

次世代移動通信端末向け受信評価用電波暗箱の基礎研究

平成 29 年 1 月

日本大学大学院理工学研究科博士後期課程

電子工学専攻

小 林 一 彦

目次

第1章 序論

1.1 移動無線通信の動向と本研究の背景	1
1.2 本研究の目的	11
1.3 本論の構成	13
参考文献	14

第2章 ピラミッド型電波吸収体の複素比誘電率

2.1 電波吸収体の材料定数について	19
2.1.1 複素比誘電率の評価手法	20
2.1.2 評価結果	22
2.1.3 複素比誘電率の妥当性	26
2.2 本複素比誘電率を適用した電波吸収体の反射係数	31
2.3 第2章のまとめ	32
参考文献	33

第3章 既存の電波暗箱の問題点

3.1 自由空間と電波暗箱の電界分布比較	35
3.2 正規化反射波レベル	37

目次

3.2.1 正規化反射波レベル分布 (700 MHz)	38
3.2.2 各周波数における正規化反射波レベル	43
3.3 第3章のまとめ	46
参考文献	47

第4章 受信評価に必要なQZ (Quiet Zone) レベル

4.1 QZ の定義	49
4.2 BER 特性から得られる受信評価に必要なQZ レベル	49
4.2.1 BER 特性シミュレーション手法	50
4.2.2 BER 特性結果と受信評価に必要なQZ レベル	53
4.3 第4章のまとめ	57
参考文献	58

第5章 所望のQZ レベルを得るための電波暗箱の構造検討

5.1 提案する電波暗箱の構造	59
5.2 提案した電波暗箱の特性	62
5.3 寸法形状による正規化反射波レベルの違い	66
5.3.1 伝搬方向の寸法 (x 方向)	67
5.3.2 伝搬方向に垂直な断面の寸法 (y-z 方向)	68
5.4 所望のQZ レベルを満たす領域と波面について	72
5.5 700 MHz での特性改善	79

5.5.1	特性改善のためのピラミッド型電波吸収体とその特性について	79
5.5.2	所望の QZ レベルを満たす領域と波面について	82
5.6	第 5 章のまとめ	88
	参考文献	90

第 6 章 広帯域化, 更なる小型化および特性改善に向けた構造検討

6.1	広帯域化について	91
6.2	電波暗箱の小型化および特性改善の可能性	93
6.2.1	小型化の可能性	94
6.2.2	ピラミッド型電波吸収体の入射角による反射係数特性	101
6.2.3	特性改善の可能性	105
6.3	第 6 章のまとめ	112
	参考文献	113

第 7 章 移動通信端末を設置した場合の特性

7.1	移動通信端末を電波暗箱内に設置した場合の影響	115
7.2	オフセットによる BER 特性への影響	120
7.3	波源側の電波吸収体をピラミッド型電波吸収体に置換えた特性	124
7.3.1	電波暗箱特性	125
7.3.2	移動通信端末を設置した場合の特性	131
7.3	第 7 章のまとめ	140
	参考文献	141

目次

第8章 結論 143

謝辞 151

付録

著者発表論文等 153

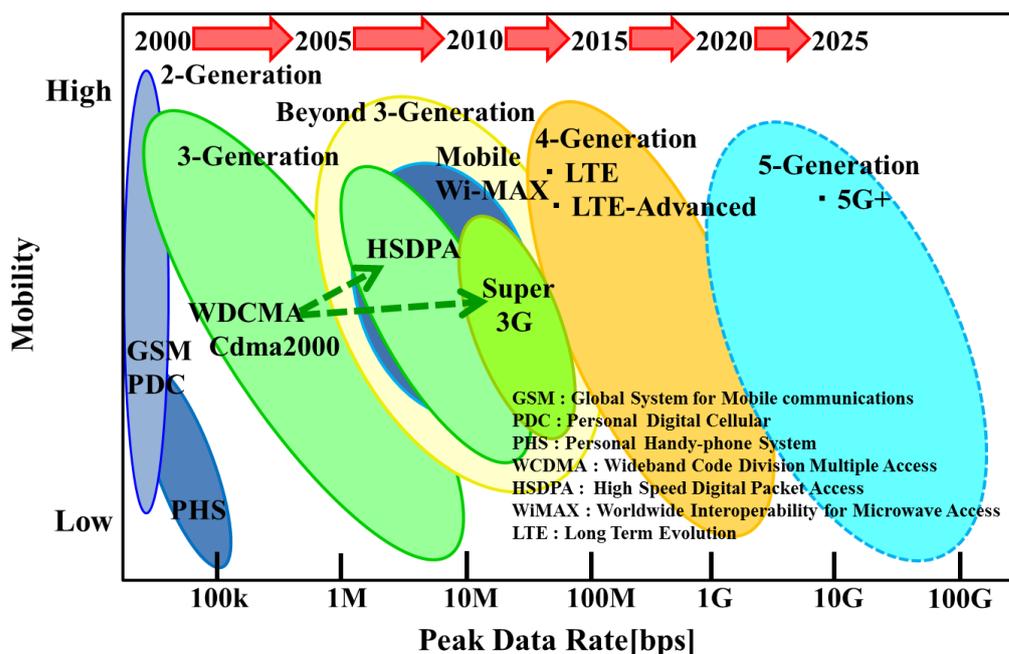
第1章 序論⁽¹⁾

本章では、移動無線通信の動向から本研究の背景と研究の目的について記述する。

1.1 移動無線通信の動向と本研究の背景

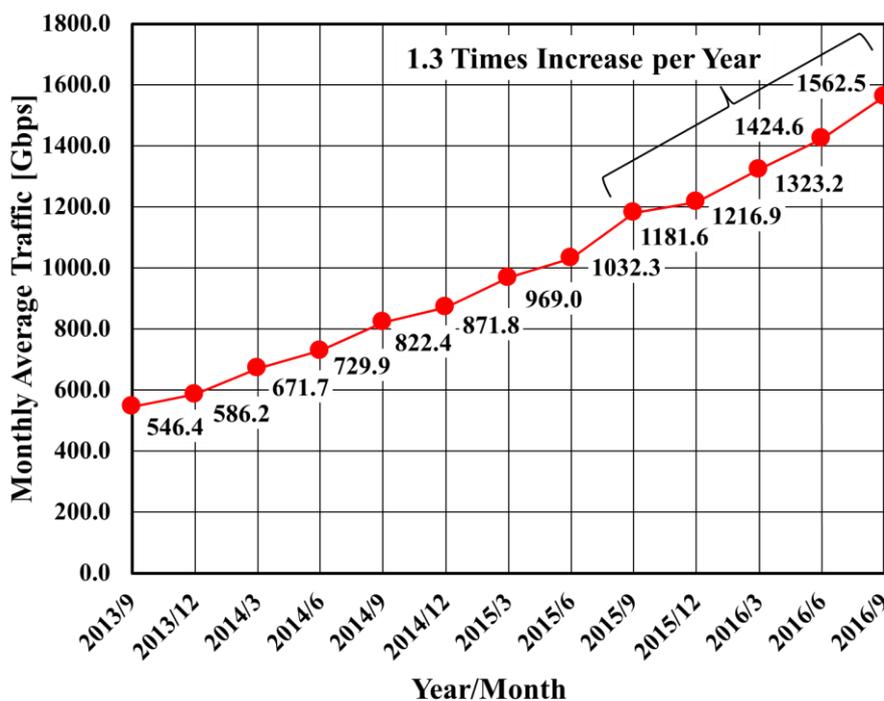
移動無線通信，取分けセルラー通信において，音声中心の時代からデータ通信の時代へと変遷していく中，図1-1⁽²⁾⁻⁽⁴⁾に示すように，約5年を周期に新しい通信方式が採用され，通信速度の高速化が進められている。この流れから今後も同様の周期で通信速度の改善が進められると推測する。

現在，中心となる通信方式LTE（Long Term Evolution）では，ピークで150 Mbps，LTEの発展系であるLTE-Advancedでは，ピークで600 Mbps～1.2 Gbps，2020年の東京オリンピック開催に合わせて，商用サービスを開始する5G（5-Generation）システムでは，IoT（Internet of Things），ICT（Information and Communication Technology），M2M（Machine to Machine）を意識したシステムで，最終的にピークデータレート10 Gbps以上を目指している⁽⁴⁾⁻⁽¹⁶⁾。通信速度の高速化により，近年，普及が目覚ましい高機能移動通信端末であるスマートフォンおよびタブレットに向けた高精細動画ストリーミングやビデオ通話など情報量の多いサービスが広がり，国内移動通信の月間平均トラフィックが，図1-2に示すように，2015年9月から2016年9月の1年間で，約1.3倍に増加しており，ひっ迫した状態となりつつある^{(4), (9)-(10), (14)-(16)}。このため，更なる通信速度の高速化は必須である。



(出典：ITU-R 勧告 M. 1645, 2008 年情報通信研究資料をもとに作成)

図 1 - 1. セルラーシステムの動向



(出典：総務省公表資料より)

図 1 - 2. 日本における移動通信トラヒックの推移 (月間平均トラヒック)

通信速度の高速化には、多値変調の採用および通信帯域の拡大が考えられる。4G (4-Generation) システムに位置する LTE-Advanced では、既存の周波数帯で纏まった帯域を確保することが困難なため、複数のキャリアを束ねることで広帯域化を行い、通信速度の高速化を実現する CA (Carrier Aggregation) 技術が採用され、2つのキャリアを束ねまとめた 2DL (Down Link) -CA により受信信号の高速化が実用されている。2DL-CA の一例として、図 1 - 3 に、Band1 (DL : 2.110 GHz ~2.170 GHz) , Band3 (DL : 1.805 GHz~1.880 GHz) を用いたイメージ図を示す⁽⁵⁾。それぞれのバンドで、20 MHz の帯域で通信を行うことで、合計 40 MHz 帯域で通信した場合と同等のデータレートが確保できる方式である。

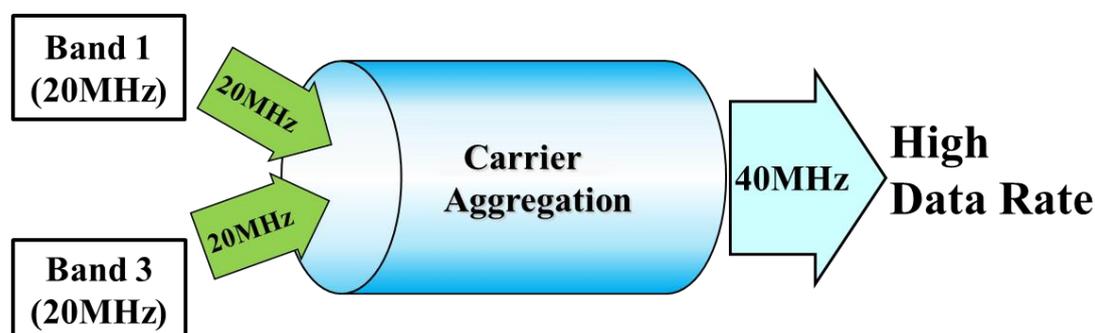


図 1 - 3. 2 Down Link Carrier Aggregation 例

更なる高速化を目的に、3GPP (Third Generation Partnership Project) において、受信側で、3DL, 4DL, また、送信側で、2UL (Up Link) の仕様化が、それぞれ行われている^{(4), (6)}。表 1 - 1 および表 1 - 2 に、一部であるが 3GPP で定義されている 2DL-CA, 3DL-CA の代表となる組合せバンドをそれぞれ示す⁽⁵⁾。この表より、現状、送信も含め 699 MHz~2.69 GHz までの各バンドの組合せで、構成されている。CA の評価では、受信周波数帯での評価を行うが、FDD (Frequency Division Duplex) システムでは、評価時に送信信号も発せられる。このため、

第1章 序論

送信信号の性能評価を行わなくても、送信周波数も含めた広帯域な評価環境が必要となる。

表1-1. 2DL-CA 組合せバンド例

E-UTRA CA Band	E-UTRA Band	Uplink (UL) operating band			Downlink (DL) operating band		
		BS receive / UE transmit			BS transmit / UE receive		
		$F_{UL_low} - F_{UL_high}$			$F_{DL_low} - F_{DL_high}$		
CA_1-3	1	1920 MHz	-	1980 MHz	2110 MHz	-	2170 MHz
	3	1710 MHz	-	1785 MHz	1805 MHz	-	1880 MHz
CA_1-5	1	1920 MHz	-	1980 MHz	2110 MHz	-	2170 MHz
	5	824 MHz	-	849 MHz	869 MHz	-	894 MHz
CA_2-4	2	1850 MHz	-	1910 MHz	1930 MHz	-	1990 MHz
	4	1710 MHz	-	1755 MHz	2110 MHz	-	2155 MHz
CA_2-12	2	1850 MHz	-	1910 MHz	1930 MHz	-	1990 MHz
	12	<u>699 MHz</u>	-	716 MHz	729 MHz	-	746 MHz
CA_3-5	3	1710 MHz	-	1785 MHz	1805 MHz	-	1880 MHz
	5	824 MHz	-	849 MHz	869 MHz	-	894 MHz
CA_3-7	3	1710 MHz	-	1785 MHz	1805 MHz	-	1880 MHz
	7	2500 MHz	-	2570 MHz	2620 MHz	-	<u>2690 MHz</u>

