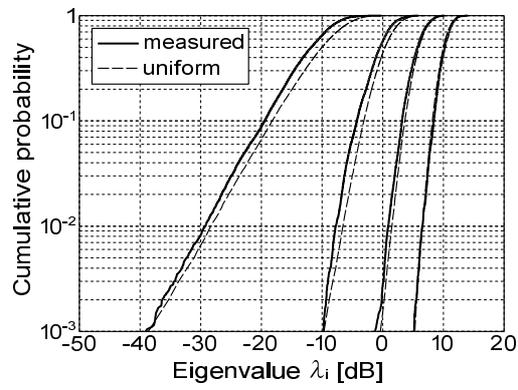
ここで、送信アンテナ側の空間相関は、そのアレー間隔が広いとため、考慮しない。すなわち、空間相関行列は単位行列としている。受信アンテナの空間相関は、アレー間隔  $d = 0.5\lambda$  とし、式 (4.8) を用いて計算している。さらに、受信アンテナ側の到来角度分布  $\Omega(\theta)$  は角度範囲  $2\phi$  の一様分布、さらに、標準偏差  $\sigma = \phi/\sqrt{3}$  のラプラス分布としている。通過角度範囲が  $2\phi$  が、 $90^\circ$ ,  $135^\circ$ , および  $360^\circ$  の場合のシミュレーション値は一様分布のものであり、 $45^\circ$  の場合のシミュレーション値は一様分布とラプラス分布の両方を示している。通過角度範囲  $2\phi$  が、 $90^\circ$ ,  $135^\circ$ , および  $360^\circ$  の場合の測定値と一様分布のシミュレーション値はほぼ一致している。 $45^\circ$  の場合は、測定値と一様分布のシミュレーション値では、特に第 3 および第 4 固有値にずれを生じている。一方、ラプラス分布のシミュレーション値には良い一致を示している。すなわち、空間相関の結果だけでなく、固有値分布の結果からも、通過角度範囲が狭い場合の到来角度分布はラプラス分布に近い分布であることが確かめられた。以上のことから、所望の到来角度分布に応じたチャネル特性が得られていることが確認できた。



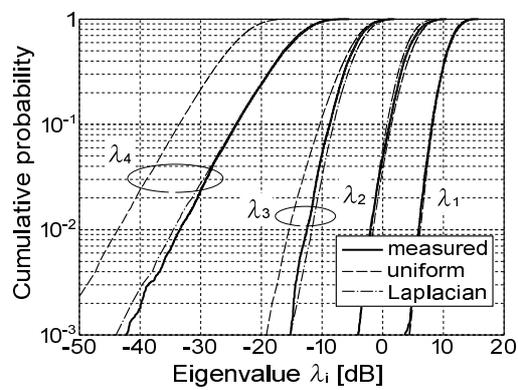
(a)  $2\phi = 360^\circ$



(b)  $2\phi = 135^\circ$



(c)  $2\phi = 90^\circ$



(d)  $2\phi = 45^\circ$

図 4.33:  $4 \times 4$  MIMO 通信時の固有値の累積確率分布

## 4.7 むすび

従来の電波反射箱では困難であった XPR と到来波分布の制御が可能な二重電波反射箱を提案した。内部反射箱の側面板に周期的な開口を空け、その開口の有無や、開口上に設けた反射素子の向きや長さを変えることで電波の通過量を制御する仕組みである。

本章の前半では、XPR の制御を目的に、側面板の開口の中央に仕切りを設ける方法を提案した。その側面板の設計方法を示し、また、製作した側面板の電波の通過量を測定して側面板の動作を確認した。そして、二重電波反射箱内の伝搬環境を測定し、その統計的性質を調べた。また、外部反射箱の床面に、電波吸収シートを置き、その枚数を変えて遅延スプレッドへの影響についても調べた。測定の結果、XPR は  $0 \sim -10$  dB まで変化させることができた。また、遅延プロファイルは指数関数型となり、遅延スプレッドは  $0.1 \sim 0.3 \mu\text{s}$  程度まで変化させることができた。また、空間相関特性から、水平面周囲一様の到来波分布となっていることが推定できた。

本章の後半では、前半で示した側面板の構造を改良し、XPR の制御に加えて、到来波分布の制御を目指した。その側面板の設計方法を示し、製作した側面板の電波の通過量を測定して側面板の動作を確認した。まず、XPR の制御実験では、開口の中央にある反射素子の向きや長さを変えることで、XPR を最大で  $-11 \sim +11$  dB まで変えることができた。次に、側面板の電波通過範囲を変えて受信側の空間相関を測定した。その結果、通過角度範囲に応じた到来波分布が得られていることを確認した。到来波分布は、通過角度範囲が広い場合には、一様分布とみなすことができ、また、通過角度範囲が狭い場合には、ラプラス分布とみなすことができることがわかった。さらに、 $4 \times 4$  MIMO アンテナアレーを用いて、固有値分布を測定した。測定値は、クロネッカーモデルでシミュレーションした固有値分布と良く一致しており、所望の到来角度分布に応じたチャネル特性が得られていることが確認できた。

今回提案した二重電波反射箱は、簡易な構造で XPR と到来波分布の制御が可能となるものであり、従来の電波反射箱と比べて端末の伝送特性を多様性をもって評価できるため有用性が高いといえる。なお、文献 [49] の方法を取り入れて、時間的に変動する環境を作ることも可能である。

# 第5章 MIMO用偏波合成型オムニアンテナ の提案と電波反射箱によるチャネル特 性評価

## 5.1 まえがき

本章では、携帯電波基地局アンテナとして新しいMIMOアンテナを提案し、電波反射箱を用いてMIMOチャネル特性の評価を行った結果について示す [62].

近年の移動通信システムでは、通信容量の増加に対応するために、MIMOアンテナが広く用いられている。移動通信システムの代表である携帯電話システムでは、基地局アンテナとして、偏波共用アンテナを用いた2ブランチのMIMOアンテナが実用化されている。屋外の基地局アンテナとして多く用いられているセクタアンテナについては、国内では垂直偏波と水平偏波の共用が主流であり、海外では $\pm 45^\circ$ 偏波の共用が主流となっている。垂直偏波・水平偏波共用の場合は、それぞれの偏波のアンテナ素子構成が異なるが、設計の自由度が高い。一方、 $\pm 45^\circ$ 偏波共用の場合は、同一のアンテナ素子を使用できる利点がある [63]。そして、本章で対象にする屋外の郊外や屋内で用いられるオムニアンテナについては、垂直偏波・水平偏波共用アンテナが実用化されている。しかし、 $\pm 45^\circ$ 偏波共用のオムニアンテナについては、アンテナ素子構成が複雑化し、外径が大型化するため実用化例は少ない。

垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナの実現例を以下に挙げる。屋外用基地局アンテナとしては、矩形形状の給電構造体の周りに4つの垂直および水平ダイポールアンテナを配置して合成する方式 [64] や、垂直偏波素子として無給電素子付きパッチアンテナ、水平偏波素子として無給電ノッチ付板状アンテナをそれぞれ2面合成する方式 [65] などがある。最近の報告では、水平偏波素子にヘイローアンテナを用い、0.15波長のアンテナ径を実現している [66], [67]。また、屋内天井配置用基地局アンテナとしては、円板状の反射板上に、垂直偏波素子としてモノポールアンテナ、および水平偏波素子として4つのダイポールアンテナを配置する方式 [68] や、垂直偏波素子として容量装荷型モノポール、および水平偏波素子としてノッチアレイアンテナを組み合わせた方式 [69] がある。これらの垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナにおいては、垂直偏波アンテナ素子と水平偏波のアンテナ素子は素子構成が異なる。一般的に、垂直偏波のアンテナ素子に比べて水平偏波のアンテナ素子の構成は複雑になり、また、垂直偏波のアンテナ素子径に比べて水平偏波のアンテナ素子径は大きい。したがって、水平偏波素子の構成によって、オムニ指向性の偏差やアン

テナ径が決まるといってよい。これらの垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナの欠点としては、垂直偏波素子と水平偏波素子が異なるため、それらの指向性を等しくするのが難しく、利得差が大きい場合があることや、また、2種類のアンテナ素子を設計する必要があるため、開発期間を多く要するという問題がある。

本研究では、以上の問題を解決する新しい基地局用オムニアンテナのアンテナ素子を開発する目的で、従来の垂直偏波・水平偏波共用のオムニアンテナに対して、異なるアプローチによる MIMO 用オムニアンテナを提案する。すなわち、アンテナ素子単体で、垂直偏波成分と水平偏波成分を互いに直交方向に放射し、その合成電界が無指向性となるアンテナを提案する。そのアンテナと直交する指向性をもつ同形状のアンテナを組み合わせることにより MIMO アンテナとして動作させることを目指す。このアンテナ構成が実現できれば、従来の多面合成アンテナよりもアンテナ径を小さくでき、また、2つのアンテナ間の利得差を無くすことできる。まず、モーメント法によるシミュレーションで提案アンテナの放射特性の検討結果を示し、次に、試作アンテナの測定結果、および、電波反射箱を用いたチャンネル容量の測定結果を示して MIMO アンテナとしての有用性を評価する。

## 5.2 偏波合成によるオムニアンテナの提案

### 5.2.1 従来の垂直偏波・水平偏波共用アンテナ素子の例

図 5.1 は従来の垂直偏波・水平偏波共用アンテナ素子の一例である。図は最も単純な線状アンテナによる構造モデルを示しており、設計周波数 2045 MHz の場合の主要なパラメータを図中に示している。垂直偏波素子として垂直の半波長ダイポールアンテナを中央に配置し、水平偏波素子として4つの水平の半波長ダイポールアンテナを円周状に配置し、同相で合成したものとなっている。したがって、水平偏波素子は垂直偏波素子に比べて複雑な構造となり、アンテナの外径は水平偏波素子の構造や配置に左右されていることがわかる。

以下、本章でのシミュレーションは、モーメント法のシミュレータである 4NEC2[70] を用いる。シミュレーションでの設計周波数は 2045 MHz とし、すべてのワイヤ構造の半径は 0.5 mm とする。また、シミュレーションでの1波長あたりの分割数（セグメント数）は 20 を目安としている。

図 5.2 に従来の垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナの指向性を示す。水平面指向性における偏差は、垂直偏波は (a) において 0 dB であるのに対して、水平偏波は (b) において 2.3 dB と若干大きく、水平偏波で無指向性を形成するのが難しいことを示している。垂直面指向性は、垂直偏波 (c) よりも、水平偏波 (d) の方がビーム幅が広がっており、偏波間で利得差を生じる原因となっている。

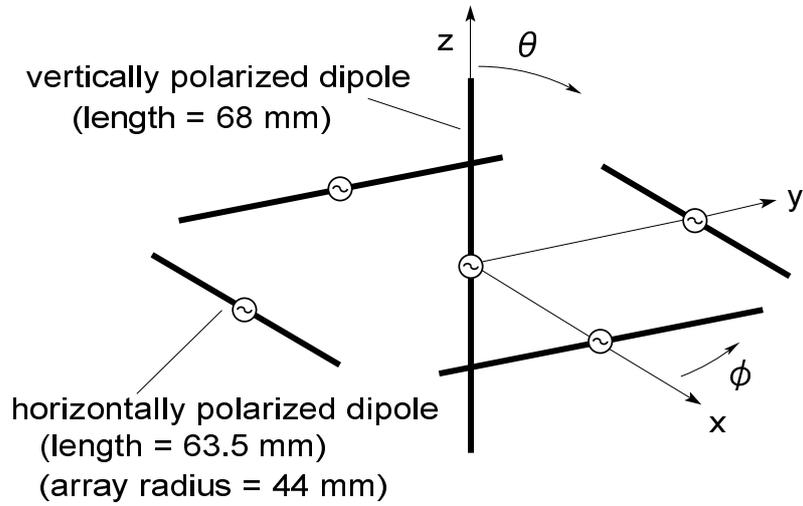


図 5.1: 従来の垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナの例

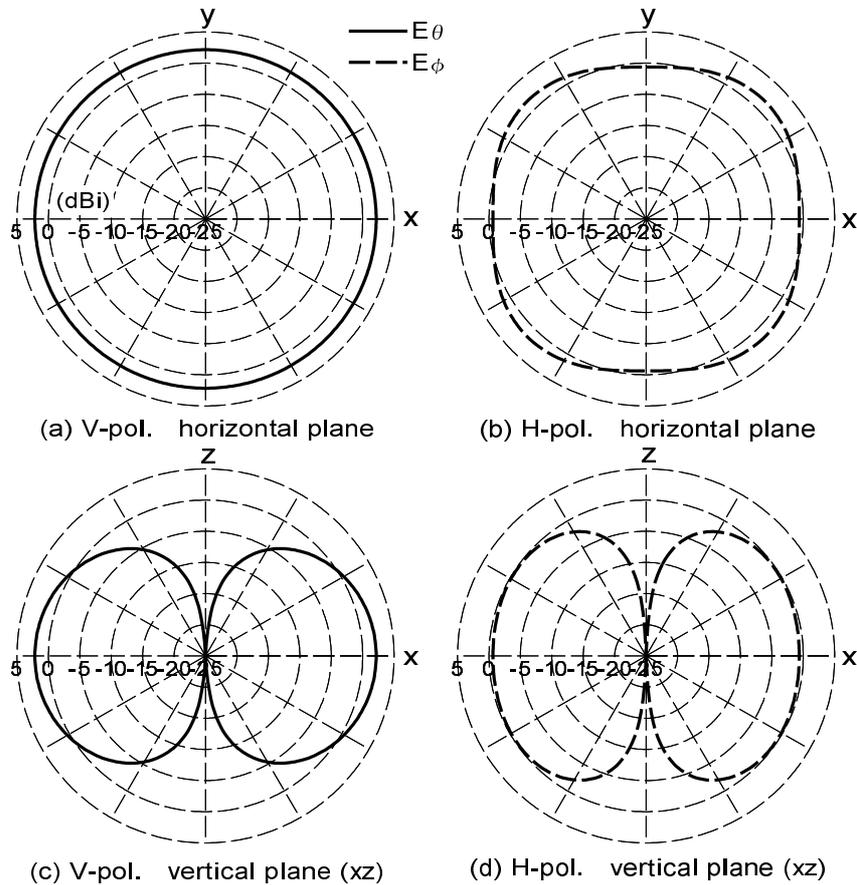


図 5.2: 従来の垂直偏波・水平偏波共用オムニアンテナの指向性

### 5.2.2 偏波合成によるオムニアンテナの例

次に、従来構成に対して新しく提案する偏波合成によるオムニアンテナの例を示す。図 5.3 は、ヘイローアンテナ [71], [72] と逆 F アンテナ [73], [74] の構造を示す。ヘイローアン

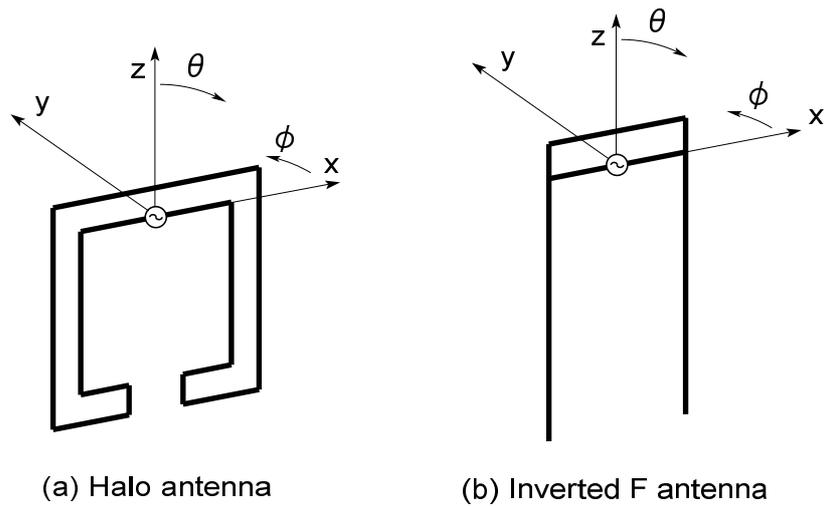


図 5.3: ヘイローアンテナと逆 F アンテナのモデル

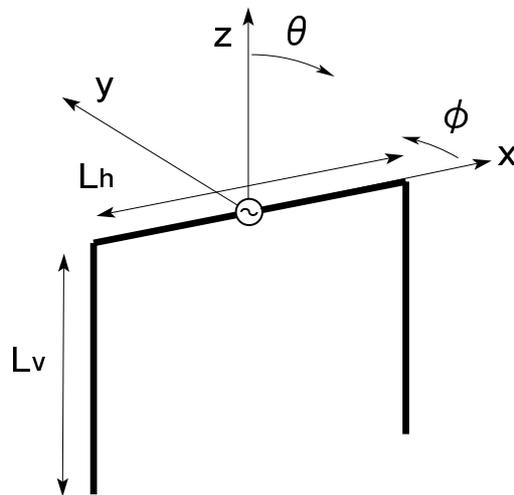


図 5.4: U 形ダイポールアンテナのモデル

テナはフォールデッドダイポールを丸めた構造をしており、この例 (a) の場合は、 $xz$  面内に平面的に構成されている。また、通常の逆 F アンテナは接地板上に形成されるが、この例 (b) の場合は、接地板を取り除いて鏡像を実体化した逆 F アンテナである。また、図 5.4 は、U 形ダイポールアンテナの構造を示す。いずれのアンテナもよく知られたアンテナであり、共通の構造としては、 $x$  軸方向である水平成分のエレメントを 1 つと、 $z$  軸方向である垂直成分のエレメントを 2 つ持ち、アンテナの全長が約半波長である。そのため、いずれのアンテナも同じような放射特性をもつ。