表1-2. 3DL-CA 組合せバンド例

E-UTRA CA Band	E-UTRA Band	Uplink (UL) operating band			Downlink (DL) operating band		
		BS receive / UE transmit			BS transmit / UE receive		
		$F_{UL_low} - F_{UL_high}$			$F_{DL_low} - F_{DL_high}$		
CA_1-3-5	1	1920 MHz	-	1980 MHz	2110 MHz	-	2170 MHz
	3	1710 MHz	-	1785 MHz	1805 MHz	-	1880 MHz
	5	824 MHz	-	849 MHz	869 MHz	-	894 MHz
CA_2-4-12	2	1850 MHz	-	1910 MHz	1930 MHz	-	1990 MHz
	4	1710 MHz	-	1755 MHz	2110 MHz	-	2155 MHz
	12	<u>699 MHz</u>	-	716 MHz	729 MHz	-	746 MHz
CA_3-7-20	3	1710 MHz	-	1785 MHz	1805 MHz	-	1880 MHz
	7	2500 MHz	-	2570 MHz	2620 MHz	-	<u>2690 MHz</u>
	20	832 MHz	-	862 MHz	791 MHz	-	821 MHz

E-UTRA : Evolved Universal Terrestrial Radio Access

UE : User Equipment, BS : Base Station

また、現状 3GPP で、定義されているバンドに関して、各バンドの搬送波の中心周波数に対する帯域幅の分布を図1-4に示す⁽⁵⁾。この図より、中心周波数で

455 MHz～3.7 GHz までのバンドが定義されており、この点からも広帯域な評価環境が必要であることが言える。

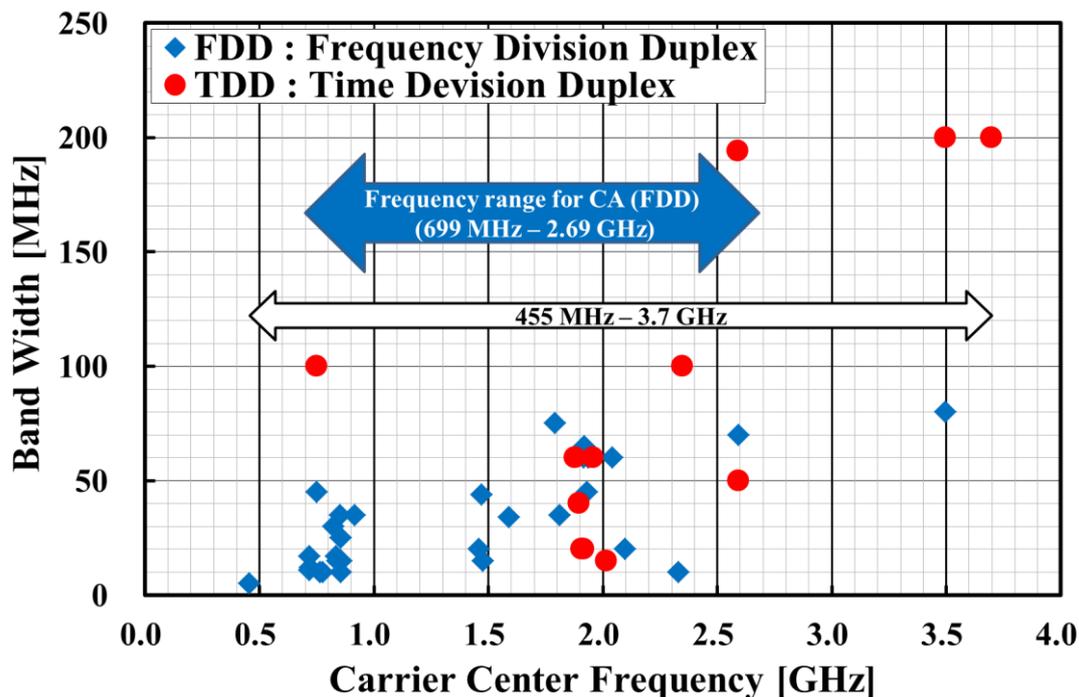
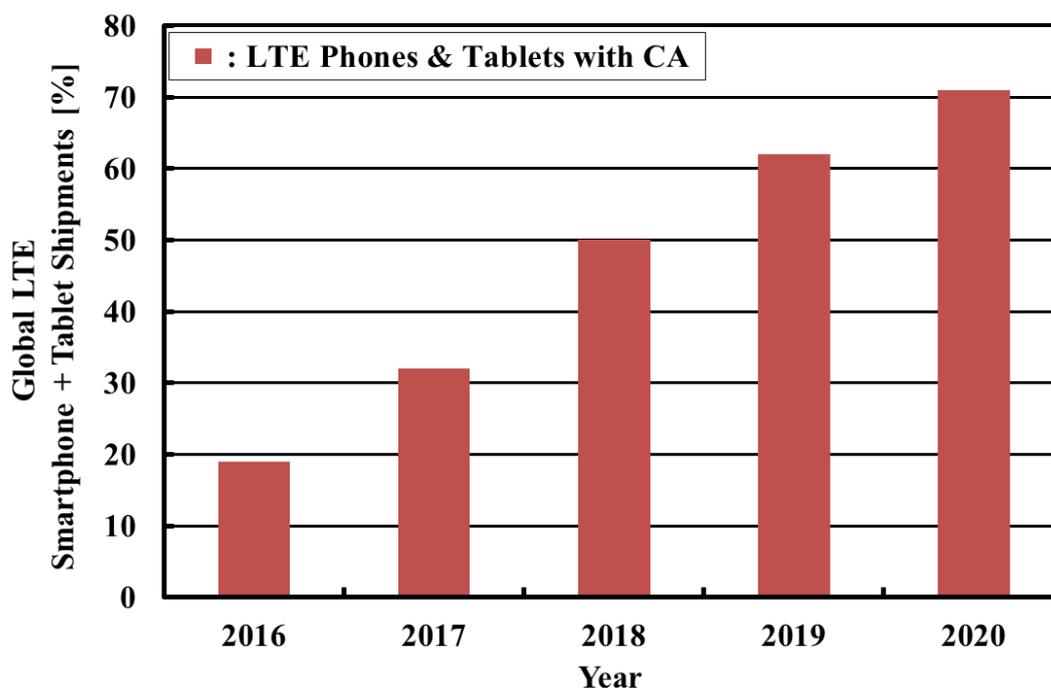


図1-4. 各バンドの搬送波の中心周波数に対する帯域幅

図1-5に、2016年から2020年までのCAに対応したスマートフォンおよびタブレットの全LTE移動通信端末に対する出荷割合予測を示している。この図から2020年には、CA対応の移動通信端末は70%以上の出荷割合予測になっており、高速移動通信を実現するために、同時に多周波を使うシステムが、主要になると推測する。

2020年以降の5Gシステムでは、既存の移動通信周波数帯を含め、使用する周波数範囲を拡大した6GHzまでの周波数と広帯域な周波数帯域の確保が可能であるミリ波帯（準ミリ波帯も含む）での運用も計画されている。このため、今後の製品形態によるが、評価対象となる移動通信端末の対応周波数範囲が、更

に広がっていくと考えられる。



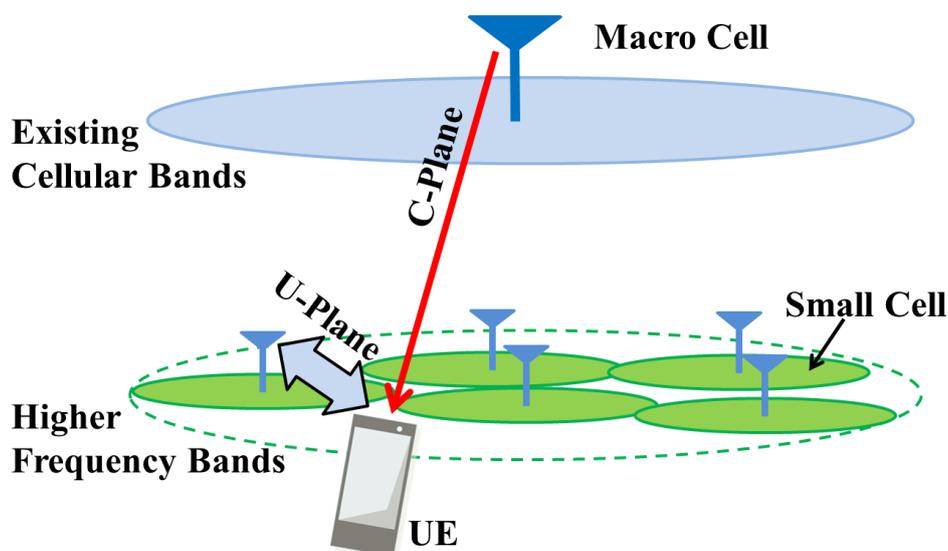
(出典：Strategy Analytics)

図1-5. CAに対応したLTE移動通信端末の市場予測

5Gシステムにおいて、6 GHz以下の運用には、このCA技術を継承することが考えられている。更なる高速化に向けた他の技術として、図1-6に示すように、既存の移動通信において、主に使用する周波数(2.7 GHz以下)の伝搬特性から安定的な移動通信が確保できるマクロセルに、制御信号(C-Plane: Control Plane)、広帯域な周波数帯域が確保でき高速通信が可能であるが、伝搬特性から、あまり移動通信には向いていない周波数(準ミリ波帯等)を用いるスモールセルには、データ信号(U-Plane: User Plane)を、それぞれ割当て、制御信号とデータ信号とを分離させ(通常、制御信号とデータ信号は、周波数を分離せず、同一の基地局から送信される)、同時に通信を行う方式の概念が、ファ

ントムセルコンセプトとして、検討されている^{(6),(10)}。

このように更なる通信速度の高速化を実現する手段として、バンドが違う複数の周波数を同時に送受信する方式が考えられ、今後、移動通信方式として、通信帯域の確保および伝搬特性から移動通信の安定性を得るために、複数の周波数を同時に送受信し、信号処理をするのが、一般的になると思われる。このため、複数の周波数を同時に送受信する通信に対する評価方法の確立も必要である。



(C-Plane : Control Plane, U-Plane : User Plane, UE : User Equipment)

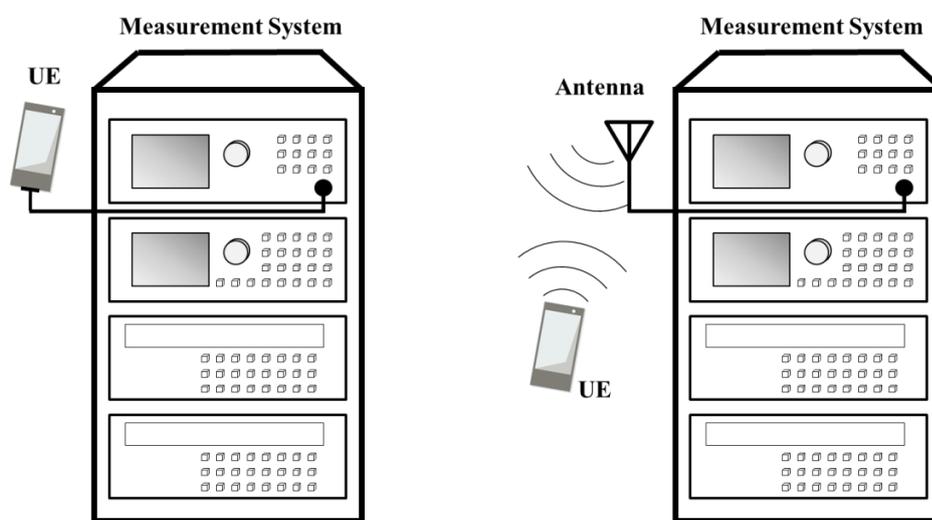
(出典 : DOCOMO 5G White Paper)

図1-6. ファントムセルコンセプト

図1-7に、移動通信端末 (UE : User Equipment) の送受信特性の評価方法例を示す。LTE までの移動通信端末の評価では、単一の周波数を使用した通信方式であったため、図1-7 (a)に示すように、測定器と評価対象物である移動通信端末をケーブルで接続し、アンテナ特性を理想的と仮定して、移動通信端末

第1章 序論

の送受信特性の評価を得ることができていた。しかし、近年の移動通信端末は、複数の通信周波数帯に対応したマルチバンド化および送受信機の双方で、複数のアンテナを使用して、空間多重による通信速度の高速化を目的とした MIMO (Multiple-Input and Multiple-Output) 対応が、先に述べた CA 技術に加え実用化されている⁽¹⁷⁾。この実用化には、高周波回路およびアンテナの小型化、広帯域化が進められており、特にアンテナ特性に関しては、既存の主な周波数帯域を一つのアンテナでカバーした小型アンテナの開発が、学会等で報告され一部で実用化されている⁽¹⁸⁾⁻⁽²²⁾。



(a) 電波を發しないケーブルを用いた評価方法

(b) OTA 評価方法

図 1-7. 移動通信端末の送受信特性の評価方法例

このように移動通信端末の通信速度の高速化に対応した高周波回路およびアンテナの技術動向から図 1-7 (a)に示すような、これまで行われてきたケーブルを用いた移動通信端末の送受信特性の評価方法では⁽²³⁾、広帯域信号および複数の周波数を同時に扱う通信方式を適用した移動通信端末において、実運用時と同等の評価を得ることは難しいと考える。このため、図 1-7 (b)に示すよう

に電波を発することで、アンテナ特性等、移動通信端末の高周波回路の周波数特性も含めた送受信特性の評価方法である OTA (Over The Air) での評価が⁽²⁴⁾、今後の通信方式に対応した現実的な評価方法であり、この方法が主流になると考える。

更に、移動通信端末内部の動作を考えると、通信速度の高速化により、広帯域な受信信号をアナログからデジタルへ変換し、信号処理するデジタル回路のクロック周波数の高速化が必須である。現状の移動通信端末のクロック周波数は、各回路に応じて複数のクロックを有し、最高のクロック周波数は、1 GHz を超えている。このクロックから発せられる広帯域な内部雑音源が、受信信号に与える影響も無視できない。このため、特に受信特性の評価には、実運用に近い状態で、移動通信端末の評価を行うことが、一層、重要と考える。

一方、5G システムでは、IoT, ICT, M2M を実現するために、全てのデバイスが、無線で繋がる環境を目指している。更に、同時に既存の 3G, 4G システムも運用されている⁽¹²⁾。このため無線通信を行う電波環境としては、宇宙雑音、熱雑音等の自然界に存在する雑音だけでなく、人工的な他のシステムから発せられる広帯域な雑音源が多く存在し、その雑音レベルも高い環境での無線通信となりつつある。今後、電波環境は、更に悪化していくと推測する。このような電波環境において、移動通信端末の受信特性を評価するために、実運用に近い状態で、図 1-7 (b)に示すような電波を発した OTA での送受信特性の評価を行うことが理想的であるが、しかし、実際に行った場合、既存のシステムへの干渉が懸念される。このためフィールドでの評価を行う前の開発段階では、既存のシステムへの干渉が無い閉空間において、これら雑音源を擬似的に再現して、自由空間と同等で広帯域な環境での評価が必須である。この条件を満足した評価環境のニーズは、今後、一層高まると考えられる。

第1章 序論

通常、アンテナ特性も含めた評価には、伝搬特性が理想的で、自由空間に近いと考えられている図1-8に示すような電波暗室で評価を行うが、同図に示す一般的な寸法形状から評価環境のサイズが大きいため、このサイズが1/10程度で実験室に設置或いは移動も可能であり、利便性が高く、低コスト等の観点から、簡易的な評価環境である電波暗箱も平行して用いる場合がある。今後、これらの点から、更に、電波暗箱のニーズは、増加していくと予想される。このため電波暗箱を、広帯域で簡易的な評価環境として用いるために、測定精度も考慮に入れて評価方法を確立していくことが重要であると考え。尚、本論では、電波暗箱と言われている製品情報を参考に、移動設置が可能で、外形寸法が2.0 m × 2.0 m × 2.0 m以下の閉空間評価環境を電波暗箱と定義した。

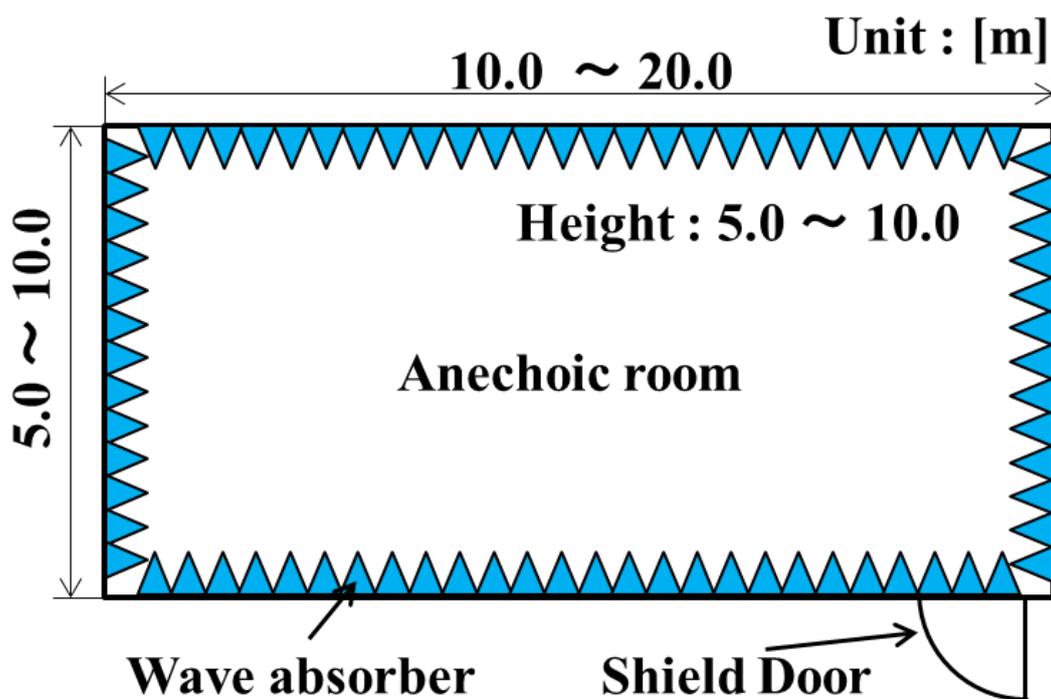


図1-8. 電波暗室寸法形状例 (Top View)

1.2 本研究の目的

前節でも述べたように、次世代移動通信方式を適用した移動通信端末の評価、特に受信特性の評価では、アンテナ特性も含めた広帯域な評価環境での評価が必要である。通常、フィールドでの評価を実施する前段階では、既存の無線システムへの干渉を避けるために電波暗室での評価が一般的であるが、低コストおよび利便性の観点から、電波暗箱を選択して評価する場合がある。しかし、この環境が、移動通信端末の受信評価に耐えうる環境であるかは明確でないのが現状である。

このため本研究では、基礎検討として、次世代移動通信端末向け受信評価環境のダウンサイジングを意識して、図1-9に示すように、OTAでの評価方法で、受信特性の評価の一つであるDL-CAの動作検証も可能とする電波暗室に代わる小型で広帯域な評価環境を電波暗箱に求め、その可能性の有無を、既存の電波暗箱から明らかにして、この結果から実用化に向けた新たな電波暗箱構造の提案を行う。最終的には、電波暗箱を用いた広帯域な評価環境の提供へ繋げることを目的としている。つまり、図1-9に示す目標の最大外形寸法 $2.0\text{ m} \times 1.5\text{ m} \times 1.5\text{ m}$ (目標の最大体積: 4.5 m^3)の移動可能な閉空間である電波暗箱内に、自由空間と同等の電波環境を構築し、受信評価環境として、波源は、基地局からの信号を想定して、平面波に近づけることが、本研究の目指すところである。

尚、基礎検討周波数範囲は、現状のセルラーシステムおよび将来のシステムである5Gシステムの動向(6 GHz以下のシステムへの適用(Phase1)⁽¹⁰⁾)と電波吸収体の特性を考慮に入れて700 MHz~3 GHzとした。また、この周波数範囲から本電波暗箱内に用いる電波吸収体は、表1-3に示す最低検討周波数である700 MHz以上における各種電波吸収体の特性比較から⁽²⁵⁾⁻⁽²⁷⁾、特性が広帯域で、

反射係数特性も期待でき、更に、現状、多くの既存の電波暗室内および電波暗箱内に用いられているピラミッド型電波吸収体を適用した。

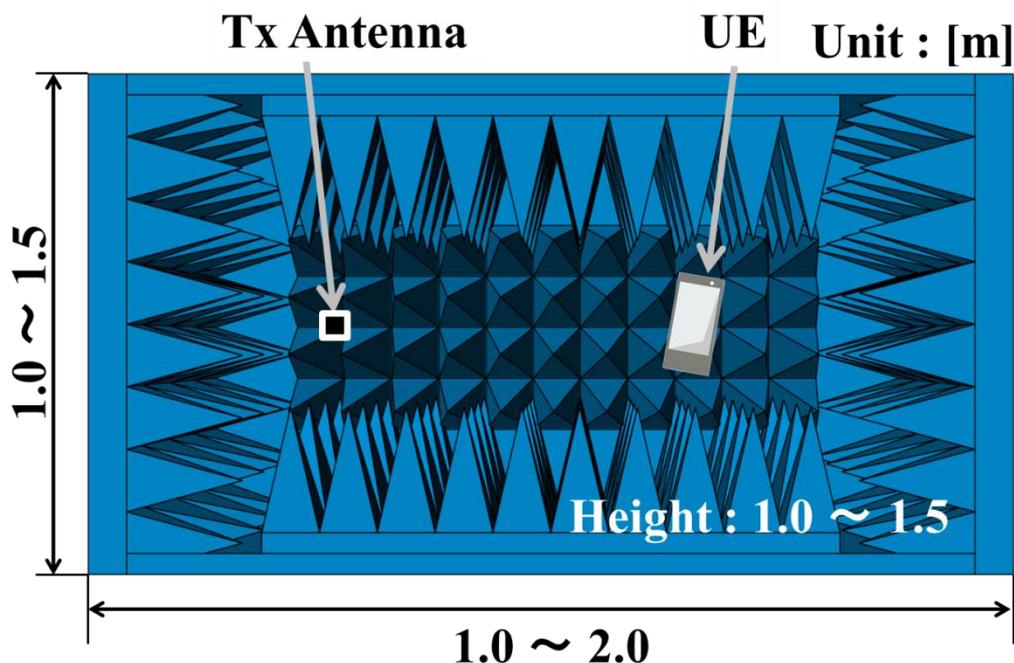


図1-9. 本研究で目指す電波暗箱を用いた OTA 評価環境 (Internal View)

表1-3. 700 MHz 以上における各種電波吸収体の比較

Main Structure		Main Material	Broadband Fractional Bandwidth > 30 %	Reflection Coefficient < -30 dB	Thickness < 200 mm	Usage
Monotonous Type	Single Layer	Board • Carbon Mixture • Metal Particle Mixture • Ferrite Particle Mixture	×	△	◎	• False Radar Image Measures • Outdoor EMC Measures
		Ferrite Tile • Sintered Compact of NiZn Ferrite	×	△	◎	• Anechoic Chamber • Improve interference of TV Environments
	Lamination Layer	Resistive Film • Mounting Resistive Film on Dielectric	×	×	◎	• Improve ETC Communication Environments
		2 - Layer • Lamination of Metal Fiber Mixture Material and Dielectric Layer	△	△	◎	• False Radar Image Measures • Outdoor EMC Measures • Anti-scattering Measure
	Multilayer • Carbon Mixed Foam Material	○	△	△	• Anechoic Chamber	
Three-Dimensional Type	Pyramid	• Carbon Mixed Foam Material	◎	△	△	• Anechoic Chamber
	Wedge	• Carbon Mixed Foam Material	◎	△	×	• Anechoic Chamber

◎: Full Satisfaction, ○: Satisfaction,

△: Partly Satisfaction, ×: Not Satisfaction

1.3 本論の構成

本研究では、下記の項目を中心に基礎検討を行い、本研究の目的である電波暗箱を、次世代移動通信端末の受信評価環境への適用の可能性を明らかにして、将来の実用化に向けて、更なる小型化および特性改善の可能性にも踏み込んだ構成となっている。

- ①. 現状の電波暗箱の問題点を明確化。
- ②. 移動通信端末の受信評価に必要な電波暗箱の性能提示。
- ③. 小型化を意識して、上記性能を実現する為の電波暗箱構造。
- ④. 広帯域化、更なる小型化および特性改善の可能性。
- ⑤. 現状で考えられる評価時の問題点と注意事項。
- ⑥. 実用化に向けた今後の検討項目。

上記の内容を記載する本論は、以下、第2章では、電磁界解析シミュレーションに用いるピラミッド型電波吸収体の材料定数である複素比誘電率を実験から求めた結果について、その妥当性も含めて述べる。第3章では、このピラミッド型電波吸収体の複素比誘電率を用いて、現状一般に使用されている電波暗箱の電界分布特性を電磁界解析シミュレーションから求め、実際に移動通信端末を使用する環境である自由空間の電界分布特性との比較から問題点を明らかにする。第4章では、移動通信端末の受信特性を評価するために必要となる電波暗箱の性能を明らかにするために、電波暗箱の性能指標の一つである QZ (Quiet Zone) に注目して、評価環境による測定誤差を抑えた受信特性を得る

第1章 序論

ための QZ レベルを, BER (Bit Error Rate) 特性と QZ レベルの関係を明らかにすることで, 受信特性の評価を可能とする QZ レベルの目標値を示す。第5章では, 所望の QZ レベルが得られる特性改善を図った電波暗箱構造の提案そして小型化を意識して, 提案した電波暗箱の最良な寸法を電磁界解析シミュレーションから求めた結果について述べる。第6章では, 広帯域化, 更なる小型化および特性改善の可能性を述べる。第7章では, 実用化に向け, 実際に移動通信端末を第5章で提案した電波暗箱内に設置して評価した場合, 設置することによる移動通信端末から発生する反射波の影響およびその反射波による BER 特性への測定誤差を明らかにする。その結果から測定誤差を発生させる反射波を抑える電波暗箱の改善点を明確にして, この特性改善のため第5章の電波暗箱構造から新たな構造の提案を行う。また, 評価時の注意点として, 移動通信端末の適切な電波暗箱内の設置位置について示す。第8章にて本論の結論として, まとめと実用化に向けた今後の検討項目, その進め方について述べ, 実用化に近づける。以上が, 本論の構成である。

参考文献

- (1) 小林一彦・村山健太郎・保田麻耶・三枝健二:「次世代無線携帯端末向け受信評価用電波暗箱の基礎検討」, 電気学会論文誌 A (基礎・材料・共通部門誌) Vol. 137, No.1, pp.34 - 45 (2017-1).
- (2) ITU: “Recommendation ITU-R M.1645” (2003-6).