以下、最も構造の簡単な U 形ダイポールで検討を行う。U 形ダイポールは、半波長ダイポールアンテナを U 形に折り曲げたものであり、水平成分  $L_h$  と垂直成分  $L_v$  を持つ [75]。図 5.5 は、エレメント比が  $L_h/L_v = 4/3$  のときの U 形ダイポールの指向性を示す。垂直面

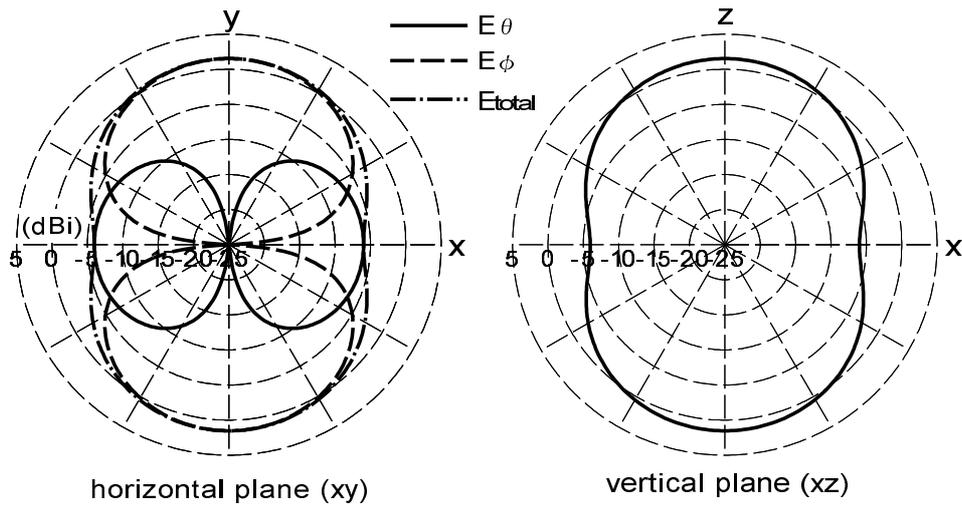


図 5.5: U 形ダイポールアンテナの指向性 ( $L_h/L_v = 4/3$ )

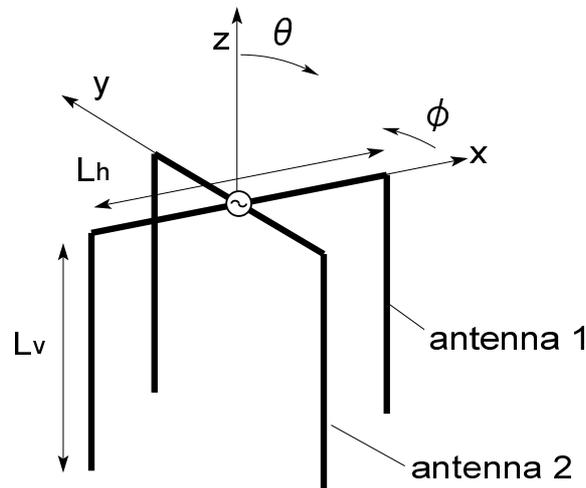


図 5.6: クロス U 形ダイポールアンテナのモデル

( $xz$  面内) においては、無指向性に近い指向性が得られている。これは、水平成分  $L_h$  による  $\pm z$  方向に最大放射方向を持つ 8 の字指向性に加えて、垂直成分  $L_v$  による  $\pm x$  方向の放射が生じた結果である。ヘイローアンテナの場合は、円形に折り曲げられていることから  $xz$  面内においてさらに偏差の少ない無指向性が得られ、文献 [66], [67] においては、この  $xz$  面の無指向性を利用して水平偏波素子として採用している。これに対して、水平面 ( $xy$  面) においては、水平成分  $L_h$  によって  $\pm y$  方向に放射する水平偏波の 8 の字指向性と、垂直成分  $L_v$  によって  $\pm x$  方向に放射する垂直偏波の 8 の字指向性が生じている。そして、それらの合成電界 (1 点鎖線) は無指向性に近いものとなっている。もし、垂直偏波成分と水平偏波成分が等量となれば、その合成電界は無指向性となり、オムニエリアを構築できる。本論文では、 $xy$  面内の指向性を水平面指向性として積極的に利用する。

MIMO アンテナとして構成するために、図 5.6 のように、U 形ダイポールをクロスダイポールの要領で、直交的に組み合わせる。これにより、指向性も互いに直交することになる。これら 2 つの指向性の相関が 0 であれば、MIMO 用オムニアンテナとして利用できる。なお、前述したヘイローアンテナや逆 F アンテナについてもクロス化が可能である。シミュレーションでは、アンテナ 1 とアンテナ 2 の交差点において、互いに電氣的接続はしておらず、また、交差点と同じ座標にそれぞれの給電点があるが、一方のアンテナに給電したとき、他方のアンテナには給電されない。

### 5.2.3 無給電素子付き U 形ダイポールアンテナの提案と設計

まず、U 形ダイポールの水平エレメント  $L_h$  と垂直エレメント  $L_v$  の比に対する水平面における水平偏波成分と垂直偏波成分の関係について調べる。図 5.7 は、全長が 68 mm の U 形ダイポールの水平エレメントと垂直エレメントの比  $L_h/L_v$  を変えたときの水平偏波成分

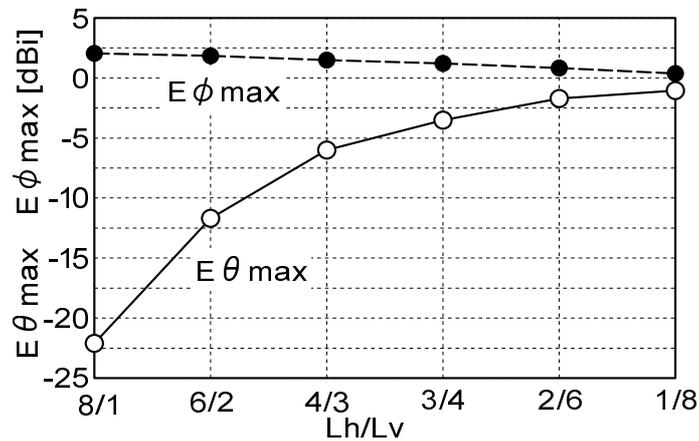


図 5.7:  $L_h/L_v$  に対する水平偏波成分と垂直偏波成分の変化

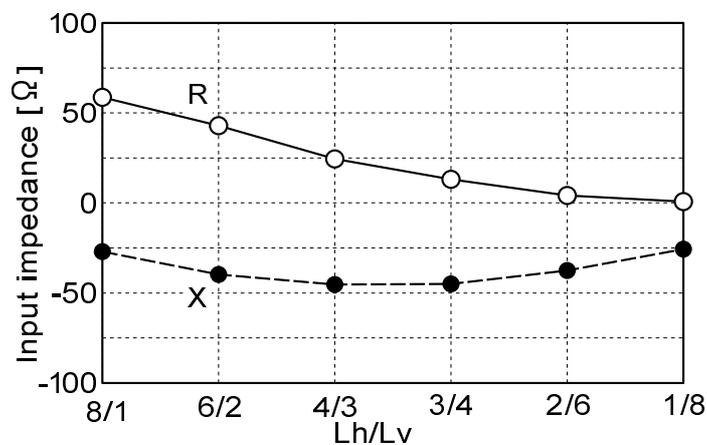


図 5.8:  $L_h/L_v$  に対する入力インピーダンスの変化

の放射電界の大きさ  $E_{\phi_{max}}$  ( $\pm y$  方向) と垂直偏波成分の放射電界の大きさ  $E_{\theta_{max}}$  ( $\pm x$  方向) を示す. また, 図 5.8 は  $L_h/L_v$  を変えたときの入力インピーダンスの変化を示す. 図 5.7 からわかるように, 垂直エレメントの長さの比率が大きくなるほど水平偏波成分と垂直偏波成分の差が縮まっていき, エレメント比が  $1/8$  の場合にほぼ等量となる. 各偏波成分を完全に等量とするには, 垂直エレメントのみをさらに伸ばし, U 形ダイポールの全長を半波長以上にする必要がある. また, 図 5.8 の入力インピーダンスは, 垂直エレメントの比率が高まるほど抵抗分は低くなっている. そのため, 水平偏波成分と垂直偏波成分がほぼ等量になるエレメント比  $1/8$  のときには,  $50 \Omega$  でのインピーダンス整合が困難となる. 前述したヘイローアンテナや逆 F アンテナはインピーダンス整合が可能であるが, 半波長ダイポールに比べて狭帯域となる. 本論文では, 解決策として, U 形ダイポールに無給電素子を付加することで, インピーダンスの調整および帯域の維持と, 水平面における各偏波の放射量が等量になるよう改良を行う.

図 5.9 に今回提案する無給電素子を付加したクロス U 形ダイポールを示す. U 形ダイポールにおいて, 入力インピーダンスの抵抗分がまだ高い値であったエレメント比の領域内である  $L_h/L_v = 30 \text{ mm}/19 \text{ mm}$  ( $6/2$  と  $4/3$  の間) とし, 各アンテナの両側に, 垂直エレメントとの間隔  $d_s = 4 \text{ mm}$  をおいて, 長さ  $L_p$  の無給電素子を付加する. また, 垂直エレメントと無給電素子のそれぞれの中心の  $z$  座標は同じとする. エレメント比  $L_h/L_v = 30/19$  においては, 図 5.7 において偏波間の差が  $8 \text{ dB}$  程度あるが, 無給電素子長  $L_p$  を長くすることにより垂直偏波の波源長の比率を高めて偏波間の差を縮める.

図 5.10 は, 無給電素子の長さに対する水平面内における水平偏波成分と垂直偏波成分を

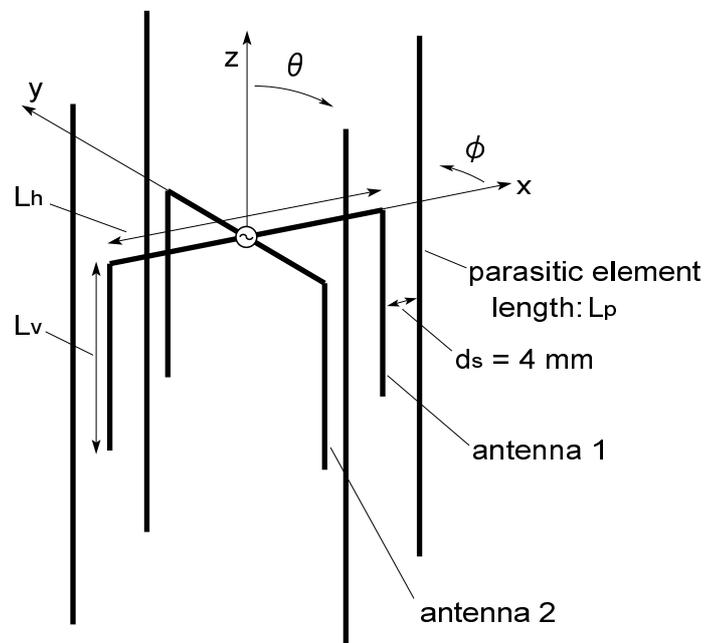


図 5.9: 無給電素子を付加したクロス U 形ダイポール

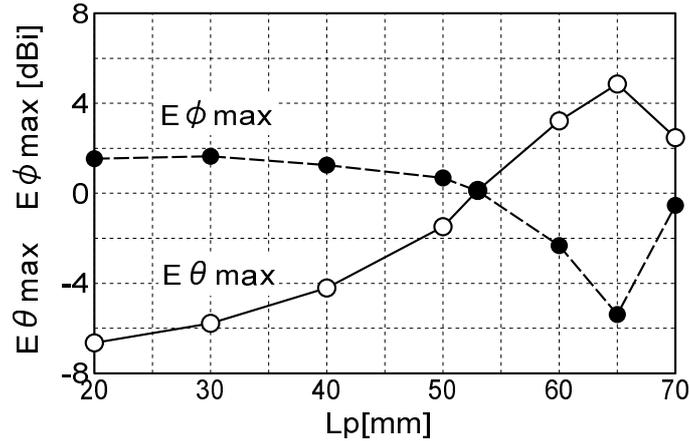


図 5.10: 無給電素子の長さに対する水平偏波成分と垂直偏波成分の変化

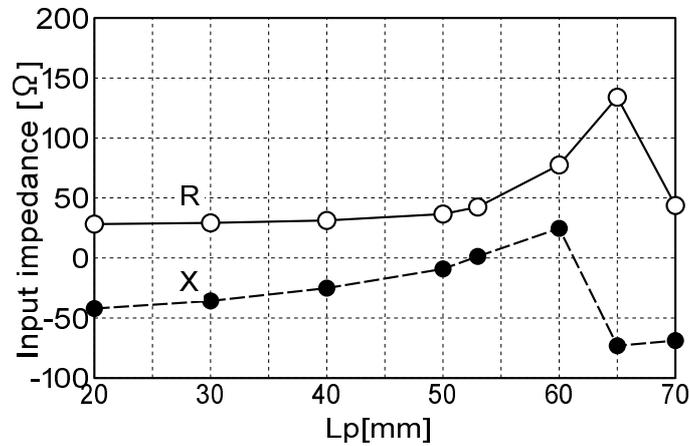


図 5.11: 無給電素子の長さに対する入力インピーダンスの変化

示している。無給電素子の長さを長くするにしたがって、水平偏波成分と垂直偏波成分との差が縮まっていき、 $L_p = 53 \text{ mm}$  のときに偏差が 0 となる。図 5.11 は、無給電素子の長さに対する入力インピーダンスの変化を示している。 $L_p = 53 \text{ mm}$  のときに  $50 \Omega$  でほぼ整合がとれている。

無給電素子長  $L_p = 53 \text{ mm}$  のときの指向性を図 5.12 に示す。図は、アンテナ 1 ( $xz$  面内に構成されたアンテナ) に給電したときの指向性であり、アンテナ 2 ( $yz$  面内) に給電したときは  $z$  軸に関して  $90^\circ$  回転させた指向性となる。水平面において、合成指向性は偏差 0 dB の無指向性となっていることがわかる。また、垂直面においても、ほぼ無指向性 ( $xz$  面：偏差 1.4 dB,  $yz$  面：偏差 0 dB) となっている。したがって、全方向の指向性のため、アンテナ利得は約 0 dBi である。また、シミュレーション上では、一方のアンテナに給電したとき他方のアンテナに流れる電流は無視できるほど小さく、アンテナ間の結合は十分低い結果となった。

決定された構造パラメータにより、アンテナの外径は約 40 mm (0.27 波長) となり、従

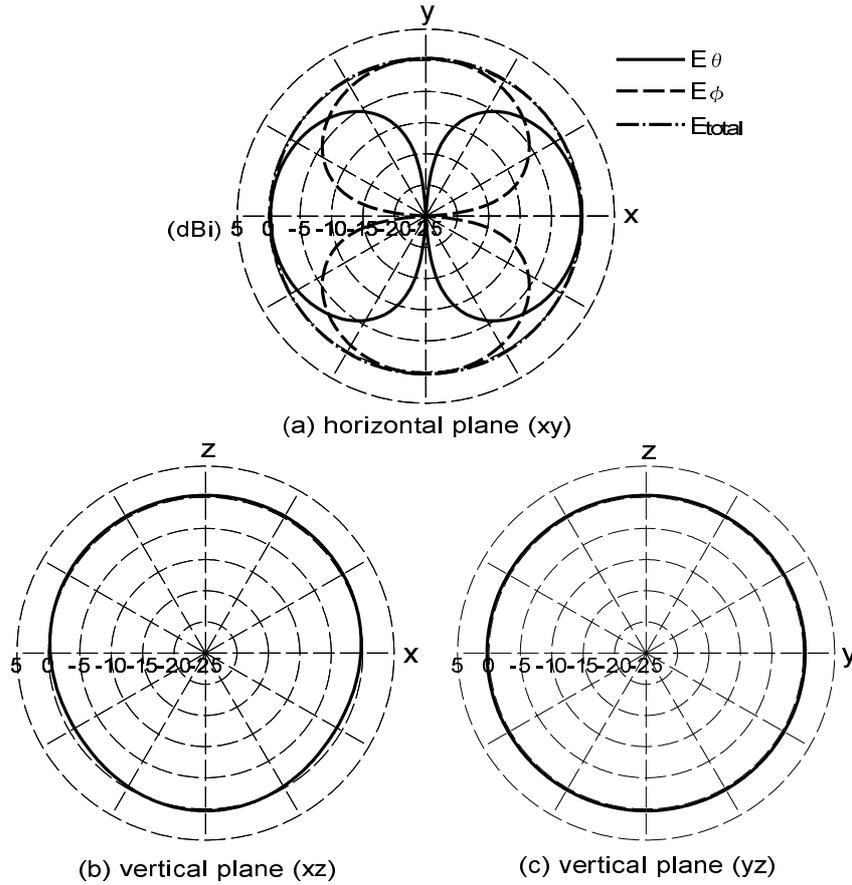


図 5.12: 無給電素子付きクロス U 形ダイポールの指向性

来アンテナの例で示した 4 素子合成アンテナの外径 88 mm の半分以下となる。

#### 5.2.4 相関係数

次に、指向性におけるアンテナ間の相関係数を調べる。シミュレーションにおいて 3 次元指向性を求めることができるため、相関係数の理論式 [76] を用いて計算を行う。

$$\rho_e = \left| \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left( F_{1\theta}(\theta, \phi) F_{2\theta}^*(\theta, \phi) + F_{1\phi}(\theta, \phi) F_{2\phi}^*(\theta, \phi) \right) \sin \theta d\theta d\phi \right|^2 / \left\{ \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left( F_{1\theta}(\theta, \phi) F_{1\theta}^*(\theta, \phi) + F_{1\phi}(\theta, \phi) F_{1\phi}^*(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \right) \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left( F_{2\theta}(\theta, \phi) F_{2\theta}^*(\theta, \phi) + F_{2\phi}(\theta, \phi) F_{2\phi}^*(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \right) \right\} \quad (5.1)$$

ここで、 $F_i^{(*)}(\theta, \phi)$  は各アンテナ ( $i = 1, 2$ ) の複素指向性を表しており、また、\* は複素共役を示す。計算では、3 次元指向性のデータは  $\theta, \phi$  ともに  $1^\circ$  ステップのデータを用い、積分については離散化して計算した。無給電素子付き U 形ダイポールの計算の結果、 $\rho_e = 0.0$  となり、相関が 0 となることを確認した。

## 5.3 偏波合成オムニアンテナの実験による特性評価

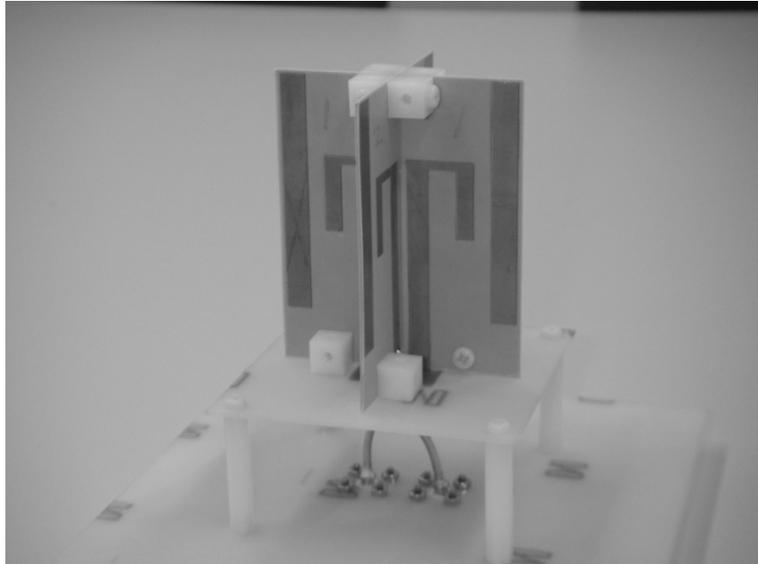
前節で決定された構造パラメータをもとに、実際にアンテナを試作し、その特性を評価する。設計周波数は、シミュレーションと同様に 2045 MHz である。

### 5.3.1 試作アンテナの特性

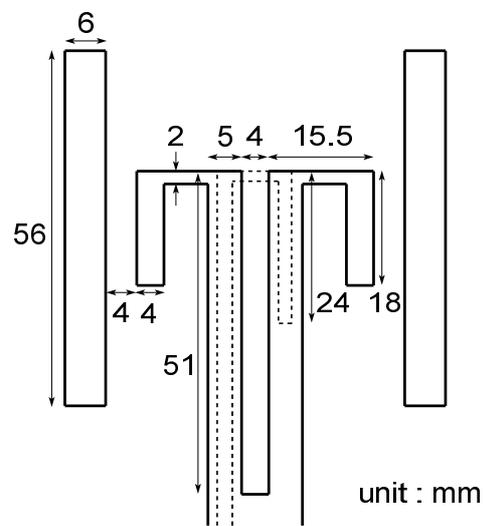
図 5.13 に試作アンテナの構造を示す。PTFE 基板（比誘電率 2.6，厚み 0.8 mm）の両面の銅箔パターンによって、バラン組込みプリントダイポール [77], [78] を構成している。また、2 枚の基板を組み合わせることでクロス化を実現している。(b) に示すアンテナの構造パラメータは、前節のシミュレーションで得られた構造パラメータをもとに調整を繰り返して最適化を行ったものである。帯域の確保のためにエレメントの幅を広げており、アンテナ外径は 55 mm とシミュレーションの構造と比べて約 15 mm 大きくなっている。給電線路は特性インピーダンス  $50 \Omega$ ，幅 2.1 mm のマイクロストリップ線路であり、その先端はオープンスタブとなっている。クロス化するには、アンテナ 1 とアンテナ 2 の給電点が干渉しないように、給電点におけるお互いのストリップ線路の高さを 4 mm 程度ずらしている。

図 5.14 に試作アンテナの S パラメータ特性を示す。アンテナ 1 およびアンテナ 2 のリターンロス ( $S_{11}$  および  $S_{22}$ ) は、2 GHz 帯において  $-10$  dB 以下が得られている。また、アイソレーション ( $S_{21}$ ) は 30 dB 以上が得られており、アンテナ間結合は十分低いことが確認された。

図 5.15 に、周波数 2045 MHz における試作アンテナの指向性を示す。アンテナ 1 とアンテナ 2 の指向性は、互いに  $z$  軸に対して  $90^\circ$  回転させた指向性であり、両者は同一の指向性となっている。水平面指向性は、垂直偏波成分と水平偏波成分がほぼ等量となっており、合成指向性の偏差はアンテナ 1 で 1.3 dB，アンテナ 2 で 1.4 dB であり、偏差の小さい無指向性が得られている。水平面での利得は約 0 dBi であり、シミュレーションと同等の利得である。垂直面指向性については、アンテナ 1 の  $xz$  面とアンテナ 2 の  $yz$  面でヌル点が現れているが、これはシミュレーションには存在していなかったアンテナ中央部の給電バランの影響である。



(a) 試作アンテナの外観



(b) 試作アンテナの構造パラメータ

図 5.13: 試作アンテナの構造

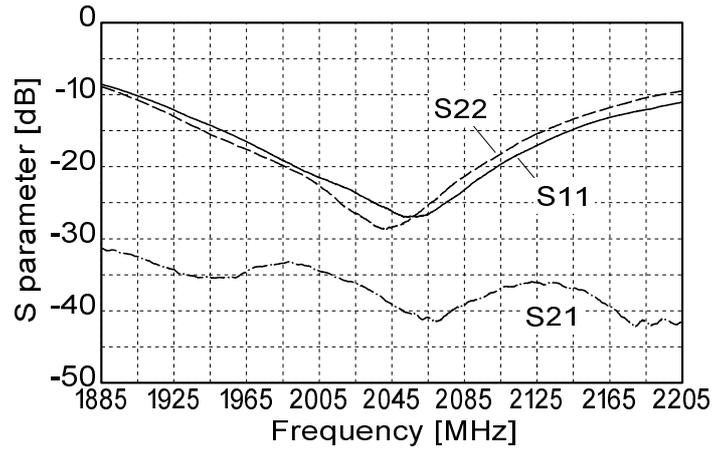


図 5.14: 試作アンテナの S パラメータ特性

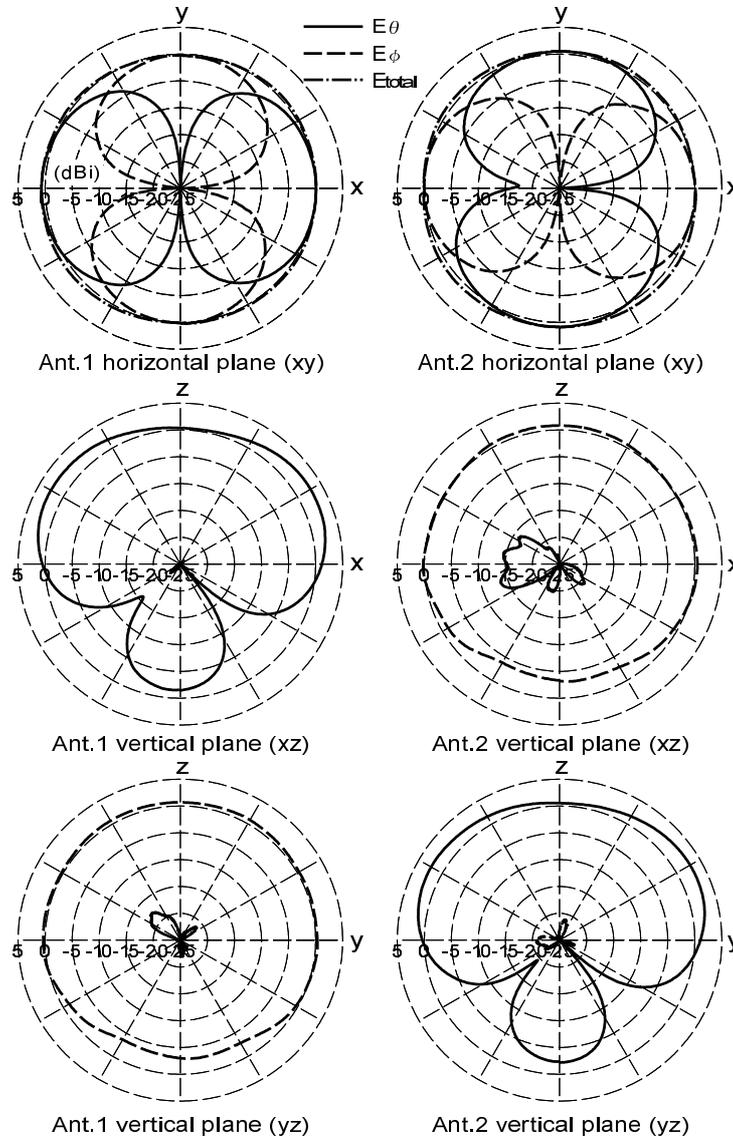


図 5.15: 試作アンテナの指向性 (2045 MHz)

### 5.3.2 電波反射箱による MIMO チャネル容量の測定

提案アンテナの性能評価のために、マルチパス環境を実現する電波反射箱を用いて  $2 \times 2$  MIMO 通信時のチャネル容量の測定を行った。使用する電波反射箱は、アルミニウム製フレームにアルミニウムのシートがコーティングされた板を取り付けた構造であり、 $4\text{ m} \times 2\text{ m} \times 2\text{ m}$  の直方体である。この反射箱内での伝搬環境は、 $2\text{ GHz}$  帯において 3次元一様の到来波分布をもつレイリーフェージング環境であり、交差偏波電力比 (XPR) が約  $2.2\text{ dB}$  であることが確かめられている (第3章の表 3.2) [28]。図 5.16 に測定の概略配置図を示す。送信アンテナ (Tx1, Tx2) は 2本の垂直ダイポールを間隔  $225\text{ mm}$  (約  $1.5$  波長間隔) で配置した。受信アンテナは比較のため以下の3つのアンテナとした。

1. 基準アンテナとして、アンテナ Rx1, アンテナ Rx2 ともに垂直ダイポール (VV :  $1.5$  波長間隔)。
2. 偏波共用アンテナとして、アンテナ Rx1 が垂直ダイポール, アンテナ Rx2 が水平ダイポール (VH :  $1.5$  波長間隔)。
3. 提案アンテナ。

送信アンテナと比較のための受信アンテナ (2本の垂直ダイポール (VV) および垂直ダイポールと水平ダイポール (VH)) のアンテナ間隔が  $1.5$  波長離れていることにより、アンテナ間の相互結合は十分低く、また、3次元一様の到来分布の環境では空間相関は十分低い。そのため、アンテナは互いに無相関であるとみなすことができる。そして、受信アンテナ VV の場合は送信アンテナと偏波が同じであるためすべてのパスが同一の振幅分布となり、i.i.d.(independent identically distributed) チャネルとみなすことができる。受信アンテナ VH の場合は、偏波共用アンテナの代表であり、提案アンテナとの直接の比較対象

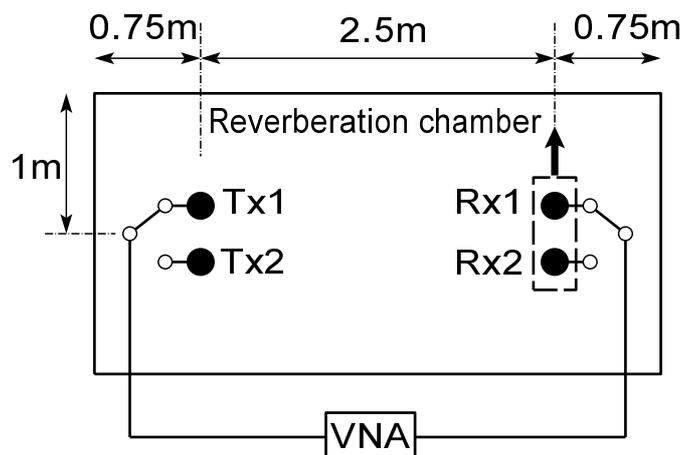


図 5.16: 電波反射箱でのチャネル容量測定配置図

となる．水平偏波ダイポールの無指向性の面が垂直ダイポールと異なるが，3次元一様の環境では指向性の向きは無関係となる．また，すべてのアンテナの高さは1mとしている．

測定は，ベクトルネットワークアナライザ（VNA）で行い，周波数1885～2205 MHzの320 MHzの帯域幅を，200 kHz 間隔（1601 ポイント）で，また，空間の一定方向±250 mmを5 mm 間隔（101 ポイント）で移動しながらデータを取得した．次に，得られたチャネル行列データからチャネル容量を求めるが，測定周波数1885～2205 MHzを帯域幅20 MHzの16のサブバンドに分け，各サブバンドの平均チャネル容量を求めた．すなわち，各サブバンドにおいて，周波数領域100 ポイントと空間領域101 ポイント（計10,100 ポイント）の測定データを用いた．チャネル容量の計算には次式を使用した [79]．

$$C = \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\gamma_0}{2} \mathbf{A} \mathbf{A}^H \right| \quad (\text{bit/s/Hz}) \quad (5.2)$$

ただし， $\mathbf{I}$ は単位行列， $\mathbf{A}$ はチャネル行列，上添え字Hは複素共役転置を意味し， $\gamma_0$ は単一アンテナ対向（SISO）での平均SN比である．ここでは $\gamma_0$ を10 dBとしている．

図5.17に測定した平均チャネル容量を示す．ここでは，基準アンテナである2本の垂直ダイポール（VV）の測定チャネルをi.i.d.とみなし，計算に用いるチャネル行列は全周波数・全空間領域の測定データの平均電力を基準に正規化している [80]．

$$\bar{\mathbf{A}}_{VV} = N_{VV} \mathbf{A}_{VV} \quad (5.3)$$

$$N_{VV} = \frac{2}{\sqrt{\sum_{r=1}^2 \sum_{t=1}^2 \langle |a_{rt}|^2 \rangle}} \quad (5.4)$$

ここで， $\bar{\mathbf{A}}_{VV}$ は正規化行列， $\mathbf{A}_{VV}$ は測定行列， $a_{rt}$ は測定行列の要素，そして， $N_{VV}$ は正規化係数を示す．他の受信アンテナのデータも，VVの場合の正規化係数 $N_{VV}$ を用いて正規化している．測定されたチャネル容量は，2本の垂直ダイポール（VV）の場合に比べて，垂直ダイポールと水平ダイポール（VH）の場合と提案アンテナの場合が同等程度に低下し

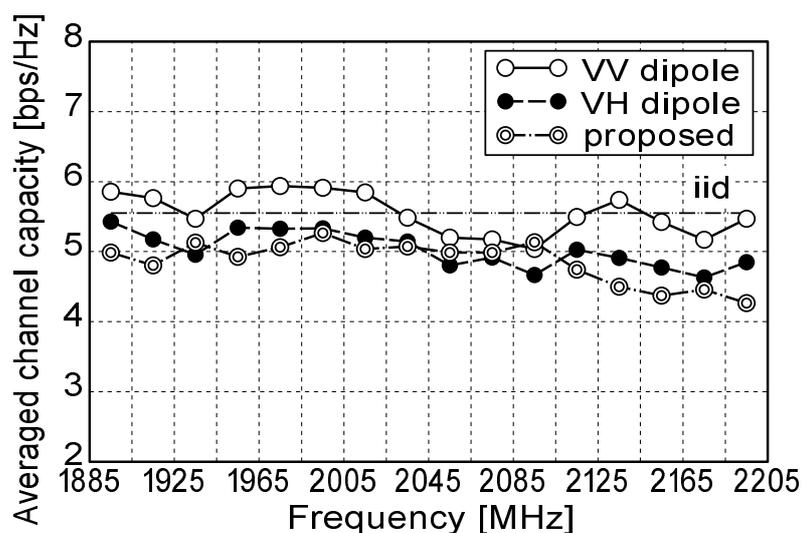


図 5.17: チャネル容量

ているが、これは反射箱内が  $XPR = 2.2 \text{ dB}$  の環境であるため、水平偏波の受信レベルが低下していることに起因している。そして、垂直ダイポールと水平ダイポール (VH) と提案アンテナのチャンネル容量は同等であることから、提案アンテナは従来の偏波共用 MIMO アンテナと同等の性能を持つことが確認された。