- (3) 三木哲也：「電気通信大学における情報通信研究」，目黒会 首都圏総支部 初夏の交流会資料 (2008-6).
- (4) 5GMF (The Fifth Generation Mobile Communications Promotion Forum) White Paper : “5G Mobile Communications Systems for 2020 and beyond”, Version 1.0 (2016-5).
- (5) 3GPP : “3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (Release 12)” , TS36.101 V12.12.0 (2016-6).
- (6) NTT DOCOMO, Inc. : “DOCOMO 5G White Paper 5G Radio Access: Requirements, Concept and Technology” (2014-7).
- (7) 4G Americans : “LTE Carrier Aggregation Technology Development and Deployment Worldwide” (2014-10).
- (8) ARIB(Association of Radio Industries and Business) 2020 and Beyond Ad Hoc Group White Paper : “Mobile Communications Systems for 2020 and beyond”, Version 1.0.0 (2014-10).
- (9) Ministry of Internal Affairs and Communication, Japan : “White Paper 2015 Information and Communications in Japan” (2015-7).

第1章 序論

- (10) 岸山祥久：「5G 新無線アクセス技術の標準化アプローチ」，電子情報通信学会総合大会，BP-1-1， pp.SS-3 - SS-4 (2016-3).
- (11) 藤井 輝也・吉野仁・山口良・岡廻隆生・長手厚史：「第5 世代移動通信の展望と取り組み」，電子情報通信学会総合大会，BP-1-2， pp.SS-5 - SS-6 (2016-3).
- (12) 岸山祥久・永田聡・中村武宏：「5G 新無線アクセス技術動向について」，電子情報通信学会ソサイエティ大会，BP-1-1， pp.SS-3 - SS-4 (2016-9).
- (13) 松永彰・今田諭志・武田洋樹・渡辺伸吾・森脇和也・柴山昌也・戸田和秀・末柄恭宏：「第5 世代モバイルネットワーク周波数利用効率向上のための干渉軽減技術および中継技術に関する取り組み」，電子情報通信学会ソサイエティ大会，BP-1-2， pp.SS-5 - SS-6 (2016-9).
- (14) 総務省：「電波政策 2020 懇談会報告書（案）」 (2016-7).
- (15) 総務省：「平成 27 年版 情報通信白書」 (2015-7).
- (16) 総務省：「平成 28 年版 情報通信白書」 (2016-8).
- (17) 大原良介・小原知也・安藤桂・松浦友哉：「3.5 GHz 帯 TD-LTE に対応した移動端末の開発」，NTT DOCOMO テクニカル・ジャーナル，Vol. 24 No. 2， pp.27 - 32 (2016-6).

- (18) Andrea Michel, Paolo Nepa, Michele Gallo, Ilenia Moro, Andrea Polo Filisan, Daniel Zamberlan : “Printed Wideband Antenna for LTE Band Automotive Applications”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Volume: PP, Issue: 99, pp.1 - 4 (2016-11).
- (19) Chih-Yu Tsai, Kin-Lu Wong : “Combined-Type Dual-Wideband and Triple-Wideband LTE Antennas for the Tablet Device”, IEEE 4th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, pp. 411 - 412 (2015-6).
- (20) Ding-Bing Lin, Pei-Wei Lin, Chia-Yu Chang : “Design for Co-planar MIMO LTE Antenna in Handset Device Application”, International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition, pp. 1 - 2 (2015-11).
- (21) Hao Wang, Yibo Wang, Ming Cai, Guangli Yang : “A Compact Tunable Capacitive Coupling Element Antenna for LTE Mobile Application”, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation , pp. 2175 - 2176 (2016-6).
- (22) Kin-Lu Wong, Zih-Guang Liso : “Passive Reconfigurable Triple-Wideband Antenna for LTE Tablet Computer”, IEEE Transaction on Antennas and Propagation , Vol. 63, No. 3 pp. 901 - 908 (2015-3).

第1章 序論

- (23) 3GPP : “3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Common test environments for User Equipment (UE); Conformance testing (Release 12)” , TS34.108 V12.3.0 (2016-9).

- (24) 3GPP : “3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; User Equipment (UE) / Mobile Station (MS) Over The Air (OTA) antenna performance; Conformance testing (Release 12)” , TS34.114 V12.2.0 (2016-9).

- (25) 畠山賢一・蔦岡孝則・三枝健二 : 「最新電波吸収体設計・応用技術」, シーエムシー出版 (2008-12).

- (26) 橋本修 : 「電波吸収体入門」 森北出版 (2006-10).

- (27) 橋本修 : 「電波吸収体のはなし」, pp.29 - 31, 日刊工業新聞社 (2001-6).

第2章 ピラミッド型電波吸収体の複素比誘電率⁽¹⁾

本章では、次章以降で、電波暗箱の特性を電磁界解析シミュレータで解析するために、シミュレーション時に必要となる電波暗箱内に用いられているピラミッド型電波吸収体の材料定数である複素比誘電率を実験から求める。また、その得られた複素比誘電率の妥当性を確認するために、試作した電波暗箱を用いて実験から検証を行った結果について記述する。更に、市販されている電波吸収体の各周波数における反射係数特性をこの複素比誘電率を用いて求め、その特性について触れる。

2.1 電波吸収体の材料定数について

電磁界解析シミュレーションを行う場合、評価する形状と材料定数が必要である。その材料定数は、比誘電率 ϵ_r 、比透磁率 μ_r そして導電率 σ である。本論では、電波吸収材料として誘電損失材料を用いたピラミッド型電波吸収体を適用して検討を行った⁽²⁾。このため磁性材料が使われていないので $\mu_r=1.0$ となる。また、導電率 σ は、実験から複素比誘電率を求めることで、下記の式(2-1)に示す複素比誘電率の虚数部に含まれる⁽³⁾。よって電波暗箱の特性をシミュレーションから求めるには、複素比誘電率が必要となる。以下、市販の電波吸収体を用いて、複素比誘電率を実験から求めた結果とその妥当性について記述する。

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j\left(\epsilon_r'' + \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}\right) \dots\dots\dots (2-1)$$

第2章 ピラミッド型電波吸収体の複素比誘電率

各パラメータは、下記で定義される。

ϵ_r : Complex Relative Permittivity,

ϵ_r' : Real Part of Complex Relative Permittivity,

ϵ_r'' : Imaginary Part of Complex Relative Permittivity,

σ : Electrical Conductivity, ϵ_0 : Free-space Permittivity,

ω : Angular Frequency

2.1.1 複素比誘電率の評価手法

有限要素法による電磁界解析シミュレーションから電波暗箱の特性を得るには、電波暗箱内に用いるウレタンフォームを基に、カーボンを浸透させた電波吸収体の複素比誘電率が必要である。そこで、市販の電波吸収体を使用して、実験から測定可能な周波数範囲の複素比誘電率を求める。実験で求めた周波数以外の複素比誘電率に関しては、これら実験から求めた複素比誘電率を用いて、分散性媒質の Debye 型緩和式を適用して導出した。尚、電波暗箱内に用いる電波吸収体は、一般に電波暗室内および電波暗箱内の電波吸収体として用いられ、評価周波数範囲と特性を考慮に入れてピラミッド型電波吸収体を適用し（表 1-3 を参照）、複素比誘電率を求める実験でもこれを使用した。実験系を図 2-1 に示す。この実験系において、ネットワークアナライザ（アジレント・テクノロジー社製 E5071C）とダブルリッジホーンアンテナ（シュワルツベック社製 BBHA9120D）を接続し、 S_{11} を測定する。ダブルリッジホーンアンテナと評価対象物との距離は、同図に示す通り 500 mm である。ホーンアンテナは、表 2-1 に

示すビーム幅を有する。

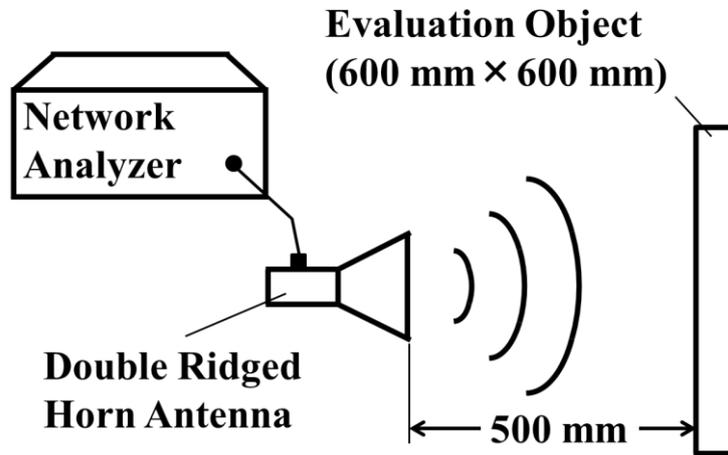


図2-1. 実験系

表2-1. 実験に使用したダブルリッジホーンアンテナのビーム幅

Frequency [GHz]	3 dB Beamwidth E-plane [deg.]	3 dB Beamwidth H-plane [deg.]
1.0	96.4	57.9
2.0	52.9	41.3
3.0	37.6	32.1

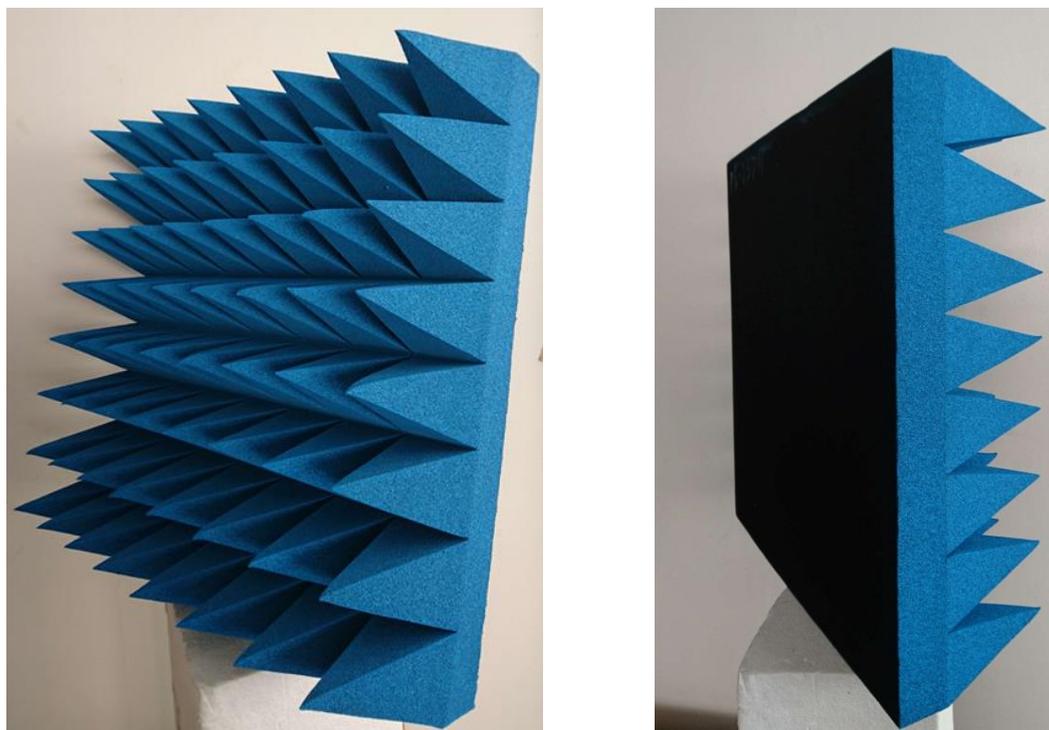
評価対象物が有限寸法であることやアンテナ間距離等の影響を軽減するために、同寸法の金属板（アルミ板，厚み：1.5 mm）を基準として複素反射係数を求めた。また，タイムドメイン法を適用し，評価対象物以外からの反射波の影響を軽減している。測定周波数は，測定に用いたダブルリッジホーンアンテナの動作保証周波数範囲と測定環境の制限から 1.5 GHz～4.5 GHz の範囲で実験を行った。尚，本実験を行う前に，本実験系の妥当性を検証するため，ほぼ同寸法の既知試料（ナイロン，厚み：10 mm，比誘電率：3.14）を適用して，事前に，

第2章 ピラミッド型電波吸収体の複素比誘電率

反射係数を実験から求め、理論値との比較検証を行った。その検証結果の一例として、周波数 3.0 GHz において、理論値 -6.44 dB に対して、測定値 -6.43 dB が得られ、理論値とほぼ一致した結果を得ており、これにより本実験系の妥当性を確認している。

2.1.2 評価結果

評価では、単純化により評価結果の誤差を極力少なくするために、図 2-2 に示す電波吸収体の裏面の平面部分を使って測定を行った (200 mm 厚)。



(a) 表面

(b) 裏面

図 2-2. ピラミッド型電波吸収体の写真

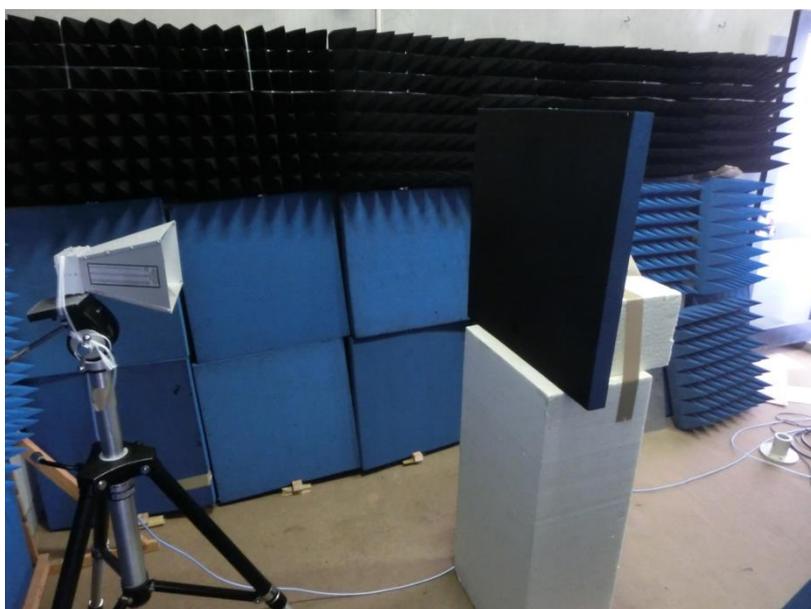
図 2-2 (b) に示す通り、この電波吸収体はピラミッド面側に青色の塗装がな

第2章 ピラミッド型電波吸収体の複素比誘電率

され、裏面は塗装がされていない。この塗料の影響が無いことを、図2-3(a), (b)に示すように、ピラミッド型電波吸収体と同じウレタンフォームの1層型平板電波吸収体を用いて、事前に実験を行った。



(a) 青色の塗装がされている面



(b) 青色の塗装がされていない面

図2-3. 塗料の影響に関する実験

第2章 ピラミッド型電波吸収体の複素比誘電率

その実験結果の一例として、1.5 GHz において、塗布されている面の反射係数は、-11.3 dB，塗布されていない面の反射係数は、-11.2 dB が得られた。反射係数の差異は、数回にわたり再現測定を行い、小数点以下の差に収まっていた。このため塗料の違いによる影響が無いことを確認している。



図2-4. ピラミッド部を重ね合わせ厚い平板を構成

また、厚みによる影響に関しては、電波吸収体をもう一つ用意して、図2-4に示すように、ピラミッド部を重ね合わせて厚い平板（250 mm 厚）を構成して、複素反射係数を求めた結果、測定結果に変化が無かったため、電波吸収体は無限の厚みを有すると仮定している。

これより求めた複素反射係数を下記の式（2-2）⁽⁴⁾に代入して、複素比誘電率を求めた。

$$\epsilon_r = \left(\frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \right)^2 \dots\dots\dots (2-2)$$

各パラメータは、下記で定義される。

Γ : Reflection Coefficient, ϵ_r : Relative Permittivity

上記の実験より求めた複素比誘電率は、測定環境の制限から 1.5 GHz～4.5 GHz の範囲の複素比誘電率である。それ以外の周波数、特に低周波域での複素比誘電率については、式(2-3)に示す Debye 型緩和式⁽⁵⁾で表現された複素比誘電率において、各定数の周波数特性を考慮に入れ、実験から求めた複素比誘電率を用いて、最小二乗法で曲線近似を行い、この Debye 型緩和式によく当てはまるデータを選択することで、実験から求めた以外の周波数における複素比誘電率を導出した。実験および Debye 型緩和式から求めた複素比誘電率特性を図 2-5 に示す。

$$\epsilon_r(\omega) = \left(\epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + \omega^2 \tau_e^2} \right) - j \left(\frac{\sigma_e}{\omega \epsilon_0} + \frac{(\epsilon_s - \epsilon_\infty) \omega \tau_e}{1 + \omega^2 \tau_e^2} \right) \dots\dots\dots (2-3)$$

ここで、 τ_e 、 ϵ_∞ 、 ϵ_s 、 σ_e は、媒質によって異なる定数である。各パラメータは、下記で定義される。

τ_e : Dielectric Relaxation Time, ϵ_∞ : Relative Optical Permittivity,

第2章 ピラミッド型電波吸収体の複素比誘電率

ϵ_s : Relative Static Permittivity, ϵ_0 : Free-space Permittivity,

σ_e : Static Electric Conductivity, ω : Angular Frequency

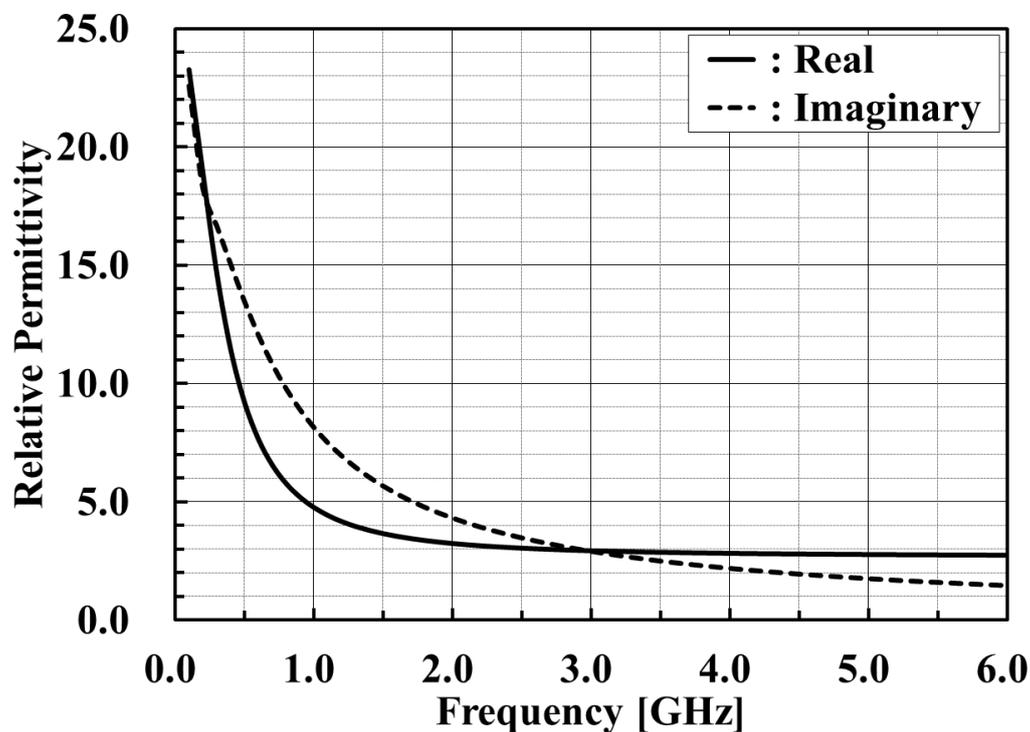


図2-5. 電波吸収体の複素比誘電率特性

2.1.3 複素比誘電率の妥当性

前項で求めた複素比誘電率の妥当性を検証するために、試作した電波暗箱を用いて電界強度特性を測定して、上記の複素比誘電率を適用した電磁界解析シミュレーション値との比較実験を行った。解析には、有限要素法（アンソフト社製 HFSS Ver. 11）を用い、シミュレーション時間の短縮のため、映像法を適用した。また、試作した電波暗箱も映像法を適用した構造となっている。

スマートフォンクラスのサイズを評価することを想定して、市販の電波暗箱

サイズを参考に、映像法を適用した解析寸法を図2-6に示す。実際にシミュレーションおよび試作した電波暗箱は、金属で構成した箱の中に、寸法75 mm × 75 mm × 200 mmのピラミッド型電波吸収体(図2-7)を配置した構造となっている。図2-8に $\lambda/4$ モノポールアンテナ(λ :波長)を配置した解析モデルを示す。先に求めたピラミッド型電波吸収体の複素比誘電率を適用して、図2-8の電波暗箱の電界強度特性を電磁界解析シミュレーションから求めた。

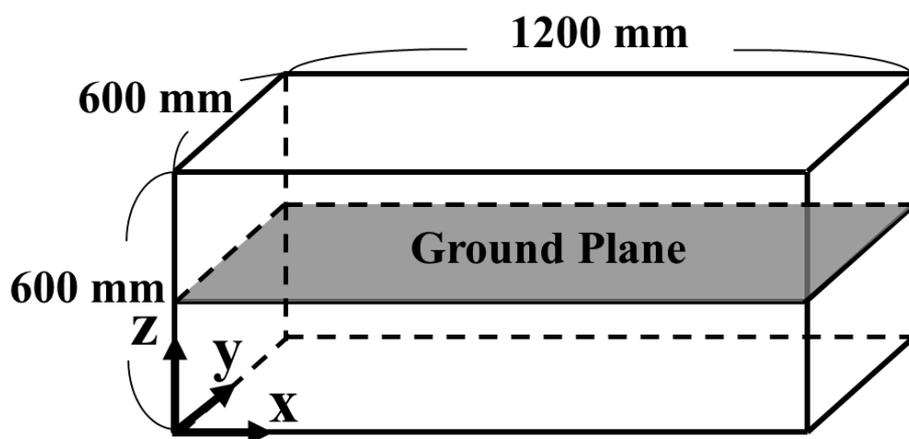


図2-6. 映像法を適用した解析寸法

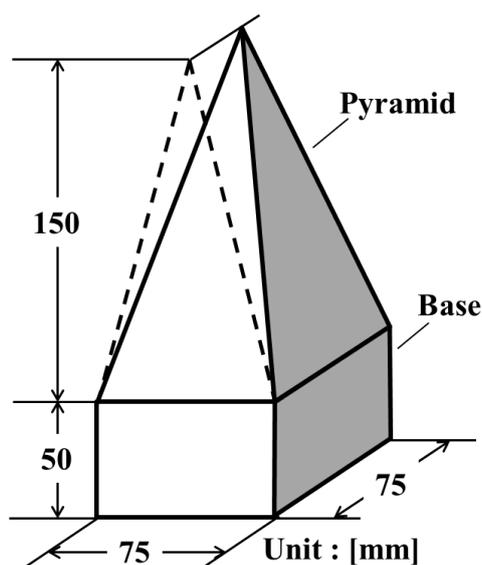


図2-7. ピラミッド型電波吸収体の外形寸法

第2章 ピラミッド型電波吸収体の複素比誘電率

次に試作した電波暗箱を用いた測定について述べる。試作した電波暗箱の内部写真を図2-9に示す。また、実験は、図2-10に示す構成で測定を行った。シグナルジェネレータ（アンリツ社製 MG3700A）とスペクトラムアナライザ（ヒューレットパッカード社製 8563E）で構成される。実験に用いた Tx（送信）アンテナは、シミュレーションモデルと同様に、 $\lambda/4$ モノポールアンテナである。Tx アンテナは固定し、プローブアンテナ（長さ：10 mm）を $y=300$ mm を中心に、 $x=350$ mm の位置から $x=900$ mm まで可動させて、電界強度を測定した^{(2), (6), (7)}。測定結果とシミュレーション結果を比較したグラフを図2-11に示す。このグラフは、700 MHz, 1.5 GHz そして 3.0 GHz の各周波数で、それぞれ任意の位置の値で正規化した相対電界強度を、x 軸上の各位置で示している。

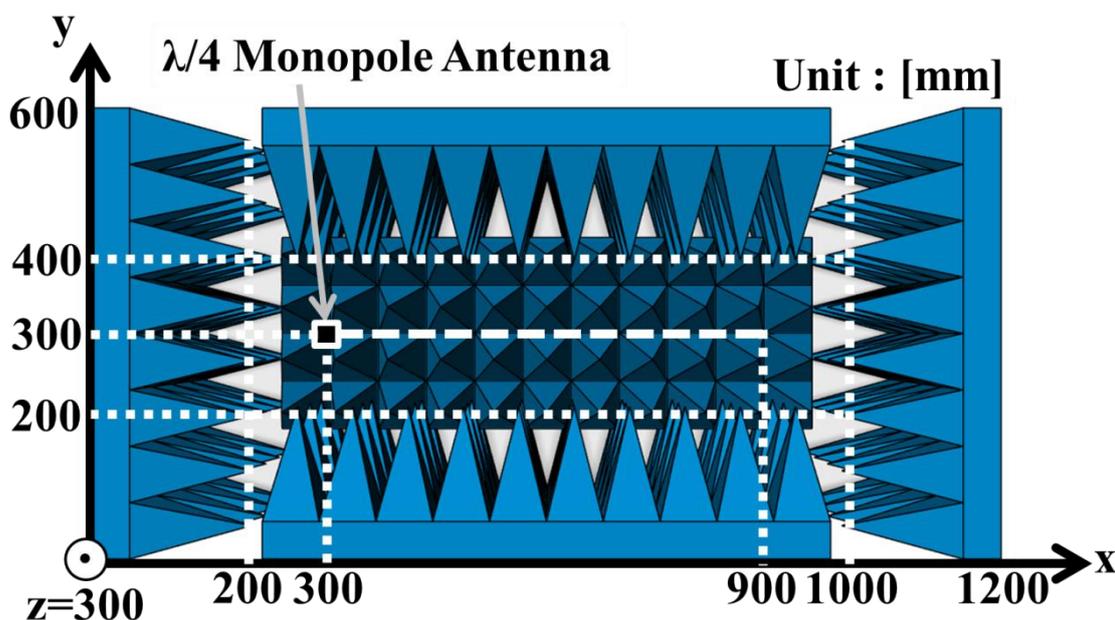


図2-8. ピラミッド型電波吸収体を適用した解析モデル (Internal View)