## 5.4 むすび

携帯電話基地局用オムニアンテナのアンテナ素子の開発を目的として、従来の垂直偏波・水平偏波共用のオムニアンテナとは異なる方式である偏波合成型のオムニアンテナを提案した。その一例として、無給電素子付きクロス U 形ダイポールについて、モーメント法によるシミュレーションにより放射特性を検討した。無給電素子を付加することで、入力インピーダンスの調整が可能となり、また、水平面において合成電界を無指向性とすることができた。また、指向性の相関係数を計算し、相関が 0 となることを確認した。

また、シミュレーションで決定された構造パラメータをもとにアンテナを試作し、その特性を測定した。その結果、シミュレーションと同様に、アンテナ間の結合は十分小さく、かつ、偏差の小さい無指向性が得られた。

さらに、提案アンテナの性能評価のために、電波反射箱を用いて  $2 \times 2$  MIMO 通信時のチャンネル容量の測定を行った。その結果、提案アンテナは、従来の垂直偏波・水平偏波共用アンテナと同等の性能を有していることが確認された。

本提案アンテナは、2つのアンテナ素子の構造が同一でかつ利得が同一であるという利点を持ち、従来の多面合成アンテナよりも細径化が可能な MIMO アンテナであるといえる。

今回は、アンテナ 1 素子の検討を行ったが、屋内用アンテナとして、円形反射板を付加した場合 [81], [82] や、屋外用アンテナとして、垂直方向にアレーして高利得化した場合について検討を行う予定である。

# 第6章 携帯電話基地局アンテナの電波反射箱による放射効率の測定

## 6.1 まえがき

本章では、屋外用の比較的大きな携帯電話基地局アンテナの放射効率を電波反射箱を用いて測定する方法について検討する。

小型アンテナや携帯端末の放射効率を測定する様々な方法が提案されている [83], [84]. それらを挙げると, Wheeler cap 法 [85], [86], Q ファクタ法, ランダムフィールド法 [87], 3次元近傍界測定法 [88], そして, 電波反射箱を用いる方法 [89] などがある. このうち, 比較的大きなアンテナにも使用できる方法は, 3次元近傍界測定法, および電波反射箱を用いる方法である. 3次元近傍界測定法については, 大掛かりな装置が必要であり, 高価である. その中には, 携帯電話基地局アンテナの測定が可能な市販品も存在する [90]. 一方, 電波反射箱を用いる方法は比較的安価に構築できる. しかし, ホーンアンテナ程度の大きさの測定例はあるが [91]–[93], 携帯電話基地局アンテナのような多素子のアレーアンテナを測定した例はない. 携帯電話基地局アンテナの特徴としては, 垂直方向に多数アレーしたアンテナであり, 縦長の形状をしていること, また, 垂直面の指向性が鋭いこと, そして, アンテナ内部に給電回路, 移相器, フィルタなどを含んでいることが挙げられる.

本章では, 携帯電話基地局用の多周波共用偏波共用アンテナを測定対象とし, その放射効率の測定結果を示す [94]. さらに, 測定精度を向上させるための簡易的な一方法について検討する [95].

## 6.2 測定対象アンテナ

まず, 一般的な基地局アンテナについて説明する. 図 6.1 に基地局用セクタアンテナの外観イメージを示す. また, 図 6.2 にアンテナの内部の系統図を示す. 屋外に設置される基地局用セクタアンテナは, 図に示すように縦長の形状をしており, 鋼管柱などに取り付けられることが多い. アンテナ内部系統図において, それぞれのアンテナ素子は垂直方向にアレーされている. いくつかのアンテナ素子をまとめてサブアレーが構成され, それらは分配回路に接続されている. さらに, サブアレーはケーブルを介して移相器に接続されており, この移相器によって垂直面のビームチルトが可能となっている. また, それぞれの周波数帯を分離するためのフィルタも内蔵されている. そして, 入出力ポートが設けられている.

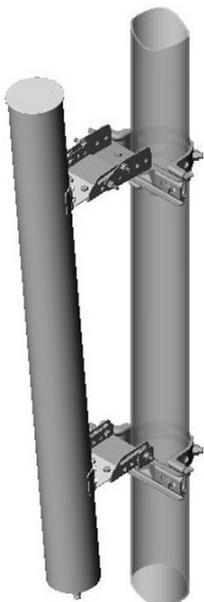


図 6.1: 基地局用セクタアンテナ外觀イメージ

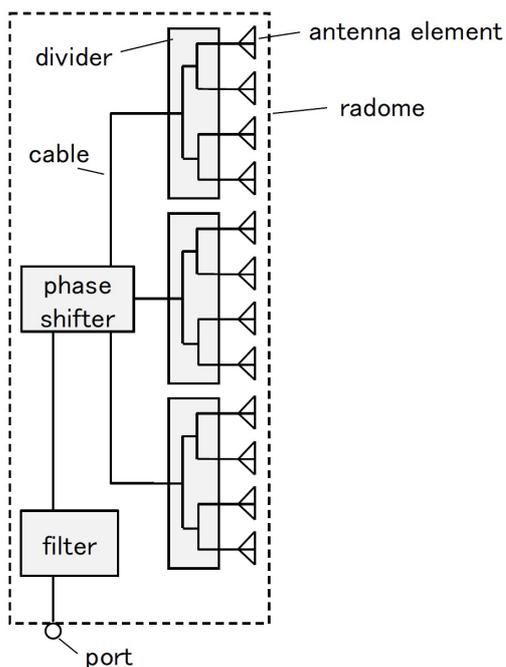


図 6.2: 基地局アンテナの内部系統図

表 6.1 に今回測定する基地局アンテナの仕様を示す. 800 MHz 帯, 1.5 GHz 帯, 2 GHz 帯の 3 周波共用で, かつ, 垂直偏波, 水平偏波の偏波共用アンテナである. これら 6 系統のアンテナが直径 200 mm, 長さ 2.6 m の円筒状のレドームに収められている. すなわち, 図 6.2 で示した内部構造が 6 系統含まれている. アンテナ内部において, アンテナ素子の背面には反射板が後置されており, 指向性は前方に放射される. そのため, セクタ形状のエリ

表 6.1: 基地局アンテナの主な仕様

Frequency range	800 MHz band 1.5 GHz band 2 GHz band
VSWR	≤ 1.5
Polarization	V/H
Gain	16 dBi at 800 MHz band 17 dBi at 1.5 GHz band 18 dBi at 2 GHz band
Beam width in horizontal plane	90° at 800 MHz band 50° at 1.5 GHz band 45° at 2 GHz band
Beam width in vertical plane	7.5° at 800 MHz band 6° at 1.5 GHz band 5° at 2 GHz band
Dimensions	φ200 × 2600 mm

表 6.2: 基地局アンテナの見積損失

Frequency	Estimated loss
860 MHz	1.52 dB
1480 MHz	2.48 dB
2045 MHz	3.10 dB

アに合わせて水平面内のビーム幅が設定される。また、垂直面のビーム幅については多数のアンテナ素子がアレーされているため非常に狭くなっている。

前述したように、アンテナ内部には分配回路、ケーブル、移相器、そしてフィルタが含まれている。これらは受動回路であり、RF が通過する際の損失が存在する。したがって、アンテナ全体から見れば、これらの受動回路の損失が基地局アンテナの放射効率を決定する支配的な要素となる。表 6.2 に、各周波数における基地局アンテナの見積損失を示す。周波数が高くなるにつれて損失は大きくなり、2 GHz 帯では 3 dB を超える損失となり、アンテナの放射効率は 50% を下回ることになる。

### 6.3 測定方法

図 6.3, および図 6.4 に, 測定系統図, および電波反射箱の内部写真を示す. また, 表 6.3 に測定条件を示す. 電波反射箱は,  $4\text{ m} \times 2\text{ m} \times 2\text{ m}$  の大きさであり, 今回測定する基地局アンテナ (長さ  $2.6\text{ m}$ , 外径  $\phi 200\text{ mm}$ ) を内部に収めることができる. 送信アンテナ (Tx) として半波長ダイポールアンテナを用い, 各直交 3 偏波 ( $x$  方向,  $y$  方向,  $z$  方向) において, スライドレールで  $x$  方向に  $0\sim 1500\text{ mm}$ ,  $15\text{ mm}$  ステップ (101 ポイント) で移動させる. 受信アンテナは, 基準アンテナ (Ref) として送信アンテナと同じ半波長ダイポールを用いて  $y$  方向の偏波とし, 基地局アンテナ (AUT) は天頂方向を送信アンテナに向けて配置し, 直接波を受信しにくい状態にしている. また, すべてのアンテナは, 高さ  $z = 1\text{ m}$  に配置している. 測定はベクトルネットワークアナライザで行い, 各周波数帯において周波数範囲で 1,601 ポイント, 空間領域で 101 ポイントの合計 16,1701 ポイントのデータを

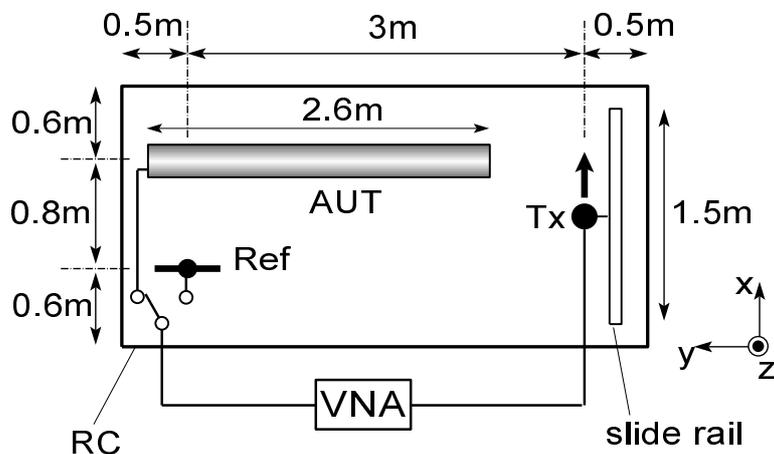


図 6.3: 測定系統図 (上面図)



図 6.4: 電波反射箱内部写真

表 6.3: 測定条件

Frequency range	800–900 MHz 1400–1550 MHz 1930–2160 MHz
Data points in the frequency domain	1601 points
Polarization of transmitting antenna	$x, y, z$ direction
Receiver range (data points)	0–1500 mm (101 points)

得る.

電波反射箱内には、基準アンテナであるダイポールアンテナと被測定アンテナである基地局アンテナがともに配置されており、基準ダイポールアンテナの測定時には、基地局アンテナの全6ポートに  $50\Omega$  で終端し、基地局アンテナの測定時には、基準ダイポールアンテナのポート、および基地局アンテナの残りのポートを終端する。

$\langle P_{ref} \rangle$  を基準ダイポールアンテナの平均受信電力、 $\langle P_{AUT} \rangle$  を基地局アンテナの平均受信電力としたとき、基地局アンテナの放射効率  $e_{rad}$  を次式で求める。

$$e_{rad} = \eta_{ref} \frac{\langle P_{AUT} \rangle}{\langle P_{ref} \rangle} \quad (6.1)$$

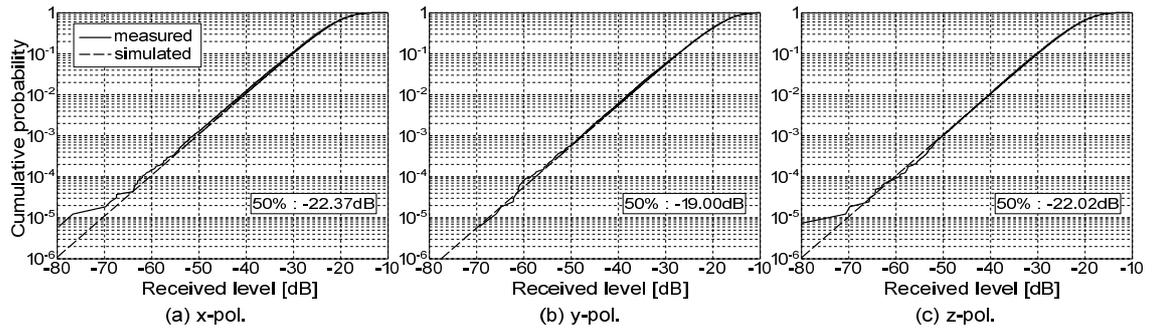
ここで、 $\eta_{ref}$  は基準ダイポールアンテナの放射効率を表しており、今回は1とみなしている。すなわち、基地局アンテナの平均受信電力と基準ダイポールアンテナの平均受信電力を比較することによって基準アンテナの放射効率を求める。

## 6.4 測定結果

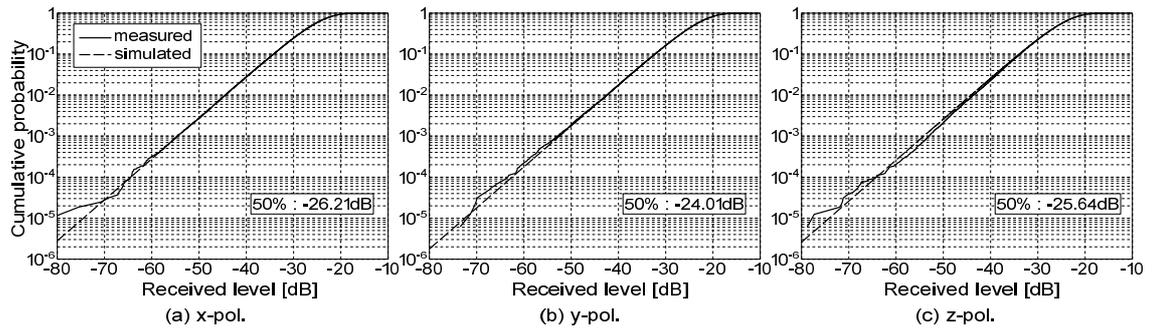
### 6.4.1 受信レベルの累積確率分布と測定精度の指標

まず、図 6.5 に、送信ダイポールの各偏波 ( $x, y, z$  偏波) における、基準ダイポールアンテナの受信レベルの累積確率分布を示す。図には、測定値から求めた中央値と同じ中央値をもつレイリー分布の計算値も併せて示している。また、図中には中央値の数値も示している。測定値は、周波数帯や偏波の方向に関係なくレイリー分布となっていることがわかる。また、図 6.6、および図 6.7 に送信ダイポールの各偏波における、基地局アンテナの垂直偏波および水平偏波の受信レベルの累積確率分布を示す。こちらも同様に、周波数帯や偏波の方向に関係なくレイリー分布が得られている。

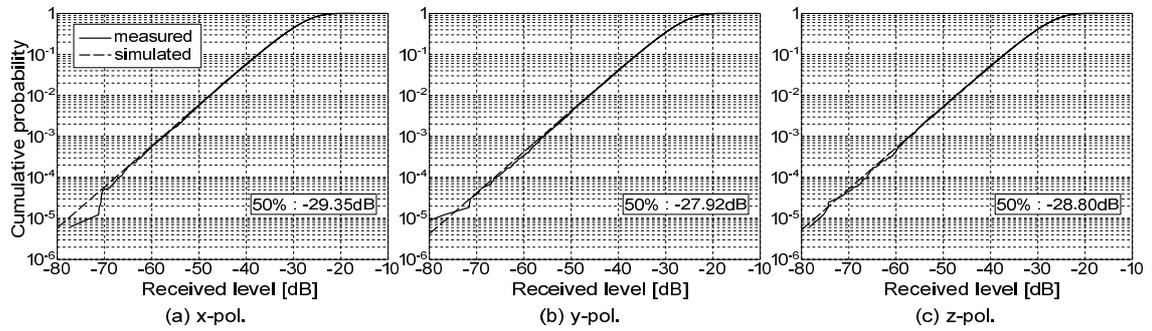
ここで、測定精度の簡易的な指標として、DDD (Deviation of Receiving Level Dependent on Antenna Direction) 値を導入する [87]。DDD 値は、直交3偏波 (ここでは、 $x, y, z$  偏波) を送信した場合の各偏波間での受信電力中央値の偏差 (最大値と最小値の差) であり、この偏差が小さいほど反射箱内の電界分布はランダム性が高いと判断できる。表 6.4 に、各周波数帯における基準ダイポールアンテナおよび基地局アンテナの DDD 値を示す。



(a) 800 MHz 帯



(b) 1.5 GHz 帯

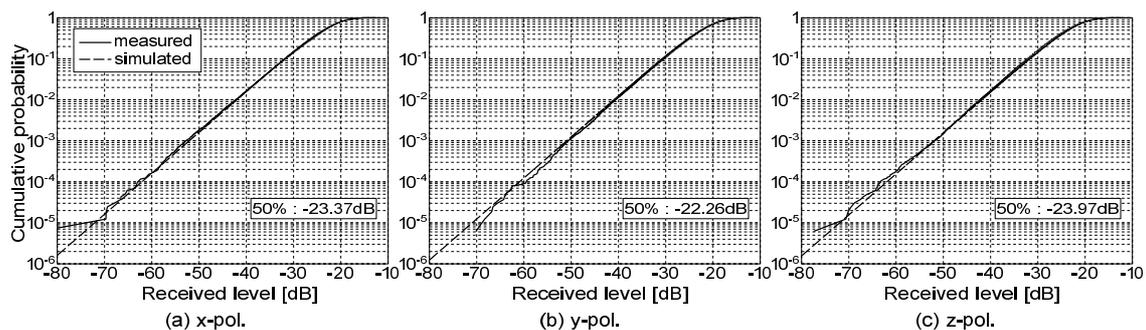


(c) 2 GHz 帯

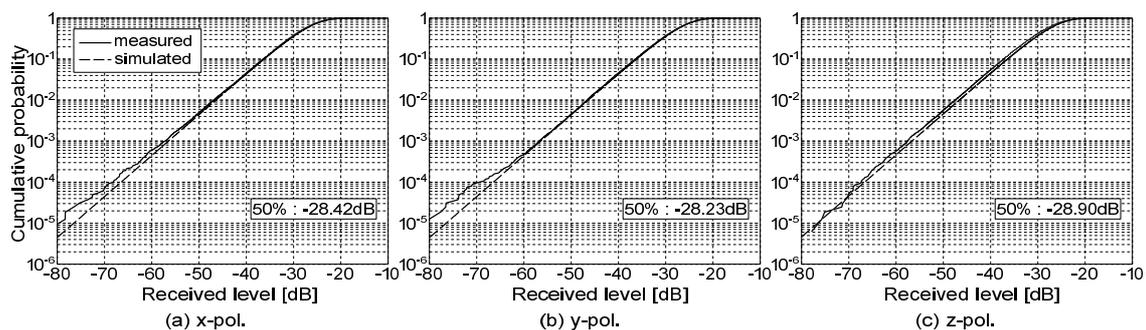
図 6.5: 基準ダイポールアンテナの受信レベルの累積確率分布

表 6.4: 送信偏波間の受信電力中央値の偏差 (DDD 値)

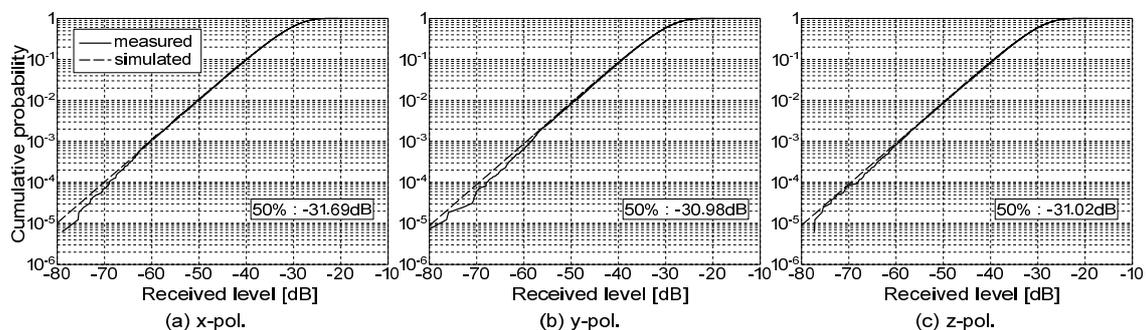
freq. band	Ref [dB]	AUT V-pol. [dB]	AUT H-pol. [dB]
800 MHz	3.37	1.71	1.55
1.5 GHz	2.20	0.67	0.86
2 GHz	1.43	0.71	1.39



(a) 800 MHz 帯



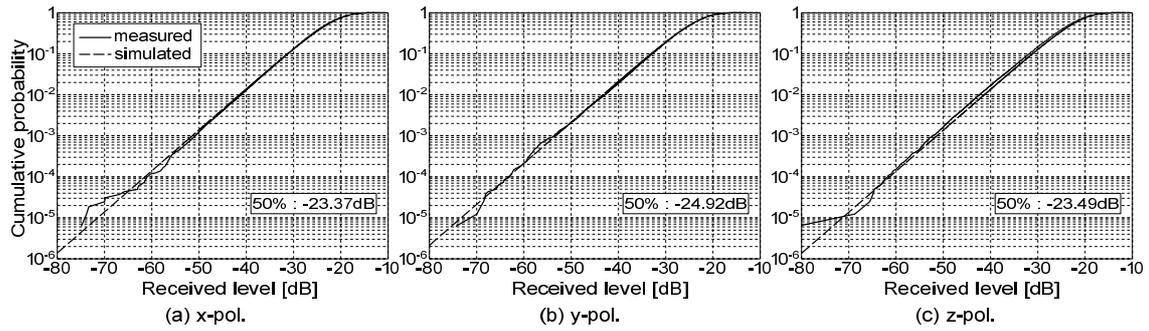
(b) 1.5 GHz 帯



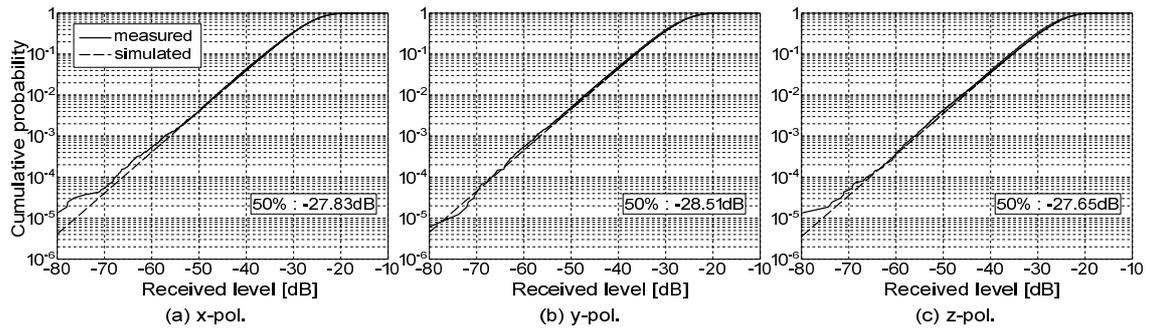
(c) 2 GHz 帯

図 6.6: 基地局アンテナの受信レベルの累積確率分布 (垂直偏波)

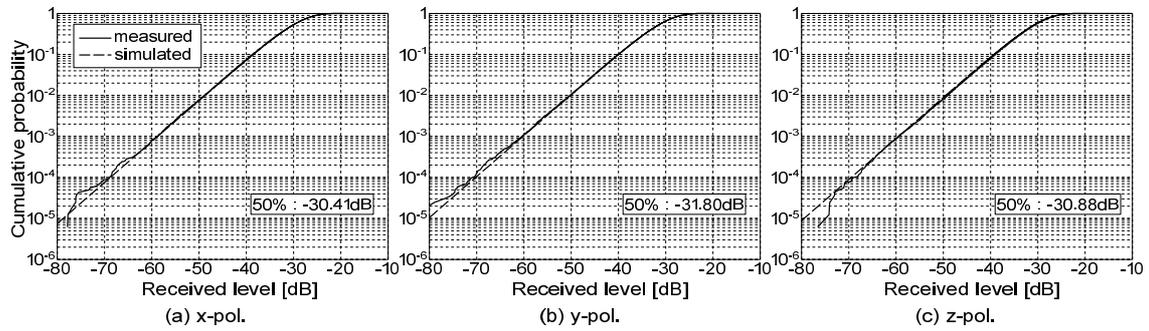
周波数が低いほど DDD 値は大きくなる傾向が見とれる。800 MHz 帯における基準ダイポールアンテナの DDD 値は 3 dB を超えており、測定値の精度に問題を生じている可能性がある。基地局アンテナの DDD 値は基準ダイポールアンテナの DDD 値よりも小さい。これは、基準ダイポールアンテナの指向性が無指向性に近く、送信アンテナからの直接波を受けやすいのに対して、基地局アンテナの指向性は鋭く、そのビーム方向が送信アンテナの方向を向いていないことから、送信アンテナからの直接波を受けにくいことに起因していると考えられる。



(a) 800 MHz 帯



(b) 1.5 GHz 帯



(c) 2 GHz 帯

図 6.7: 基地局アンテナの受信レベルの累積確率分布 (水平偏波)

### 6.4.2 放射効率の算出

次に得られた測定データから基地局アンテナの放射効率の算出を行う。ここでは、一例として、2 GHz 帯、垂直偏波の場合について、放射効率の算出過程を示す。各周波数帯において、直交3偏波送信時の周波数領域データ 1,601 ポイントと空間領域データ 101 ポイントが得られているが、これらのデータを平均して用いる。具体的には、送信3偏波、空間データ 101 ポイント、そして、20 MHz 帯域幅の周波数データ 140 ポイント、合計 42,420 ポイントのデータで平均する。図 6.8 の下段は、基準ダイポールアンテナおよび基地局アン

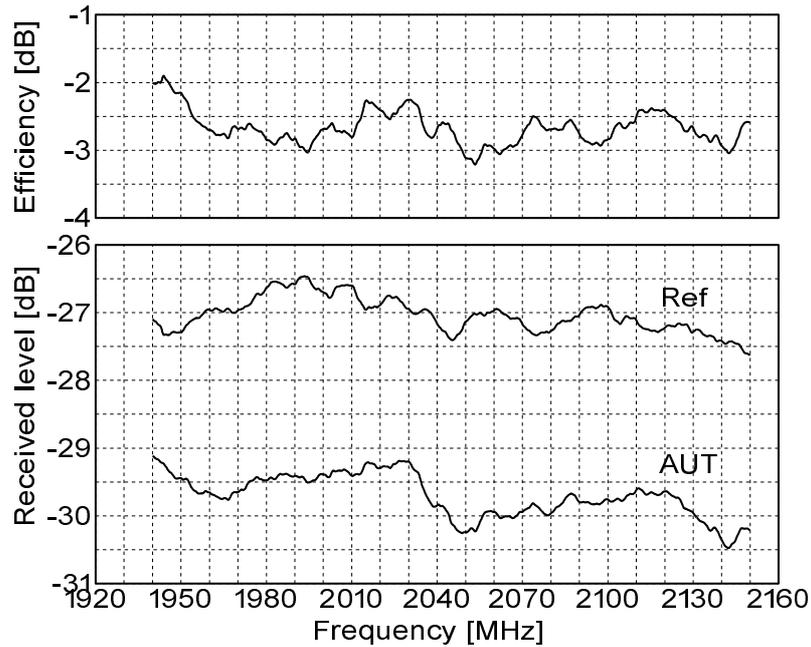
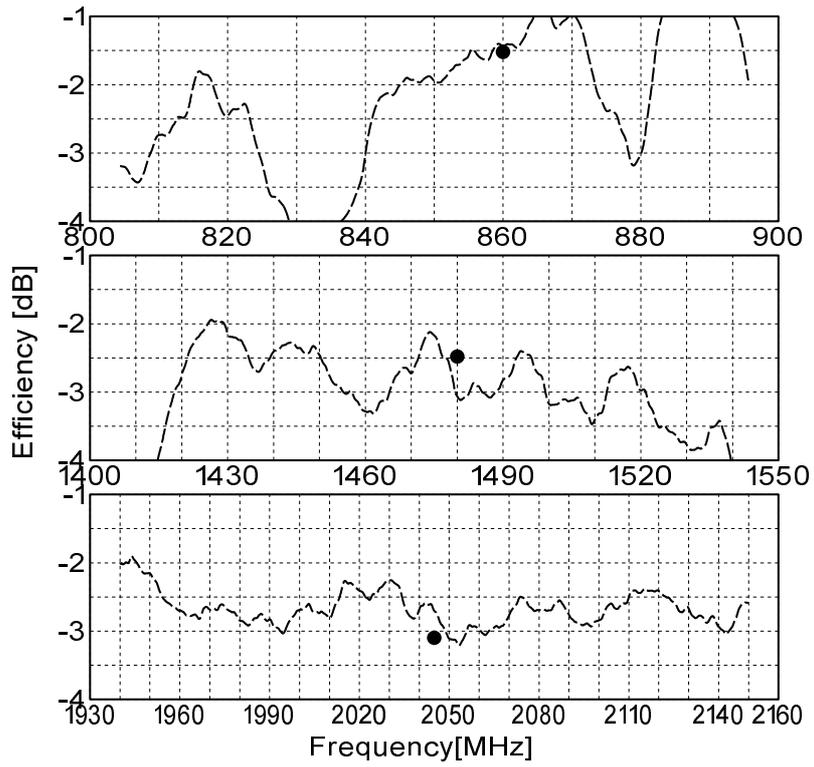


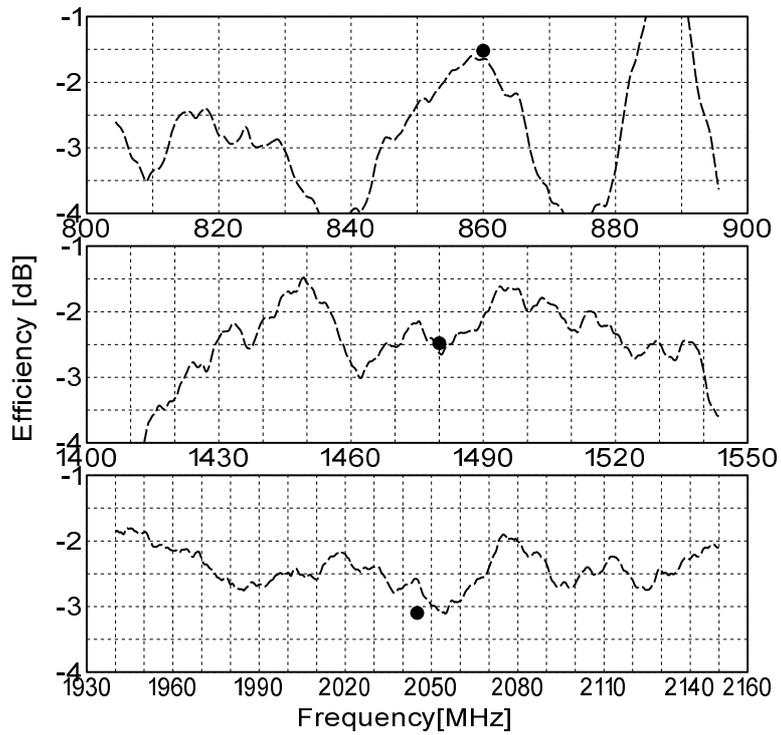
図 6.8: 基地局アンテナの 2 GHz 帯, 垂直偏波の放射効率の算出

テナの平均受信レベルの算出結果である。この平均受信レベルの周波数特性は細かな変動（リップル）が見られる。これは、周波数データの平均化の帯域幅を広くすることによって改善されるが、観察できる周波数幅が小さくなるため、140 ポイントにとどめておく。図 6.8 の上段は、基地局アンテナの放射効率を表す。これは、式 (6.1) にしたがって、基準ダイポールアンテナと基地局アンテナの平均受信レベルの差から求めることができる。

他の周波数帯や水平偏波の場合も同様の手順で放射効率の算出を行った。図 6.9 に、全 6 系統における放射効率の算出結果を示す。図には、表 6.2 に示した見積損失も黒点で示している。周波数が低いほど、測定値に大きな変動が見られ、測定精度が悪化しているのがわかる。特に 800 MHz 帯では、数 dB の変動があり、測定結果は信頼性に欠けているといわざるを得ない。しかしながら、測定値はアンテナ内部の見積損失から大きくかけ離れてはおらず、また、周波数特性はおおよその傾向を表している。特に、1.5 GHz 帯においては、周波数帯域の両端で効率が急速に低下しているが、これはバンドパスフィルタの特性が現れていることが確認できる。



(a) 垂直偏波



(b) 水平偏波

図 6.9: 基地局アンテナの放射効率の測定結果

## 6.5 測定精度の改善検討

前節での測定結果では、特に低い周波数での測定精度が悪化していた。そこで、測定精度を改善する方法を検討する。

図 6.10 に改善後の測定系統図、および図 6.11 に電波反射箱内部の写真を示す。今回の変更点は、送信ダイポールの前面 130 mm の距離に、横 340 mm × 縦 1,220 mm の反射板を設置し、それらの位置関係を保ったままスライドレール上を移動させる。すなわち、送信側のアンテナは反射板付ダイポールとなる。また、スライドレールは、 $x$  軸に対して  $20^\circ$  回転させて設置する。ここで新たな座標系として、 $z$  軸に関して  $20^\circ$  回転させた座標系 ( $u, v, w$ ) を定義する。反射板の付加により、送信アンテナから受信アンテナへの直接波の影響が低減すると期待できる。また、電氣的に大きいサイズの反射板が移動することになり、プ

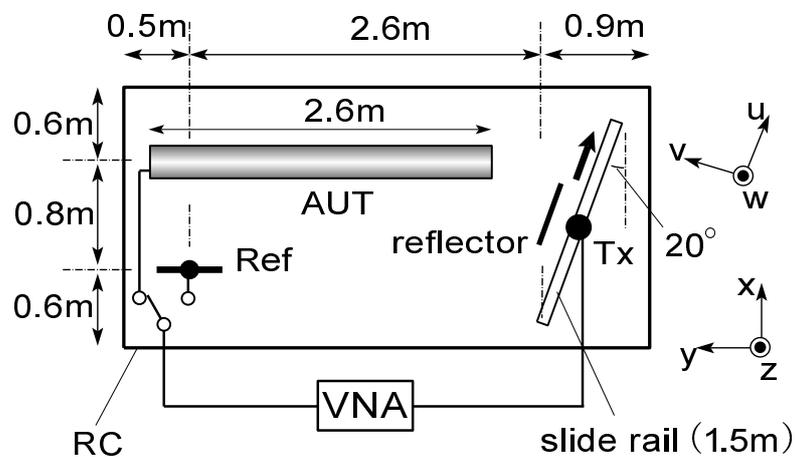


図 6.10: 改善後の測定系統図 (上面図)