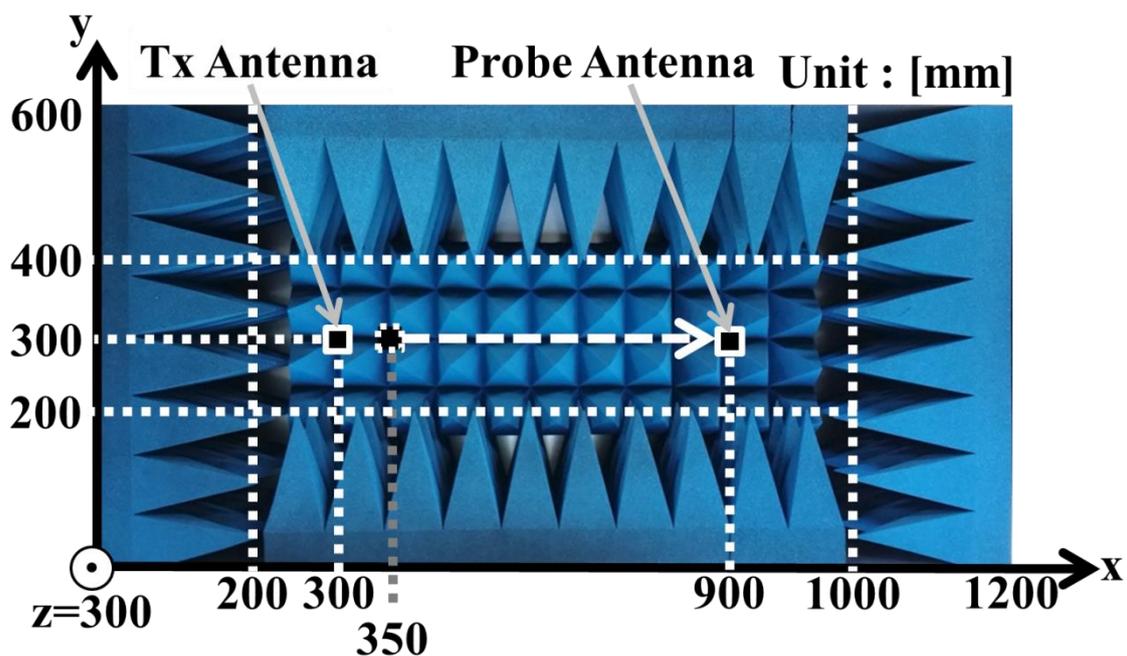


図2-9. 試作した電波暗箱の内部写真 (Internal View)

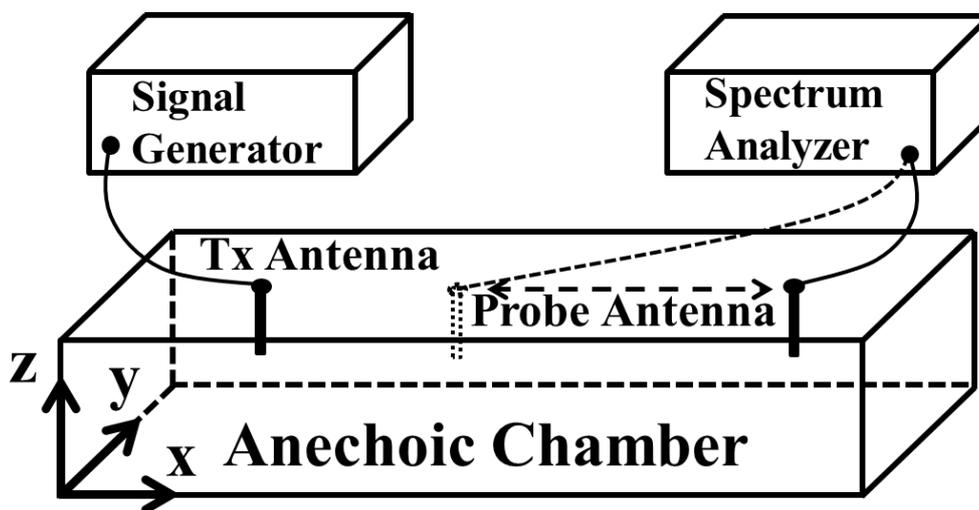


図2-10. 実験系構成図

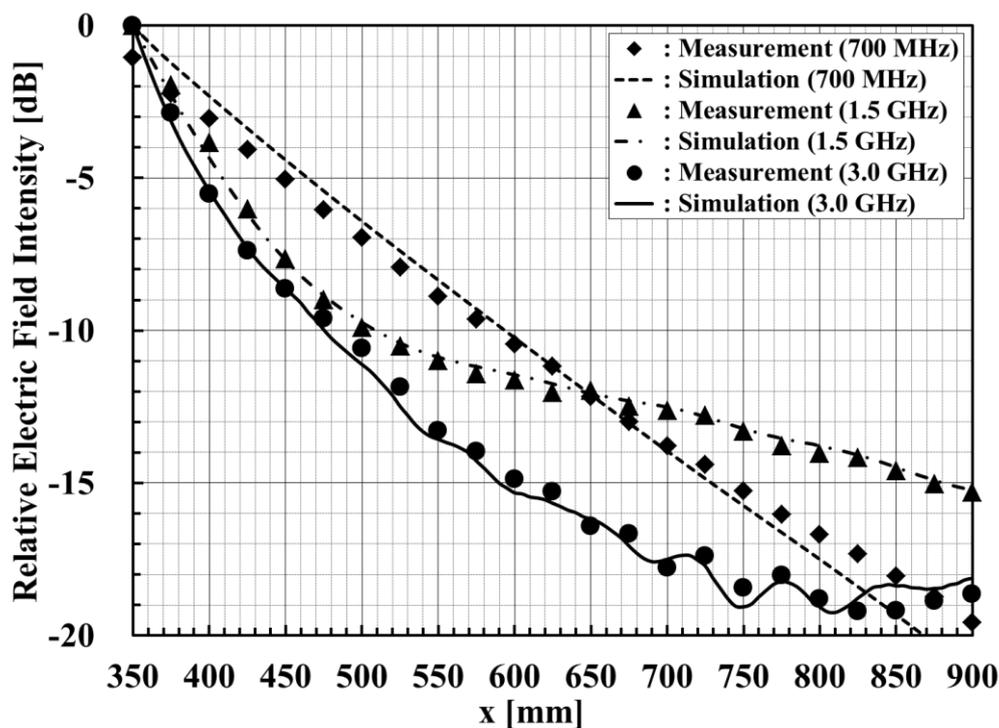


図2-11. 測定結果とシミュレーション結果の比較

これらの結果から全体的に良好な両者の一致を確認できる。700 MHzの結果に関して、傾き等、若干の差異がある。これは、本実験では長さ10 mmのプローブアンテナを使用しているが、周波数が低いほど感度が低下し、1.5 dB程度以内であるが誤差が波源から離れるほど顕著になったためである。

この検証結果から図2-5の複素比誘電率が妥当であり、更に、本論で述べるこの複素比誘電率を用いた電波暗箱内の電界分布特性は、妥当な結果と言える。

2.2 本複素比誘電率を適用した電波吸収体の反射係数

図2-12に、本検討に適用したピラミッド型電波吸収体の寸法および図2-13に、実験から求め、その妥当性を確認した複素比誘電率を適用して、電磁界解析シミュレーションから求めたピラミッド型電波吸収体の反射係数特性を示す⁽⁸⁾。

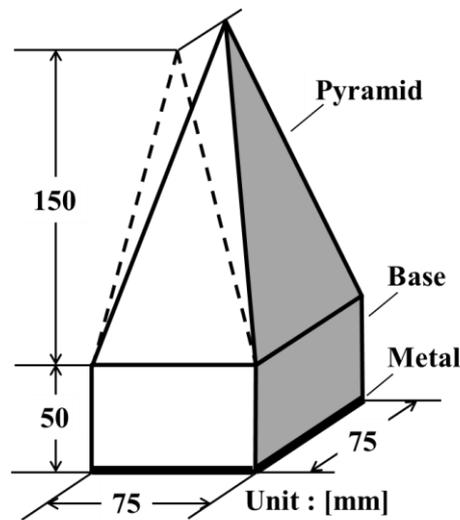


図2-12. 本検討のピラミッド型電波吸収体の外形寸法

この特性から 3 GHz 以上の周波数では、理想的な入射角である垂直入射において、 -49.4 dB 以下の反射係数が期待でき、検討周波数の最低周波数である 700 MHz で、 -17.8 dB 程度、また、1.5 GHz で、 -38.9 dB 程度の反射波のレベル低下が期待できる。目標とする電波暗箱の性能が、この反射係数以下まで必要な場合、所望の反射係数を有した電波吸収体を選択することになる。

本論では、如何に電波吸収体が有する特性を引き出すかを主眼に置いている。

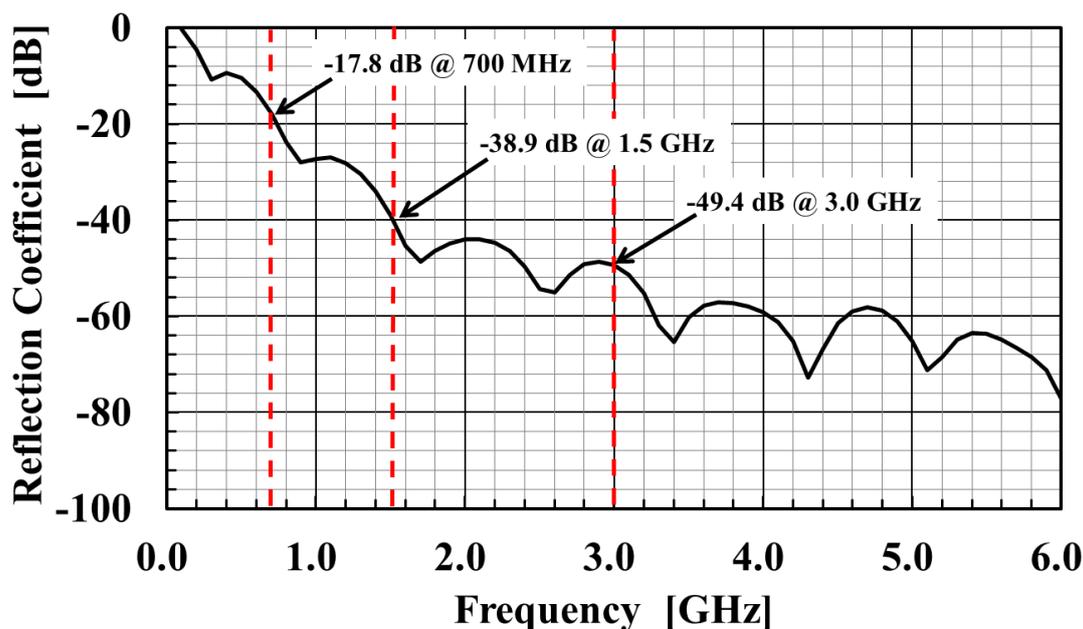


図2-13. ピラミッド型電波吸収体の反射係数特性

2.3 第2章のまとめ

本章以降で、各構造の電波暗箱を電磁界解析シミュレーションで解析するために、電波暗箱内に用いるウレタンフォームを基に、カーボンを浸透させた電波吸収体の複素比誘電率を、市販の電波吸収体を使用して、実験から複素比誘電率を求めた。実験で求めた周波数以外の複素比誘電率は、分散性媒質の Debye 型緩和式を適用して導出した。その複素比誘電率の妥当性は、試作した電波暗箱を用いて、実験から得られた電界強度と、この複素比誘電率を用いた電磁界解析シミュレーション結果との比較を行い、妥当性を確認した。更に、この妥当性を確認した複素比誘電率を用いて、ピラミッド型電波吸収体の反射係数特性を求め、図2-12の寸法形状のピラミッド型電波吸収体において、700 MHz

で、-17.8 dB 程度、 1.5 GHz で、-38.9 dB 程度そして 3 GHz 以上では、-49.4 dB 以下の反射係数であることを確認した。

次章では、ここで求めた複素比誘電率を適用して、一般に使用されている電波暗箱の電界分布について述べる。

参考文献

- (1) 小林一彦・村山健太郎・保田麻耶・三枝健二：「次世代無線携帯端末向け受信評価用電波暗箱の基礎検討」，電気学会論文誌 A（基礎・材料・共通部門誌） Vol. 137, No.1, pp.34 - 45 (2017-1).
- (2) 橋本修：「電波吸収体入門」，森北出版 (2006-10).
- (3) 清水俊之・三原義男：「マイクロ波工学」，東海大学出版会 pp.40 - 41 (1984-1).
- (4) 橋本修：「電波吸収体のはなし」，pp.29 - 31，日刊工業新聞社 (2001-6).
- (5) G. Lubkowski, Z. Ihsan, C. Adami, M. Suhrke : “Modelling of pyramid absorbers used in EMC facilities”, Proc. EMC Europe 2012, International Symposium on Electromagnetic Compatibility (2014-9).

第2章 ピラミッド型電波吸収体の複素比誘電率

- (6) 韓青・稲垣恵三・飯草恭一・大平孝：「小型電波暗箱の開発検討：その3
ー極近傍プロービングによるアンテナ RF 電流測定ー」，信学技法，
AP2002-17, Vol.102 No.48, pp.37 - 42 (2002-5).
- (7) 安藤孝明・栗原弘・滝沢幸治・橋本修・稲垣恵三・大平孝：「FDTD 法
を用いた電波暗箱内部の電磁界分布の評価」，電子情報通信学会論文誌 B
研究速報，Vol. J85-B No.8, pp.1466 - 1468 (2002-8).
- (8) 安斎弘樹・才川亮・水本哲弥・内藤喜之：「ピラミッド形電波吸収体の
特性解析 ー近似モデルと TE 波への適用ー」，電子情報通信学会論文誌
B-II 研究速報，Vol.J78-B-II No.3, pp191 -199 (1995-3).