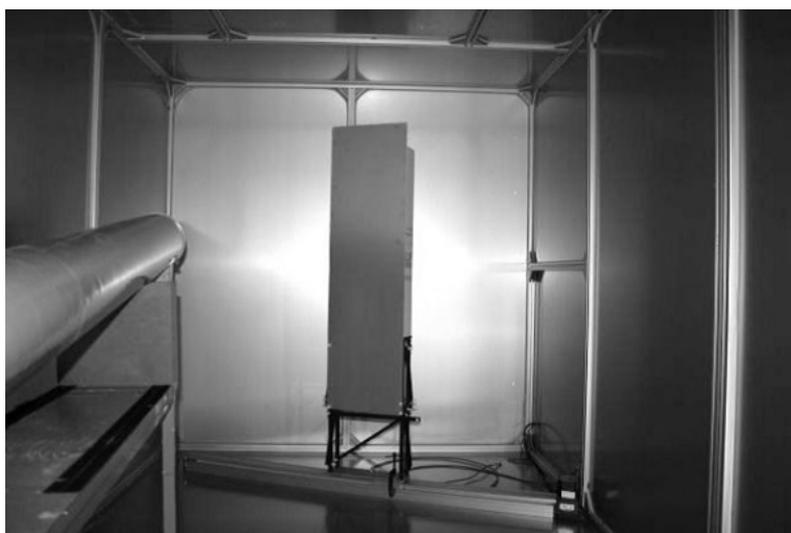


図 6.11: 電波反射箱内部写真 (改善後)

ロペラ式の攪拌機と同じような効果が期待できる。さらに、スライドレールを傾けて、アンテナの移動方向が反射箱の壁と平行になるのを防ぐことにより、反射箱内部の電磁界分布の変動がより高まると期待できる。受信アンテナ側は、前回と同様、基準アンテナとして  $y$  方向偏波の半波長ダイポールとし、基地局アンテナも同じ位置に設置する。また、測定ポイント数や放射効率の算出方法も前回と同様とする。

## 6.6 改善後の測定結果

前回と同様に、送信ダイポールの各偏波（ここでは、 $u$ ,  $v$ ,  $w$  方向）における、基準アンテナの受信レベルの累積確率分布を求めた。図示はしていないが、基準ダイポールアンテナおよび基地局アンテナについて、受信レベルはレイリー分布となっていることが確認された。ここでは、表 6.5 に、各偏波における受信レベルの累積確率分布の中央値を示す。今回の測定では、反射箱内で電力損失を引き起こすような変更を行っていないため、中央値の値は前回の測定値と同程度になっている。

表 6.6 に DDD 値を示す。いずれの周波数帯においても、今回の測定系の方が偏差が小さくなっており、内部の電界分布はランダム性が高まったといえる。周波数が低くなるにつれて DDD 値が大きくなる傾向、および基準ダイポールアンテナの DDD 値が基地局アンテナの DDD 値よりも大きい傾向は、前回と同じ傾向である。

表 6.5: 受信電力中央値（改善後）[dB]

### 基準ダイポールアンテナ

freq. band	$u$ -pol.	$v$ -pol.	$w$ -pol.
800 MHz	-21.31	-19.83	-22.47
1.5 GHz	-25.81	-24.73	-26.43
2 GHz	-28.55	-27.98	-29.00

### 基地局アンテナ（垂直偏波）

freq. band	$u$ -pol.	$v$ -pol.	$w$ -pol.
800 MHz	-23.60	-23.00	-23.69
1.5 GHz	-29.14	-28.61	-29.08
2 GHz	-31.50	-31.04	-31.12

### 基地局アンテナ（水平偏波）

freq. band	$u$ -pol.	$v$ -pol.	$w$ -pol.
800 MHz	-24.20	-24.58	-24.44
1.5 GHz	-28.27	-28.85	-28.29
2 GHz	-30.95	-31.28	-31.14

表 6.6: 送信偏波間の受信電力中央値の偏差 (DDD 値) (改善後)

freq. band	Ref [dB]	AUT V-pol. [dB]	AUT H-pol. [dB]
800 MHz	2.64	0.69	0.38
1.5 GHz	1.70	0.53	0.56
2 GHz	1.02	0.38	0.33

図 6.12 に、それぞれの周波数帯における放射効率の測定結果を示す。今回の測定系での結果の方が周波数に対する変動が小さくなっており、測定精度が向上したといえる。特に、800 MHz 帯、垂直偏波の場合の改善は著しいが、800 MHz 帯、水平偏波の場合の変動はあまり改善が見られない。現時点では、この違いについての原因はつかめてないが、測定サンプル点を増加させたり、各測定サンプルの相関性を低くする工夫によって測定精度は向上できると考えられる。

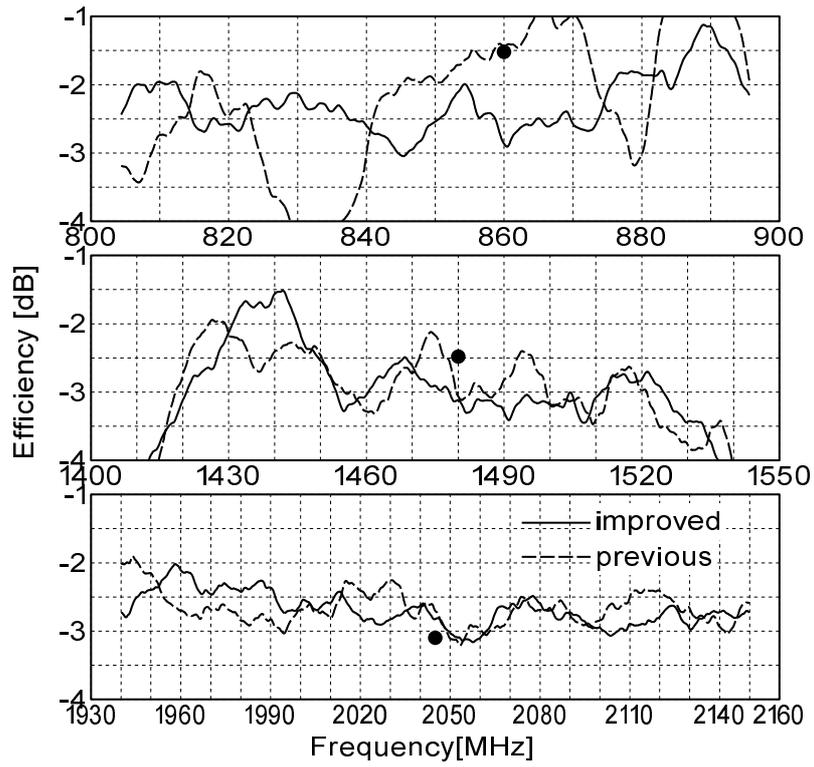
## 6.7 むすび

本章では、屋外用の比較的大きな携帯電話基地局アンテナの放射効率を電波反射箱を用いて測定する方法について検討した。

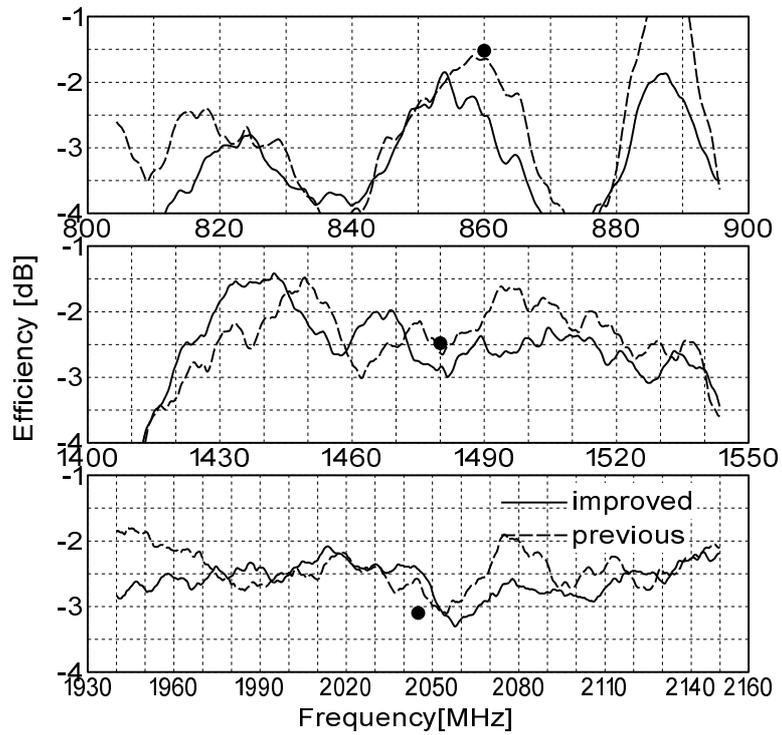
測定対象とするアンテナは、3 周波共用偏波共用のセクタアンテナであり、円筒形状をしたアンテナである。アンテナ内部には移相器をはじめとする受動回路が含まれており、これらの見積損失を放射効率の主要な低下分とみなした。測定精度の指標として、DDD 値を導入し、各周波数での送信偏波による受信レベルの偏差 (DDD 値) を求めた。

当初の測定では、受信レベルの累積確率分布はレイリー分布となっており、反射箱内はほぼ一様な電界分布であることが確認できたが、DDD 値については、特に周波数が低い場合には偏差が大きく、十分なランダム性が確保できていないことがわかった。その結果、放射効率の測定値の周波数特性には大きな変動が見られた。

次に、測定精度の改善の検討を行った。改善点として、送信アンテナの前方に波長に対して大きな反射板を付加し、また、スライドラールによる移動方向を壁と平行とにならないように傾けて設置した。その結果、DDD 値は前回に比べて小さくなり、測定精度が向上したことが確認された。放射効率の測定結果についても、周波数に対する変動が小さくなっていることが確認された。しかし、特に 800 MHz 帯、水平偏波の場合の変動はあまり改善が見られず、測定精度もまだ改善の余地がある。これは、DDD 値、すなわち、偏波特性のランダム性をさらに高めることで測定精度が改善されると予想される。今後、さらなるランダム性の向上を目指して攪拌方法を見直す必要があると考える。反射箱内の電界の均一性の評価 [96] や測定サンプル値の独立性の確認 [97] を検討する予定である。



(a) 垂直偏波



(b) 水平偏波

図 6.12: 基地局アンテナの放射効率の測定結果 (改善後)

## 第7章 結論

本研究では、携帯電話システムに使用される端末アンテナおよび基地局アンテナを測定対象とし、LTE以降で使用される特にMIMOアンテナの特性評価方法に主眼を置いた。その測定装置として、構造が簡易で、かつ安価に構築できる電波反射箱に着目した。携帯端末や基地局アンテナの特性評価を簡易に行うことを目的とし、電波反射箱を利用した各種評価方法を確立することを目指して研究を進めた。

第2章では、本研究を通じて移動通信用アンテナの測定装置として使用する電波反射箱について、一般的な電波反射箱の概要と基本的な理論について紹介した。

まず、一般的な電波反射箱の概要を示した。ここでは、規格IEC61000-4-21に示されている代表的な反射箱をもとに、電波反射箱の一般的な構造を示し、内部の電磁界が統計的に均一である必要性を説明し、そして、電磁界を攪拌する方法について示した。

次に、電波反射箱の基本的な理論について紹介した。ここでは、キャビティモードについての理論を説明し、電波反射箱内がマルチモードとなることを必要であることを示した。また、理想的な電波反射箱内の電界分布はレイリー分布となることを示した。そして、Qファクタについての理論を説明し、反射箱での遅延は指数関数的な遅延プロファイルとなること、電波反射箱のQは、壁、吸収体、開口、および受信アンテナの4つのパラメータにより決定されることを示した。

さらに、電波反射箱を用いたアンテナ測定法の概略を示し、最後に、市販されている電波反射箱について紹介した。

第3章では、実際に構築した4m × 2m × 2mのサイズの電波反射箱について基本的特性の測定結果を示した。この反射箱は、本研究を通じて共通に使用されたものであり、以降の章での研究内容において基礎となるデータを与えるものである。

まず、構築した電波反射箱の構造と測定法について示した。この反射箱は、安価で簡易に構築できることを重視し、規格品のアルミパネルを使用して組立を行った。また、電磁界の攪拌は、市販のスライドレールを利用したアンテナの移動による方法と周波数の攪拌を併用した。

次に、電波反射箱の基本特性の周波数特性を800MHz帯から5GHz帯にわたって明らかにした。基本的特性として、振幅データ、遅延データ、空間相関、およびXPRを測定した。振幅データからは、どの周波数帯においても正確なレイリー分布が得られていることが確認された。遅延データからは、指数関数的な遅延プロファイル特性となっていること

が確認され、床面に置いた電波吸収シートの枚数を変えることによって、遅延スプレッドを容易に変化できることを示した。空間相関データからは、到来波分布が3次元一様であることが確認された。XPR データからは、周波数が高い場合には主偏波と交差偏波はほぼ同等であるが、周波数が低い場合や電波吸収シートの枚数が増えると主偏波が支配的になることがわかった。また、統計的に一様な測定可能領域を確認するために、複数の位置で各測定を行った結果、少なくとも1m × 1m の範囲では、特性は同等であり、統計的に一様であることが確認された。

第4章では、携帯端末の評価を目的とした電波反射箱型 MIMO-OTA 測定システムについて、電波反射箱内の伝搬環境パラメータの制御の可能性について検討した。ここでは、従来の電波反射箱では困難であった XPR と到来波分布の制御が可能な二重電波反射箱を提案した。

本章の前半では、まず、MIMO-OTA が具備すべき機能についてまとめ、電波反射箱で実現できる機能と実現が困難である機能について整理した。それをもとに、従来実現が困難であったパラメータの一つである XPR の制御を目的に、二重電波反射箱において、内部反射箱の側面板の開口の中央に仕切りを設ける方法を提案した。その側面板の設計方法を示し、また、製作した側面板の電波の通過量を測定して側面板の動作を確認した。そして、二重電波反射箱内の伝搬環境を測定し、その統計的性質を調べた。また、外部反射箱の床面に、電波吸収シートを置き、その枚数を変えて遅延スプレッドへの影響についても調べた。測定の結果、XPR は0 ~ -10 dB まで変化させることができた。また、遅延プロファイルは指数関数型となり、遅延スプレッドは0.1 ~ 0.3  $\mu$ s 程度まで変化させることができた。また、空間相関特性から、水平面周囲一様の到来波分布となっていることが推定できた。

本章の後半では、前半で示した側面板の構造を改良し、XPR の制御に加えて、到来波分布の制御を目指した。その側面板の設計方法を示し、製作した側面板の電波の通過量を測定して側面板の動作を確認した。まず、XPR の制御実験では、開口の中央にある反射素子の向きや長さを変えることで、XPR を最大で -11 ~ +11 dB まで変えることができた。次に、側面板の電波通過範囲を変えて受信側の空間相関を測定した。その結果、通過角度範囲に応じた到来波分布が得られていることを確認した。到来波分布は、通過角度範囲が広い場合には、一様分布とみなすことができ、また、通過角度範囲が狭い場合には、ラプラス分布とみなすことができることがわかった。さらに、4 × 4 MIMO アンテナアレイを用いて、固有値分布を測定した。測定値は、クロネッカーモデルでシミュレーションした固有値分布と良く一致しており、所望の到来角度分布に応じたチャネル特性が得られていることが確認できた。

今回提案した二重電波反射箱は、簡易な構造で XPR と到来波分布の制御が可能となり、従来の電波反射箱と比べて端末の伝送特性を多様性をもって評価できるため有用性が高いといえる。今後の課題としては、使用周波数範囲の確認や、実際の端末での評価などを検

討したい。

第5章では、携帯電波基地局アンテナとして新しいMIMOアンテナを提案し、電波反射箱を用いてMIMOチャンネル特性の評価を行った。

まず、携帯電話基地局用オムニアンテナのアンテナ素子の開発を目的として、従来の垂直偏波・水平偏波共用のオムニアンテナとは異なる方式である偏波合成型のオムニアンテナを提案した。その一例として、無給電素子付きクロスU形ダイポールについて、モーメント法によるシミュレーションにより放射特性を検討した。無給電素子を付加することで、入力インピーダンスの調整が可能となり、また、水平面において合成電界を無指向性とすることができた。また、指向性の相関係数を計算し、相関が0となることを確認した。

また、シミュレーションで決定された構造パラメータをもとにアンテナを試作し、その特性を測定した。その結果、シミュレーションと同様に、アンテナ間の結合は十分小さく、かつ、偏差の小さい無指向性が得られた。

さらに、提案アンテナの性能評価のために、電波反射箱を用いて2×2MIMO通信時のチャンネル容量の測定を行った。その結果、提案アンテナは、従来の垂直偏波・水平偏波共用アンテナと同等の性能を有していることが確認された。

本提案アンテナは、2つのアンテナ素子の構造が同一でかつ利得が同一であるという利点を持ち、従来の多面合成アンテナよりも細径化が可能なMIMOアンテナであるといえる。

今後の検討課題としては、屋内用アンテナとして、円形反射板を付加した場合や、屋外用アンテナとして、垂直方向にアレーして高利得化した場合についての検討が考えられる。

第6章では、屋外用の比較的大きな携帯電話基地局アンテナの放射効率を電波反射箱を用いて測定する方法について検討した。測定対象としたアンテナは、3周波共用偏波共用のセクタアンテナであり、アンテナ内部には移相器をはじめとする受動回路が含まれており、これらの見積損失を放射効率の主要な低下分とみなした。測定精度の指標として、DDD値を導入し、各周波数での送信偏波による受信レベルの偏差を求めた。

当初の測定では、受信レベルの累積確率分布はレイリー分布となっており、反射箱内はほぼ一様な電界分布であることが確認できたが、DDD値については、特に周波数が低い場合には偏差が大きく、十分なランダム性が確保できていないことがわかった。その結果、放射効率の測定値の周波数特性は、大きな変動が見られた。

次に、測定精度を向上の検討を行った。改善点として、送信アンテナの前方に波長に対して大きな反射板を付加し、また、スライドラールによる移動方向を壁と平行としないように傾けた。その結果、DDD値は前回に比べて小さくなり、測定精度が向上したことが確認された。放射効率の測定結果についても、周波数に対する変動が小さくなっていることが確認された。しかし、特に800MHz帯、水平偏波の場合の変動はあまり改善が見られず、測定精度もまだ改善の余地がある。これは、DDD値、すなわち、偏波特性のランダム性をさらに高めることで改善されると予想される。今後、さらなるランダム性の向上を目指して攪拌方法を見直す必要があると考える。

以上のように、移動通信システムで用いられる携帯端末や基地局アンテナの特性評価を簡易に行う方法として電波反射箱を用いる方法に着目し、MIMO-OTA 測定システム、MIMO アンテナのチャンネル容量測定、およびアンテナの放射効率の測定について検討を行った。その結果、有用性の高いMIMO-OTA 測定システムの実現、新しいMIMO アンテナの実現、および比較的大きい基地局アンテナの放射効率測定の可能性について示すことができた。本研究では、主に実験を中心に電波反射箱の特性確認を行ったが、シミュレーションによる特性確認 [98]–[100] を今後の課題としたい。

今後の移動通信システムの高度化においては、MIMO ブランチ数の増加や、マルチユーザ MIMO への拡張、そして、アンテナアレーと無線機を一体化したアクティブアンテナシステム (AAS: Active Antenna System) [101], [102] の実現などの研究が盛んに行われている。このような高度化した移動通信システム用アンテナの開発の際には、その特性を簡易に短時間で、かつ高精度に評価できる方法が望まれている [103]。本研究の成果により、電波反射箱を用いた評価法は、その有力な候補となり得ることを示したと考えている。本研究が、高度化アンテナの実現とその評価法の発展の一助となることを期待したい。

## 謝辞

本論文は、筆者が電気通信大学大学院 情報理工学研究科 博士後期課程 情報・通信工学専攻に在学中の3年間（2010年10月から2013年9月まで）に行った研究成果をまとめたものであり、本研究を進めるにあたり多大なる御指導・御鞭撻を賜りました電気通信大学大学院 情報理工学研究科 情報・通信工学専攻 唐沢好男 教授に心より感謝するとともに、厚く御礼申し上げます。唐沢先生には、学位取得をお勧め下さったことを始めとして、在学中の御支援、論文のまとめ方の御指導、そして研究マインドに至るまでご教授下さり、重ねて感謝申し上げます。

学位論文審査において、本論文を審査していただき、有益な助言を賜りました電気通信大学先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター長 山尾 泰 教授、同大大学院 情報理工学研究科 情報・通信工学専攻 肖 鳳超 准教授、同大大学院 情報理工学研究科 情報・通信工学専攻 和田光司 准教授、同大先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター 藤井 威生 准教授に深く感謝いたします。

唐沢先生との共同研究のきっかけと博士後期課程への入学の機会を与えて下さり、その後も多大なるご支援を賜りました電気興業株式会社 取締役相談役 進藤秀一様、取締役執行役員 技術開発統括部長 野中和徳様、執行役員 技術開発統括次長 西澤俊一様に深く感謝いたします。電気通信開発部の皆様方には、通学中の会社不在時にはご迷惑をお掛けしましたが、様々な支援をしていただき感謝申し上げます。研究の初期段階で主に電波反射箱の構築と測定プログラムの基本部分の製作に関わっていただいた開発一課長 佐々木克守様、スライドレールの制御プログラムの作製と指導を行っていただいた佐藤啓介様、そして、MIMO アンテナの試作および実験を行っていただいた岡崎 彰様に感謝いたします。

最後に、研究を遂行するにあたり私の研究生生活を支えてくれた家族に感謝いたします。

## 参考文献

- [1] 3GPP LTE, <http://www.3gpp.org/article/lte>
- [2] 3GPP LTE-Advanced, <http://www.3gpp.org/lte-advanced>
- [3] 安部田貞行, “LTE/LTE-Advanced の目指すもの, ” 信学誌, vol.96, no.3, pp.144–149, 2013.
- [4] 細矢良雄 (編), 電波伝搬ハンドブック, 第 12 章, リアライズ社, 1999.
- [5] G.J. Foschini and M.J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Commun.*, vol.6, pp.311–335, 1998.
- [6] IEC, <http://www.iec.ch/>
- [7] CISPR, [http://www.iec.ch/emc/iec\\_emc/iec\\_emc\\_players\\_cispr.htm](http://www.iec.ch/emc/iec_emc/iec_emc_players_cispr.htm)
- [8] IEC61000-4-21, “Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 4-21: Testing and measurement techniques - Reverberation chamber test methods,” Edition 2.0, 2011-01.
- [9] J.L. Volakis, ed., *Antenna engineering handbook*, 4th ed., chapter 58, McGraw-Hill, 2007.
- [10] 3GPP TR 25.914, “Measurements of radio performances for UMTS terminals in speech mode (Release 11),” v11.3.0, 2012-12.
- [11] The CTIA Wireless 2011 MIMO OTA Expert Forum, <http://www.microwavejournal.com/articles/10424-the-ctia-wireless-2011-mimo-ota-expert-forum>
- [12] G. Cerri, V.M. Primiani, C. Monteverde, and P. Russo, “A theoretical feasibility study of a source stirring reverberation chamber,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.51, no.1, pp.3–11, Feb. 2009.
- [13] J. Kunthong and C.F. Bunting, “Statistical characterization of the 900 MHz and 1800 MHz indoor propagation using reverberation source stirring technique,” *Antennas & Propagation Society International Symposium, APSURSI '09. IEEE*, 2009.

- [14] K. Rosengrenm, P.S. Kildal, C. Carlsson, and J. Carlsson, “Characterization of antennas for mobile and wireless terminals in reverberation chambers: improved accuracy by platform stirring,” *Microwave & Optical Tech., Lett.*, vol.30, no.6, Sept. 2001.
- [15] F. Leferink, R. Serra, and H. Schipper, “Microwave-range shielding effectiveness measurements using a dual vibrating intrinsic reverberation chamber,” *Microwave Conference (EuMC), 42nd European*, pp.344–347, Oct. 2012.
- [16] P.S. Kildal and C. Carlsson, “Detection of a polarization imbalance in reverberation chambers and how to remove it by polarization stirring when measuring antenna efficiencies,” *Microwave & Optical Tech., Lett.*, vol.34, no.2, July 2002.
- [17] K. Madsén, P. Hallbjörner, and C. Orlenius, “Models for the number of independent samples in reverberation chamber measurements with mechanical, frequency, and combined stirring,” *IEEE Antennas & Wireless Propagat. Lett.*, vol.3, pp48–51, 2004.
- [18] G. Kostas and B. Boverie, “Statistical model for a mode-stirred chamber,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.33, no.4, pp.366–370, Nov. 1991.
- [19] D.A. Hill, “Plane wave integral representation for fields in reberberation chambers,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.40, no.3, pp.209–217, Aug. 1998.
- [20] K. Harima, “Statistical characteristics of E-field distribution in a reverberation chamber,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88-B, no.8, pp.3127–3132, Aug. 2005.
- [21] D.A. Hill, M.T. Ma, A.R. Ondrejka, B.F. Riddle, M.L. Crawford, and R.T. Johnk, “Aperture excitation of electrically large, lossy cavities,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.36, no.3, pp.169–178. Aug. 1994.
- [22] D.A. Hill, J.W. Adams, M.T. Ma, A.R. Ondrejka, B.F. Riddle, M.L. Crawford, and R.T. Johnk, “Aperture excitation of electrically large, lossy cavities,” *Nat. Inst. Stand. Tech. (U.S.) Tech. Note 1361*, 1993.
- [23] P. Corona, G. Latmiral, and E. Paolini, “Performance and analysis of a reverberation enclosure with variable geometry,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.EMC-22, no.1, pp.2–5, Feb. 1980.
- [24] ニッ森俊一, 河村暁子, 米本成人, “炭素繊維強化プラスチック積層板を用いた直方体反射箱内における構造体 Q 値の特性評価測定,” *信学総大*, B-1-2, Mar. 2013.
- [25] 唐沢好男, “電波反射箱型 MIMO-OTA 測定環境 –その実力と可能性–,” *信学総大*, BS-1-6, Mar. 2011.

- [26] 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.*, vol.42, no.12, pp.104–111, Dec. 2004.
- [27] M.Á. García-Fernández, J.D. Sánchez-Heredia, A.M. Martínez-González, D.A. Sánchez-Hernández, and J.F. Valenzuela-Valdés, “Advances in mode-stirred reverberation chambers for wireless communication performance evaluation,” *IEEE Commun. Mag.*, vol.49, Issue 7, pp.140–147, July 2011.
- [28] F. Tamrin, I. Oshima, and Y. Karasawa, “A reverberation chamber to realize multipath-rich environment [IV] – frequency dependence of propagation characteristics in the chamber –,” *信学技報*, A·P2012-113, Nov. 2012.
- [29] E. Genender, C.L. Holloway, K.A. Remley, J.M. Ladbury, G. Koeple, and H. Garbe, “Simulation of the multipath channel with a reverberation chamber: application to bit error rate measurements,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.52, no.4, pp.766–777, Nov. 2010.
- [30] W.C. Jakes, ed., *Microwave mobile communications*, Wiley-IEEE Press, 1994.
- [31] Y. Wang, H.L. Dung, and Y. Karasawa, “Spatial correlation functions in three-dimensional APS with  $\cos^n \theta$ ,” *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol.11, pp.511–514, 2012.
- [32] 3GPP, “Measurement of radiated performance for MIMO and multi-antenna reception for HSPA and LTE terminals,” *Tech.Rep.37.976*, 2012, v11.0.0,
- [33] H. Arai, *Measurement of Mobile Antenna Systems*, Artech House 2001.
- [34] 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, Sept. 2008.
- [35] 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生成装置,” *信学技報*, A·P2008-3, Apr. 2008.
- [36] 岡野由樹, 今井哲郎, “MIMO OTA 測定用空間チャンネルエミュレータの構築と精度評価,” *信学論 (B)*, vol.J93-B, no.9, pp.1267–1275, Sept. 2010.
- [37] P. Kyösti, J.-P. Nuutinen, and T. Jämsä, “MIMO OTA test concept with experimental and simulated verification,” *Proc. Fourth European Conf. on Antennas & Propagat.*, Apr. 2010.

- [38] 篠沢政宏, 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箱,” 信学技報, A-P2006-125, Jan. 2007.
- [39] 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, Sept. 2008.
- [40] 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.
- [41] 大島一郎, 唐沢好男, “二重電波反射箱によるマルチパス伝搬環境制御,” 信学論 (B), vol.J94-B, no.9, pp.1056–1064, Sept. 2011.
- [42] 大島一郎, 唐沢好男, “[依頼講演] 電波反射箱型 MIMO-OTA 測定環境,” 信学技報, A-P2011-108, Nov. 2011.
- [43] 大島一郎, 唐沢好男, “二重電波反射箱による偏波制御,” 信学ソ大, B-1-200, Sept. 2010.
- [44] 大島一郎, 唐沢好男, “二重電波反射箱による偏波と遅延スプレッドの制御,” 信学総大, BS-1-7, Mar. 2011.
- [45] I. Oshima and Y. Karasawa, “Experimental evaluation of the propagation environment control Function in a double-layered reverberation chamber in a MIMO-OTA system,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E96-B, no.10, Oct. 2013. (採録決定済)
- [46] I. Oshima and Y. Karasawa, “Arrival angle distribution control in MIMO-OTA measurement environment using double-layered reverberation chamber,” *ISAP2012*, 2B2-3, pp.279–282, Oct. 2012.
- [47] 大島一郎, 唐沢好男, “二重電波反射箱による到来波分布制御,” 信学ソ大, B-1-179, Sept. 2011.
- [48] J.D. Sánchez-Heredia, J.F. Valenzuela-Valdés, A.M. Martínez-González, and D.A. Sánchez-Hernández, “Emulation of MIMO Rician-fading environments with mode-stirred reverberation chambers,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.59, no.2, pp.654–660, Feb. 2011.
- [49] 篠沢政宏, パシシンギ サハルル, アリフ リズワン, 唐沢好男, “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,” 信学論 (C), vol.J93-C, no.12, pp.612–621, Dec. 2010.

- [50] J.F. Valenzuela-Valdés, A.M. Martínez-González, and D.A. Sánchez-Hernández, “Emulation of MIMO nonisotropic fading environments with reverberation chambers,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.7, pp.325–328, 2008.
- [51] 福重 勝, 今井哲朗, “移動伝搬における建物侵入波の交差偏波識別度に関する一検討,” 信学総大, B-1-31, Mar. 2005.
- [52] 田中 哲, 明山 哲, 小園 茂, “移動通信における市街地の多重路伝搬遅延特性,” 信学誌, vol.J73-B-II, no.11, pp.772–778, 1990.
- [53] E. Genender, C.L. Holloway, K.A. Remley, J. Ladbury, G. Koepke, and H. Garbe, “Use of reverberation chamber to simulate the power delay profile of a wireless environment,” *EMC Europe, 2008 International Symposium*, Sept. 2008.
- [54] J.-H. Choi, S.-O. Park, T.-S. Yang, and J.-H. Byun, “Generation of Rayleigh/Rician fading channels with variable RMS delay by changing boundary conditions of the reverberation chamber,” *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol.9, pp.510–513, 2010.
- [55] 大西直樹, 佐々木金見, 新井宏之, “フィールドシミュレータ内電界強度分布の検討,” 信学技報, A-P96-119, Jan. 1997.
- [56] 信学会 (編), アンテナ工学ハンドブック (第2版), pp.371–373, オーム社, 2008.
- [57] J.L. Volakis, ed., *Antenna engineering handbook*, 4th ed., chapter 56, McGraw-Hill, 2007.
- [58] HFSS, <http://ansys.jp/products/electromagnetics/hfss/>
- [59] 唐沢好男, デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2003.
- [60] 清水康敬 (編), 最新 電磁波の吸収と遮蔽, pp.135–138, 日経技術図書株式会社, 1999.
- [61] J.P. Kermoal, L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Mogensen, and F. Frederiksen, “A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation,” *IEEE Jour. Selec. Areas Commun.*, vol.20, no.6, pp.1211–1226, 2002.
- [62] 大島一郎, 岡崎 彰, 唐沢好男, “MIMO用偏波合成型オムニアンテナ,” 信学論 (B), vol.J96-B, no.9, pp.1028–1036, Sept. 2013.
- [63] 中野雅之, 新井宏之, “移動通信における直交偏波共用基地局アンテナ技術とシステム評価,” 信学論 (B), vol.J96-B, no.1, pp.1–15, Jan. 2013.
- [64] 大島一郎, 八木宏樹, “2 GHz帯偏波共用オムニアンテナ,” 信学ソ大, B-1-149, Sept. 2003.