第3章 既存の電波暗箱の問題点⁽¹⁾

本章では、前章で求めた材料定数である複素比誘電率を用いて、現状一般に使用されている既存の電波暗箱の問題点を明らかにして、その問題点を解決する手段についても触れる。

3.1 自由空間と電波暗箱の電界分布比較

閉空間において、電波を発して移動通信端末の評価を行う場合、自由空間と同等の電界分布であることが必要である。これを確認するために、第2章で求めた複素比誘電率を用いて、閉空間である電波暗箱の電界分布を有限要素法の電磁界解析シミュレーションから求め、自由空間の電界分布と比較を行った。

シミュレーションを行った電波暗箱のサイズは、前章で述べた通り、市販されている電波暗箱からスマートフォンクラスのサイズを評価することを考慮に入れて決めた。解析モデルを、図3-1に示す。この図において、ピラミッド型電波吸収体を配置できない、金属面が露出する箇所からの反射波を抑えるために、既存の電波暗箱構造を参考にして、この露出面には厚み 25 mm の平板型電波吸収体を配置した。z=300 mm の x-y 面（電波暗箱の上面）には金属板のみとして、映像法を適用できる環境を実現している。波源である送信アンテナは、図において、左側面から 300 mm 離れた部分に $\lambda/4$ モノポールアンテナを z 方向に配置した。この波源から放射した電界分布を電磁界解析シミュレーションより求めた。その結果の一例として 700 MHz における電波暗箱内と自由空間の

第3章 既存の電波暗箱の問題点

電界分布図を，図3-2(a)，(b)にそれぞれ示す。尚，この図は， $z=300$ mmで， x - y 面の電界分布を示している。

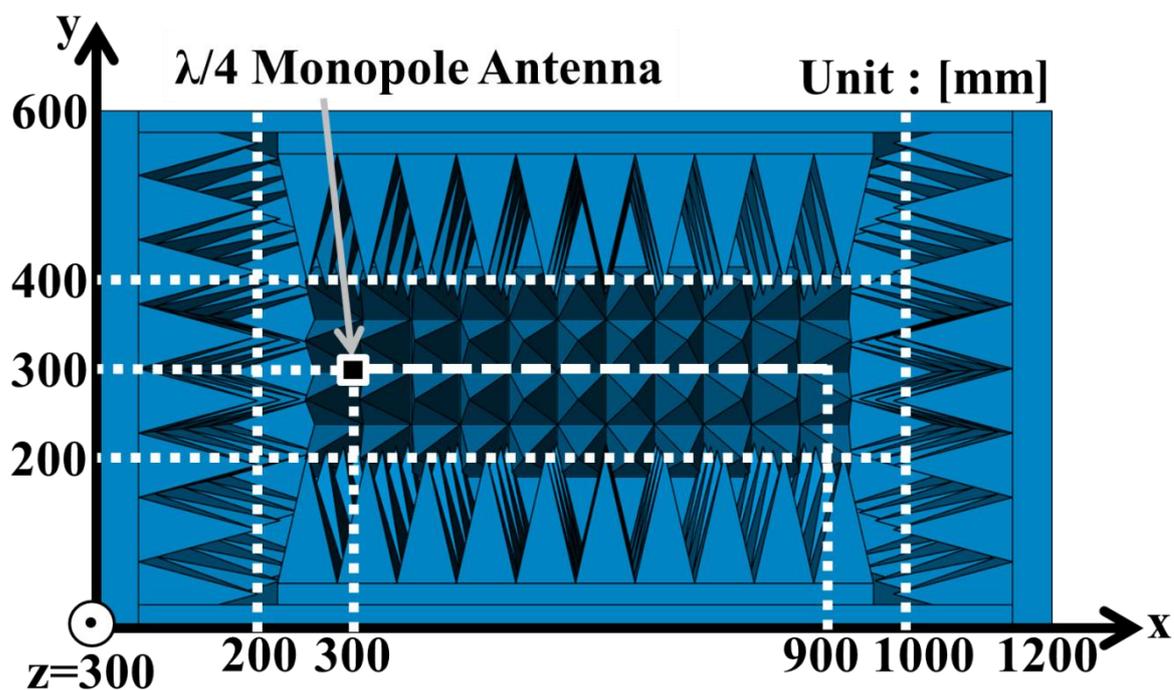
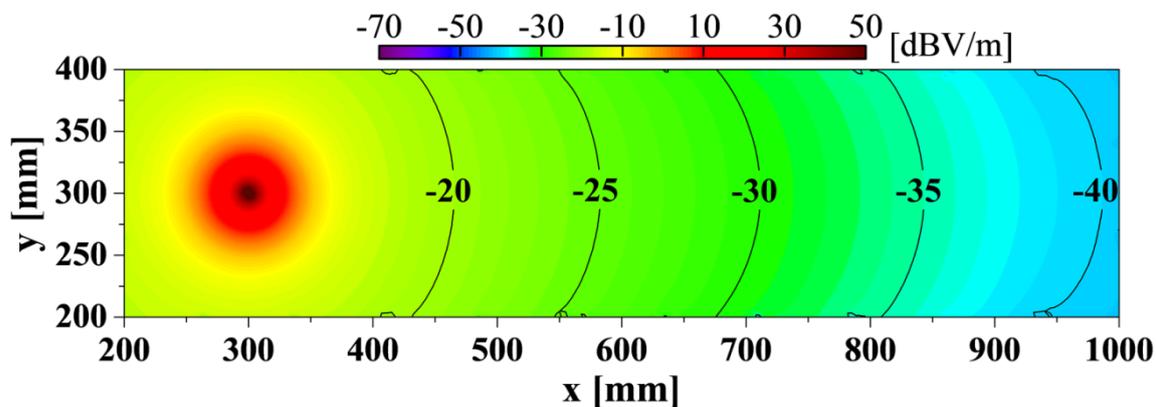
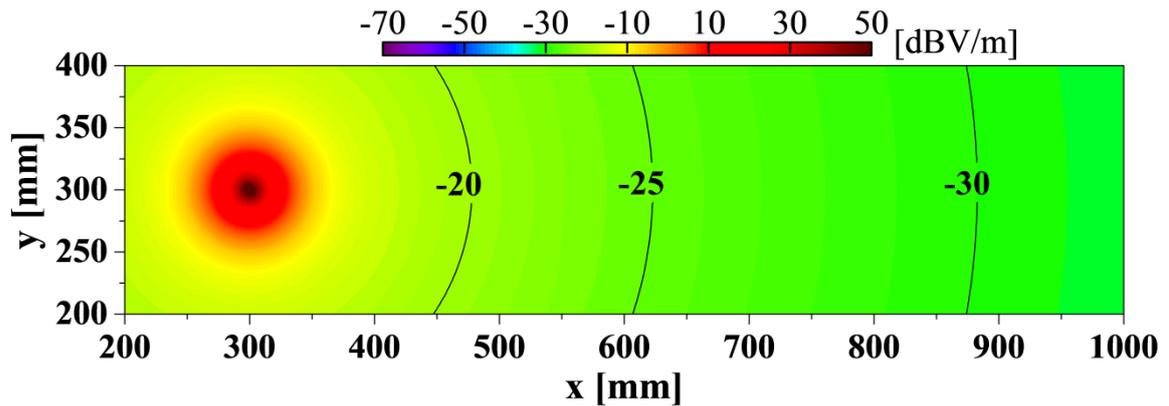


図3-1. 映像法を適用した解析モデル (Internal View)



(a) 電波暗箱内の電界分布図



(b) 自由空間の電界分布図

図3-2. 電界分布図 (700 MHz)

図3-2(b)に示す自由空間の電界分布は、比較のため電波暗箱のサイズに切り出した表記となっている。通常、理想的な電波暗箱の電界分布は、自由空間と等しく、反射波が無く、波源から放射され、同心円で電界強度が下がる電界分布となるが、この結果から電波暗箱の減衰特性が、自由空間と比べ、急激に減衰している傾向があり、明らかに差異があることが確認できる。

次節では、電波暗箱内の正規化反射波レベルを求め、この結果から既存の電波暗箱を適用して、移動通信端末の受信特性の評価を行う場合における問題点を明確にする。

3.2 正規化反射波レベル

式(3-2)で表現される電波暗箱内の正規化反射波レベルを求め、既存の電波暗箱の問題点を明らかにする。以下、700 MHzでの電波暗箱内の正規化反射波レベルの分布を示し、更に、700 MHz～5 GHzまでの各周波数(700 MHz, 1.5 GHz, 3.0 GHzそして5 GHzの4周波数)での正規化反射波レベルを求める。

3.2.1 正規化反射波レベル分布 (700 MHz)

前節で述べた電波暗箱と自由空間との電界分布に明確な差異があることに関して、この原因を電波吸収体の反射波と考え、暗箱内の正規化反射波レベルを求めた。放射電界の振幅・位相を複素数 E として、自由空間の電界を E_o 、電波暗箱内の電界を E_c とすると、電波暗箱内の反射波 E_r は、式 (3-1) で求められる。式 (3-1) で得られた値を式 (3-2) により各点で正規化した⁽²⁾。本論では、この各点で正規化した値を正規化反射波レベルと定義する。式 (3-2) から得られた結果を図 3-3 に示す。

$$E_r = E_c - E_o \dots\dots\dots (3-1)$$

$$A = 20 \log \left| \frac{E_r}{E_o} \right| \dots\dots\dots (3-2)$$

各パラメータは、下記で定義される。

E_o : Electric Field Intensity of Direct Wave (Free Space)

E_c : Electric Field Intensity in the Anechoic Chamber

E_r : Electric Field Intensity of Reflected Wave

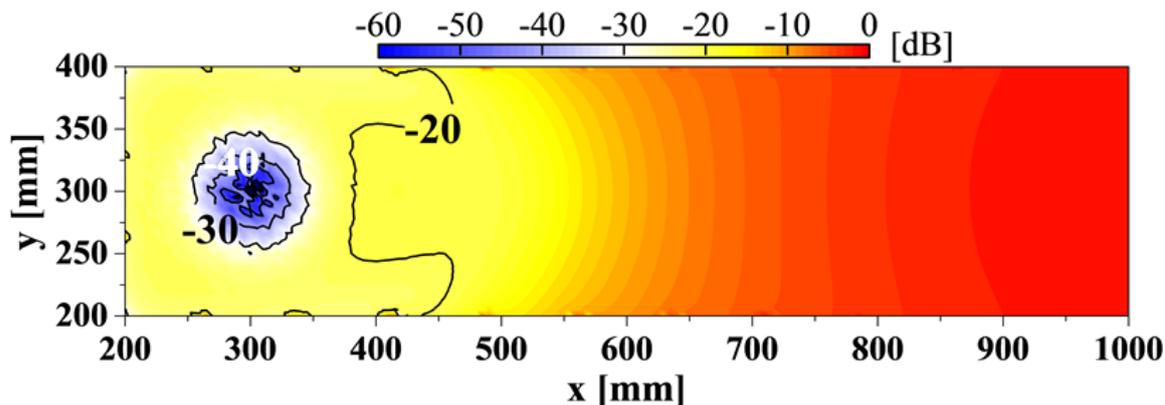


図3-3. 正規化反射波レベル分布図 (700 MHz)

この結果から波源に近い領域でのみ正規化反射波レベルは、 -40 dB 以下となっているが、それ以外の領域では、 -20 dB 以上の領域が主な環境である。すなわち、波源に近い領域では、電波暗箱の内面からの反射波の影響が抑えられ、ほぼ自由空間における放射電界分布が得られている。しかし、それより離れた領域では電波暗箱の特性により放射電界と異なった電界分布が発生している。

図3-3を見ると、 $x=1000$ mm 付近では 0 dB に近い正規化反射波レベルの分布になっており、これは直接波と同等レベルの反射波が生じていることになる。しかし、電波吸収体が敷き詰められた電波暗箱内でそのような大きな反射波が生じるとは考えにくい。そこで電波暗箱を電波吸収体という損失媒質で、側面および終端が構成された一種の導波管と考える。700 MHz における電波吸収体の表皮の深さは材料定数より約 3 cm (2.93 cm) と得られ、ピラミッド型ではあるが、電波暗箱は損失媒質で囲まれた中空角筒の導波路を構成している。損失媒質で囲まれた中空円筒内のモードの伝搬特性⁽³⁾を見ると、各モードに対して伝搬減衰が生じる。これより電波暗箱でも伝搬減衰が生じることが類推し得る。或いは導波管の遮断周波数から考えると、基本モードでの遮断周波数は、導波管の長辺寸法を a とすると遮断周波数 f_c は、式(3-3)で表される⁽⁴⁾。

$$f_c = V_c / (2 \times a) \dots\dots\dots (3-3)$$

各パラメータは、下記で定義される。

f_c : Cut off Frequency

V_c : Velocity of Light

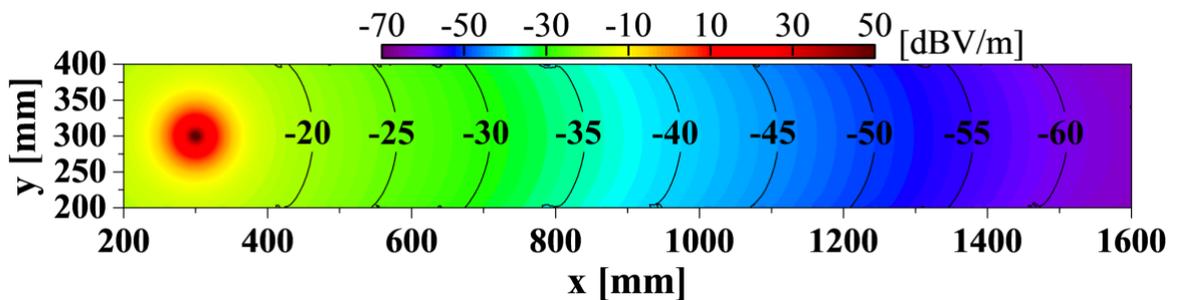
a : Long Side Dimension of Rectangular Waveguide