- [65] 松下裕一郎, 久我宣裕, “矩形導体上に設置された2面型偏波共用オムニ指向性アンテナ,” 信学技報, A-P2005-34, pp.25–30, June 2005.
- [66] 松野宏己, 中野雅之, 新井宏之, “寄生素子付 Halo アンテナ,” 信学論 (B), vol.J92-B, no.9, pp.1431–1439, Sept. 2009.
- [67] 関 卓也, 大島一郎, 中野雅之, 松野宏己, “高利得偏波共用オムニアンテナ,” 信学ソ大, B-1-113, Sept. 2012.
- [68] 掛札祐範, 島村 愛, 田中崇義, 恵比根佳雄, “屋内用偏波共用オムニアンテナの一設計,” 信学ソ大, B-1-79, Sept. 2009.
- [69] 王 シン, 新井宏之, 蔣 恵玲, 長 敬三, “室内基地局用低姿勢偏波共用 MIMO アンテナ,” 信学技報, A-P2011-101, pp.69–72, June 2011.
- [70] 4NEC2, <http://www.qsl.net/4nec2/>
- [71] 信学会 (編), アンテナ工学ハンドブック (第2版), pp.116–135, オーム社, 2008.
- [72] C.W. Harrison, Jr. and R.W.P. King, “Folded dipoles and loops,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.9, no.2, pp.171–187, Mar. 1961.
- [73] 信学会 (編), アンテナ工学ハンドブック (第2版), pp.137–138, オーム社, 2008.
- [74] R.W.P. King, C.W. Harrison, Jr., and D.H. Denton, Jr., “Transmission-line missile antennas,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.8, no.1, pp.88–90, Jan. 1960.
- [75] 信学会 (編), アンテナ工学ハンドブック (第2版), pp.140–141, オーム社, 2008.
- [76] 多賀登喜雄, “陸上移動通信環境におけるアンテナダイバーシチ相関特性の解析,” 信学論 B-II, vol.J-73-B-II, no.12, pp.883–895, Nov. 1990.
- [77] 道下尚文, 新井宏之, 常川光一, 刈込正徹, “周波数共用プリントダイポールアンテナの FDTD 解析,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.1, pp.68–75, Jan. 2003.
- [78] K.M.K.H. Leong, Y. Qian, and T. Itoh, “Compact surface-wave assisted printed endfire antenna with multiples system compatibility,” 2001 IEEE antennas and Propagation Symposium Digest, vol.3, pp.448–451, July 2001.
- [79] 中嶋信生 (編), 新世代ワイヤレス技術, 丸善, 2004.
- [80] D.T. Le and Y. Karasawa, “A simple broadband antenna for MIMO applications in cognitive radio,” IEICE Trans. Commun., vol.E95-B, no.1, pp.18–26, Jan. 2012.
- [81] 大島一郎, 唐沢好男, “MIMO 用偏波合成型オムニアンテナの検討 —無給電素子付きクロスダイポールのシミュレーション検討—,” 信学技報, A-P2012-109, Nov. 2012.

- [82] 大島一郎, 岡崎 彰, 唐沢好男, “偏波合成オムニアンテナの MIMO 性能評価,” 信学総大, B-1-98, Mar. 2013.
- [83] 森下 久, 小形アンテナの基礎, 第 4.5 節, pp.85–92, コロナ社, 2011.
- [84] 新井宏之, “小形アンテナ: 小形化手法とその評価法,” 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, pp.1140–1148, Sept. 2004.
- [85] H.A. Wheeler, “The radiansphere around a small antenna,” Proc. IRE, vol.47, no.8, pp.1325–1331, Aug. 1959.
- [86] 石井 望, “放射抑制シールドを用いた小形アンテナの放射効率測定,” 信学論 (B), vol.J95-B, no.9, pp.1025–1035, Sept. 2012.
- [87] 前田忠彦, 諸岡 翼, “屋内ランダムフィールド法による小形アンテナ放射効率測定法—測定精度の実験的検討とその改善法—,” 信学論, vol.J71-B, no.11, pp.1259–1265, Nov. 1988.
- [88] Q. Chen, H. Yoshioka, K. Igari, and K. Sawaya, “Measurement of radiation efficiency of antennas in the vicinity of human head proposed by COST 244,” Proc. IEEE Antennas & Propagation Society Int. Symp. Digest, AP-S’99, vol.4, pp.1118–1121, 1999.
- [89] 新井宏之, 浦川智弘, 寺西 学, “小形シールドボックスを用いた携帯機のふく射電力測定法,” 信学論, vol.J81-B-II, no.7, pp.691–698, July 1998.
- [90] [http://www.satimo.com/sites/www.satimo.com/files/Product%20sheet\\_SG128\\_2010.pdf](http://www.satimo.com/sites/www.satimo.com/files/Product%20sheet_SG128_2010.pdf)
- [91] C.S. Lee, A. Duffy, and C. Lee, “Antenna efficiency measurements in a reverberation chamber without the need for a reference antenna,” IEEE Antennas & Wireless Propagat. Lett., vol.7, pp.448–450, 2008.
- [92] M. Piette, “Antenna radiation efficiency measurements in a reverberation chamber,” 2004 Asia-Pacific Radio Science Conference, pp.24–27, Aug. 2004.
- [93] C.L. Holloway, H.A. Shah, R. Pirkl, W.F. Young, D.A. Hill, and J. Ladbury, “A three-antenna technique for determining the total and radiation efficiencies of antennas in reverberation chambers,” IEEE Antennas & Propagat. Mag., vol.54, no.1, pp.235–241, Feb. 2012.
- [94] 大島一郎, 唐沢好男, “電波反射箱による携帯電話基地局アンテナの放射効率測定,” 信学総大, B-1-201, Mar. 2012.

- [95] 大島一郎, 唐沢好男, “電波反射箱による携帯電話基地局アンテナの放射効率測定 (II) —送信アンテナ反射板付加による測定精度の向上—,” 信学ソ大, B-1-194, Sept. 2012.
- [96] 張間勝茂, “簡単なマルチパスモデルによる反射箱の電界均一性評価,” 信学技報, AMT2012-13, Dec. 2012.
- [97] P. Hallbjörner, “Estimating the number of independent samples in reverberation chamber measurements from sample differences,” IEEE Trans. Electromag. Compat., vol.48, no.2, pp.354–358, May 2006.
- [98] F. Moglie, “Convergence of the reverberation chambers to the equilibrium analyzed with the finite-difference time-domain algorithm,” IEEE Trans. Electromag. Compat., vol.46, no.3, pp.469–476, Aug. 2004.
- [99] E. Amador, C. Lemoine, P. Besnier, and A. Laisné, “Reverberation chamber modeling based on image theory: investigation in the pulse regime,” IEEE Trans. Electromag. Compat., vol.52, no.4, pp.778–789, Nov. 2010.
- [100] M. Rothenhaeusler and N. Kulbat, “Numerical simulation of the field properties in a reverberation chamber in time domain,” Proceedings of the 41st European Microwave Conference, pp.321–324, Oct. 2011.
- [101] 中野雅之, 天野良晃, “アクティブアレイ基地局アンテナの電波測定の課題,” 信学ソ大, B-1-192, Sept. 2012.
- [102] 高橋行隆, 佐藤啓介, 大島一郎, 天野良晃, 北藪透, 中野雅之, “移動通信基地局用アクティブアレイアンテナの送信性能測定方法に関する検討,” 信学技報, AMT2012-14, Dec. 2012.
- [103] 石井望, 新井宏之, “アンテナ放射電力測定法に関する国内研究動向,” 信学論 (B), vol.J95-B, no.5, pp.607–617, May 2012.

# 研究業績

## 学術論文

### 関連業績（関連論文の印刷公表の方法および時期）

- [1] 大島一郎, 唐沢好男, “二重電波反射箱によるマルチパス伝搬環境制御,” 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J94-B, no.9, pp.1056–1064, Sept. 2011. (第4章に関連)
- [2] 大島一郎, 岡崎 彰, 唐沢好男, “MIMO 用偏波合成型オムニアンテナ,” 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J96-B, no.9, pp.1028–1036, Sept. 2013. (第5章に関連)
- [3] I. Oshima and Y. Karasawa, “Experimental evaluation of the propagation environment control function in a double-layered reverberation chamber in a MIMO-OTA system,” IEICE Transactions on Communications, vol.E96-B, no.10, Oct. 2013. (採録決定済) (第4章に関連)

### 関連外業績

- [1] H. Nakano, K. Hirose, I. Ohshima, and J. Yamauchi, “An integral equation and its application to spiral antennas on semi-infinite dielectric materials,” IEEE Trans. on Antennas & Propagat., vol.46, no.2, pp.267–274, Feb. 1998.
- [2] 孫 桂江, 中田克弘, 大島一郎, 唐沢好男, “2 ステージ法による簡易型 MIMO-OTA 評価のシミュレーション手法とアンテナカップリング特性評価への応用,” 信学論 (B), vol.J96-B, no.7, pp.701–711, July 2013.

## 国際会議

- [1] H. Nakano, I. Oshima, H. Mimaki, J. Yamauchi, and K. Hirose, “Numerical analysis of a grid array antenna,” Singapore ICCS '94, vol.2, pp.700–704, 1994.
- [2] H. Nakano, I. Oshima, H. Mimaki, K. Hirose, and J. Yamauchi, “Center-fed grid array antennas,” Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.4, pp.2010–2013, 1995.
- [3] I. Oshima and Y. Karasawa, “Arrival angle distribution control in MIMO-OTA measurement environment using double-layered reverberation chamber,” ISAP2012, 2B2-3, pp.279–282, Oct. 2012. (第4章に関連)
- [4] F. Tamrin, A. Rizwan, I. Oshima, and Y. Karasawa, “Fundamental propagation characteristics in a 4(m)×2(m)×2(m)-sized reverberation chamber for MIMO-OTA measurements,” Wireless Information Technology and Systems (ICWITS), 2012 IEEE International Conference, Nov. 2012. (第3章に関連)
- [5] R. Kuse, T. Hori, M. Fujimoto, T. Seki, K. Sato, and I. Oshima, “Equivalent circuit analysis for AMC with double layer patch type FSS,” 2013 IEEE AP-S/URSI Conf., July 2013.

## 研究報告

- [1] 大島一郎, 佐々木克守, 中田幸男, 高橋行隆, 唐沢好男, “空間相関とアレー素子間結合を考慮した MIMO 伝送特性 [I], ” 信学技報, A·P2007-107, Nov. 2007.
- [2] ダンフンレー, ビスワスシュブラトクマル, 谷口哲樹, 唐沢好男, 大島一郎, “空間相関とアレー素子間結合を考慮した MIMO 伝送特性 [II], ” 信学技報, A·P2007-132, Jan. 2008.
- [3] 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, Sept. 2008.
- [4] アリフリズワン, 篠沢政宏, 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 [III], ” 信学技報, A·P2010-164, Feb. 2011.
- [5] 大島一郎, 唐沢好男, “[依頼講演] 電波反射箱型 MIMO-OTA 測定環境, ” 信学技報, A·P2011-108, Nov. 2011.
- [6] 孫桂江, 中田克弘, 大島一郎, 唐沢好男, “2 ステージ法による簡易型 MIMO-OTA 評価のシミュレーション手法とアンテナカップリング特性評価への応用, ” 信学技報, A·P2012-94, Nov. 2012.
- [7] 大島一郎, 唐沢好男, “MIMO 用偏波合成型オムニアンテナの検討 – 無給電素子付きクロスダイポールのシミュレーション検討 –, ” 信学技報, A·P2012-109, Nov. 2012.
- [8] F. Tamrin, I. Oshima, and Y. Karasawa, “A Reverberation chamber to realize multipath-rich environment [IV] – Frequency dependence of propagation characteristics in the chamber –, ” 信学技報, A·P2012-113, Nov. 2012.
- [9] 高橋行隆, 佐藤啓介, 大島一郎, 天野良晃, 北藪透, 中野雅之, “移動通信基地局用アクティブアレーアンテナの送信性能測定方法に関する検討, ” 信学技報, AMT2012-14, Dec. 2012.
- [10] 中道一, 佐野誠, 広川二郎, 安藤真, 佐々木克守, 大島一郎, “方形同軸線路給電平行平板スロットアンテナの設計と測定, ” 信学技報, A·P2013-45, June 2013.
- [11] 久世竜司, 堀俊和, 藤元美俊, 関卓也, 佐藤啓介, 大島一郎, “層間結合を考慮した二層パッチ型 AMC の等価回路解析, ” 信学技報, A·P2013-68, Aug. 2013.

## 大会

- [1] 中野久松, 大島一郎, 三牧宏彬, 山内潤治, “グリッドアレイアンテナの数値解析,” 信学春大, B-44, Mar. 1993.
- [2] 中野久松, 大島一郎, 三牧宏彬, 山内潤治, “グリッドアレイアンテナの数値解析 (II) –グリッド短辺の折り曲げ特性–,” 信学秋大, B-101, Sept. 1993.
- [3] 中野久松, 大島一郎, 広瀬数秀, 山内潤治, “グリッドアレイアンテナの数値解析 (III) –誘電体基板上にプリントした場合の特性–,” 信学春大, B-120, Mar. 1994.
- [4] 中野久松, 大島一郎, 三牧宏彬, 山内潤治, “グリッドアレイアンテナの数値解析 (IV) –中央給電によるビーム成形–,” 信学秋大, B-75, Sept. 1994.
- [5] 中野久松, 大島一郎, 三牧宏彬, 山内潤治, “グリッドアレイアンテナの数値解析 (V) –偏波共用アンテナ–,” 信学総大, B-168, Mar. 1995.
- [6] 大島一郎, 中野久松, “グリッドアレイアンテナの数値解析 (VII) –共振・非共振放射特性–,” 信学ソ大, B-98, Sept. 1995.
- [7] 大島一郎, 八木宏樹, “2 GHz 帯偏波共用オムニアンテナ,” 信学ソ大, B-1-149, Sept. 2003.
- [8] 佐々木克守, 大島一郎, 唐沢好男, “電波吸収シートを用いた環境制御型電波反射箱,” 信学ソ大, B-1-11, Sept. 2008.
- [9] 牧山真之, 大島一郎, 中野雅之, “垂直偏波レベルを高めたスケルトンスロットアンテナ,” 信学ソ大, B-1-84, Sept. 2009.
- [10] 富岡孝弘, 大島一郎, 中野雅之, 天野良晃, “移動通信基地局用小型細径偏波共用無指向性アンテナ,” 信学ソ大, B-1-85, Sept. 2010.
- [11] 大島一郎, 唐沢好男, “二重電波反射箱による偏波制御,” 信学ソ大, B-1-200, Sept. 2010.
- [12] 大島一郎, 唐沢好男, “二重電波反射箱による偏波と遅延スプレッドの制御,” 信学総大, BS-1-7, Mar. 2011.
- [13] 関 卓也, 大島一郎, “直列給電幅狭パッチアレーアンテナの振幅制御,” 信学総大, B-1-179, Mar. 2011.
- [14] 大島一郎, 唐沢好男, “二重電波反射箱による到来波分布制御,” 信学ソ大, B-1-179, Sept. 2011.

- [15] 孫 桂江, 中田克弘, 大島一郎, 唐沢好男, “2 ステージ法による簡易型 MIMO-OTA 評価システムの構成法とアンテナカップリング特性評価応用,” 信学総大, BS-1-9, Mar. 2012.
- [16] 大島一郎, 唐沢好男, “電波反射箱による携帯電話基地局アンテナの放射効率測定,” 信学総大, B-1-201, Mar. 2012.
- [17] 関 卓也, 大島一郎, 中野雅之, 松野宏己, “高利得偏波共用細径オムニアンテナ,” 信学ソ大, B-1-113, Sept. 2012.
- [18] 広川二郎, 中道 一, 佐野 誠, 安藤 真, 佐々木克守, 大島一郎, “方形同軸線路給電平行平板スロットアンテナの基礎検討,” 信学ソ大, B-1-123, Sept. 2012.
- [19] 大島一郎, 唐沢好男, “電波反射箱による携帯電話基地局アンテナの放射効率測定 (II) –送信アンテナ反射板付加による測定精度の向上–,” 信学ソ大, B-1-194, Sept. 2012.
- [20] 中道 一, 佐野 誠, 広川二郎, 安藤 真, 佐々木克守, 大島一郎, “方形同軸線路給電平行平板スロットアンテナの設計,” 信学総大, B-1-57, Mar. 2013.
- [21] 大島一郎, 岡崎 彰, 唐沢好男, “偏波合成オムニアンテナの MIMO 性能評価,” 信学総大, B-1-98, Mar. 2013.
- [22] 岡崎 彰, 大島一郎, 唐沢好男, “MIMO 用偏波合成型オムニアンテナの試作,” 信学総大, B-1-99, Mar. 2013.
- [23] 久世竜司, 村上靖宜, 堀 俊和, 藤元美俊, 関 卓也, 佐藤啓介, 大島一郎, “二層パッチ型 FSS を用いた人工磁気導体の等価回路解析,” 信学総大, B-1-140, Mar. 2013.
- [24] 佐藤啓介, 関 卓也, 大島一郎, 堀 俊和, “二層 FSS による人工磁気壁用ユニットセルの小型化,” 信学総大, B-1-142, Mar. 2013.
- [25] 応 明, 久世竜司, 堀 俊和, 藤元美俊, 関 卓也, 佐藤啓介, 大島一郎, “二層パッチ型 FSS を用いた人工磁気導体のユニットセル構造,” 信学総大, B-1-143, Mar. 2013.
- [26] 関 卓也, 大島一郎, “CRLH 線路を用いた無指向性漏れ波アンテナ,” 信学ソ大, B-1-112, Sept. 2013.
- [27] 久世竜司, 堀 俊和, 藤元美俊, 関 卓也, 佐藤啓介, 大島一郎, “偏波変換特性を有するメタ・サーフェス,” 信学ソ大, B-1-128, Sept. 2013.
- [28] 応 明, 久世竜司, 堀 俊和, 藤元美俊, 関 卓也, 佐藤啓介, 大島一郎, “二層 FSS を用いた人工磁気導体のユニットセル構造,” 信学ソ大, B-1-129, Sept. 2013.

- [29] 中道 一, 佐野 誠, 広川二郎, 安藤 真, 佐々木克守, 大島一郎, “方形同軸線路給電平行平板スロットアンテナにおける高次モード抑圧設計,” 信学ソ大, B-1-139, Sept. 2013.