この式(3-3)から導波管の長辺寸法 a を求める式に変換すると、式(3-4)となる。

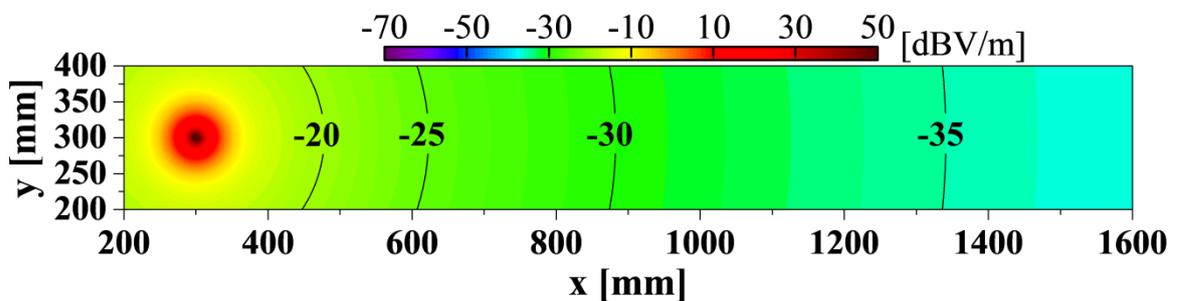
$$a = V_c / (2 \times f_c) \dots\dots\dots (3-4)$$

この式(3-4)から基本モードで 700 MHz を伝搬させるための導波管の長辺寸法を求めると、約 214.1 mm より長い寸法が必要となる。一方、解析モデルである電波暗箱の y 方向の寸法は、200 mm なので、前述したように電波暗箱を一種の導波管とすると 700 MHz は、遮断周波数以下である。これにより伝搬減衰が発生したとも考えられる。更に、この伝搬減衰が発生していることを確認するために、電波暗箱の y, z 方向の寸法は変更せず、 x 軸方向のみの長さを 800 mm から 1400 mm に拡大した場合の電磁界解析シミュレーションを行った。その結果を図 3-2 の場合と同様に、電波暗箱内と自由空間の電界分布図を図 3-4 (a), (b) に、それぞれ示す。図 3-4 (a) のシミュレーション結果から図 3-2 (a) で示した $x=1000$ mm までの電界レベルを比較すると、大きな差は無く、

例えば、 $x=1000$ mm 付近の電界レベルは、どちらも -40 dBV/m 程度で、同等の値を示している。また、図3-4 (b)の自由空間の電界分布と比較すると、この場合も明らかに、電波暗箱内の伝搬減衰が確認できる。このことから伝搬路を長くすることによる特性の変化は、単純に伝搬減衰が生じており、電波暗箱でも伝搬減衰が生じていることが、以上の結果からも言える。これまで、この伝搬減衰が発生している要因として、二つの要素が考えられることを記述した。この二つの要素が複雑に関係して、伝搬減衰が発生していると推測する。また、その減衰レベルは、先の遮断周波数と電波暗箱サイズから周波数が高いほど、伝搬減衰は低減すると考える。



(a) 電波暗箱内の電界分布図 (700 MHz)

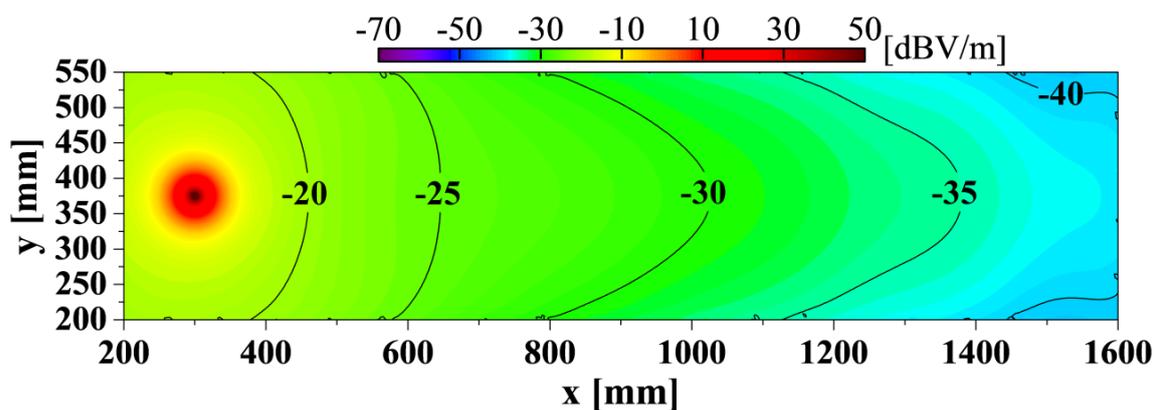


(b) 自由空間の電界分布図 (700 MHz)

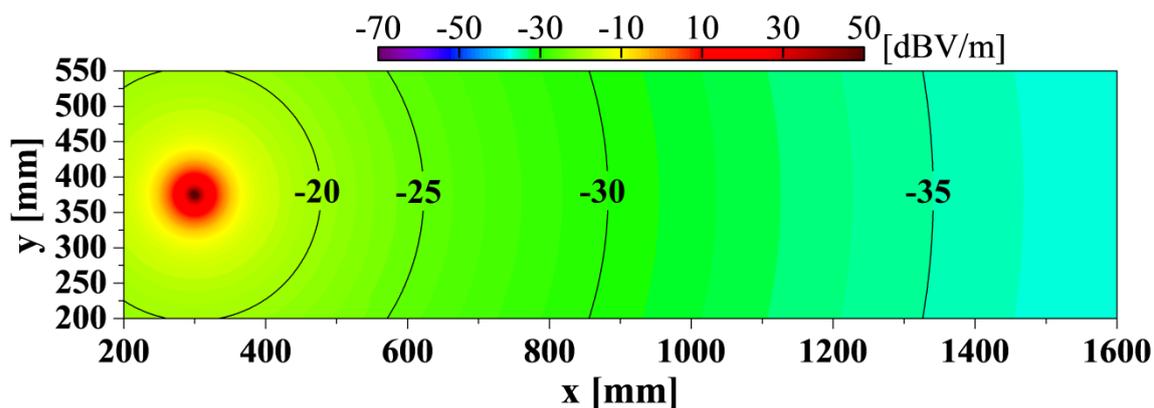
図3-4. 電界分布図 (x 軸方向の長さを 1400 mm に拡大)

第3章 既存の電波暗箱の問題点

更に、基本モードでの遮断周波数による影響を無くした場合の電界分布特性を確認するために、x 軸方向の長さは、1400 mm で変えず、y, z 方向を 350 mm に拡大した場合の電磁界解析シミュレーションを行った。その結果を図 3-5 に示す。



(a) 電波暗箱内の電界分布図 (700 MHz)



(b) 自由空間の電界分布図 (700 MHz)

図 3-5. 電界分布図 (y, z 方向の長さを 350 mm に拡大)

図 3-5 の電波暗箱内と自由空間の電界分布図の比較から、基本モードでの遮断周波数の影響を無くしても伝搬減衰が発生していることが確認できる。こ

のことから電波吸収体で囲まれた電波暗箱でも伝搬減衰が発生することが言える。これ以上の詳細な解析に関しては、別な機会として、ここまでに留める。

以上の検討結果から遮断周波数の影響が無い電波暗箱の寸法において、電波暗箱と自由空間の環境を比べた場合、その差異は、電波暗箱に用いられている電波吸収体である。この電波吸収体への電波侵入による吸収損失が、電波暗箱で生じている伝搬減衰の原因であると考ええる。

図3-2に示す通り、波源に近い領域では自由空間における放射電界分布が得られているが、離れるにしたがって、700 MHzの場合、遮断周波数による影響も含み、電波吸収体による反射および吸収による減衰を伴いながら伝搬する。すなわち図3-3の波源から離れて減衰を伴う領域では、式(3-2)の値は単純に電波暗箱内電界と自由空間放射電界の差異を示していると考えられる。

図3-2(a)の波源に近い領域では、自由空間放射電界分布相当が得られていると考えられるが、その正規化反射波レベルは、 $0 (-\infty \text{ dB})$ とはなっていない。この領域では、左右側面、上下側面および対面の電波吸収体からの反射波が存在していると考えられる。移動通信端末の評価には、この領域を使用する必要がある。したがって、この領域に存在する反射波の状況を確認することが重要である。そのため、式(3-2)で得られる値は、減衰が生じる領域において、正規化反射波レベルと言えないが、本論では以下その名称で統一する。

3.2.2 各周波数における正規化反射波レベル

次に、先に記述したように、700 MHzでは、基本モードでの遮断周波数による影響が存在するが、図3-1に示す解析モデルの寸法で、 $y=z=300 \text{ mm}$ の座標の位置で、 x 座標の各位置における各周波数の正規化反射波レベルを、周波数を

パラメータに図3-6に示す⁽⁵⁾。

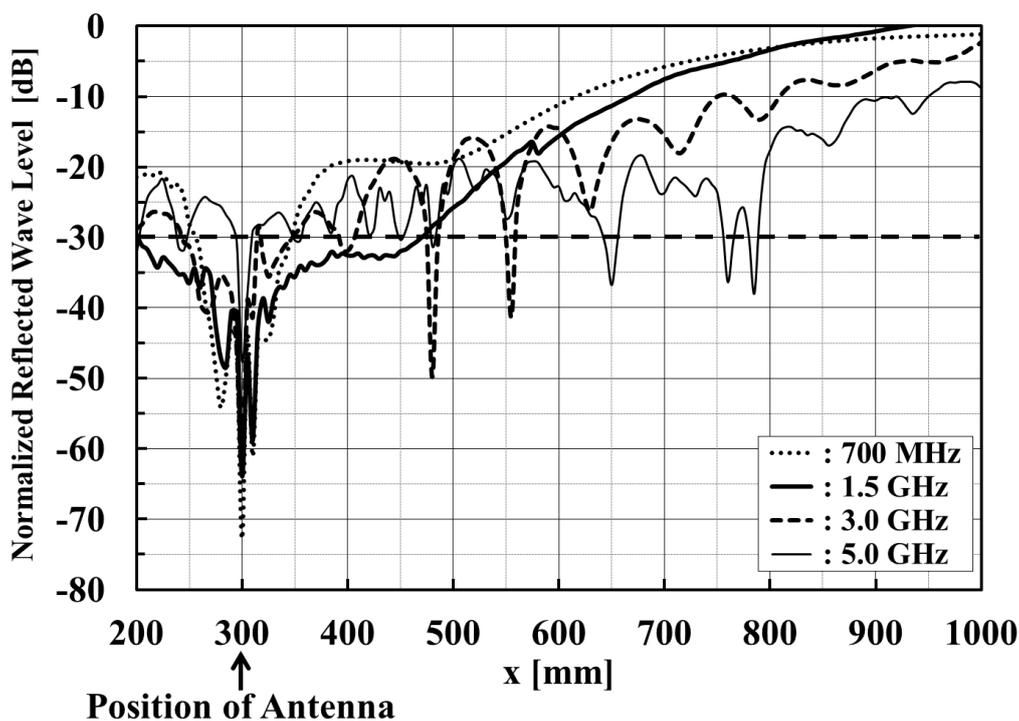


図3-6. 各周波数における正規化反射波レベル

この結果を見ると、周波数が高くなるほど x に伴う正規化反射波レベルの増加が低下しているのが確認できる。特に、この特性は、 $x=600$ mm 以降の領域において、顕著に表れている。また、この部分は、先に述べた 700 MHz で伝搬損失による影響が出始めている領域である。この伝搬損失の発生は、700 MHz 以上の周波数において、基本モードでの遮断周波数による影響が無いので、先に記述した電波吸収体による反射および吸収による減衰が主と考える。周波数が高くなるにしたがって、正規化反射波レベルが低下しているのは、電波暗箱の内空間寸法が波長と比較して広く見えることで、伝搬時、側面の電波吸収体からの影響が軽減し、これにより伝搬減衰量が低下したためと考える。したがって、電波暗箱内の反射波は、伝搬方向に垂直な断面である $y-z$ 方向の寸法を大きく

するほど側面からの影響が低下するため、自由空間放射電界が対面の電波吸収体に入射して生じる反射波が支配的となる。このときの特性は、電波吸収体の垂直入射の反射係数の値で一定となる。これが電波吸収体の性能を十分発揮した理想的な特性となる。この y - z 方向の寸法変化による正規化反射波レベルの特性については、第5章で記述する。

ここで移動通信端末の評価に必要な環境の正規化反射波レベルの上限を -30 dB とすると、 1.5 GHz の結果が他の周波数より広い領域で、それ以下の値が確保されている。この単一の周波数で評価するのであれば、評価環境として、適用の可能性があると思われるが、同時に他の周波数でも評価する広帯域での評価には適さない。更に、この領域は、波源の近くに限られた狭い領域のみとなる。この結果から一般的な評価に用いられ、本検討で適用した線状アンテナに分類されるモノポールアンテナを波源とする評価環境では、理想的な放射電界分布で無いことを確認した。この原因は、図3-7に示すモノポールアンテナの放射パターンから、このモノポールアンテナを電波暗箱内に設置した場合、電波は水平面において、一様な広がりを示すことになる⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾。一方、電波暗箱内の壁面に設置しているピラミッド型電波吸収体の特性は、この電波吸収体の入射角に依存し、電波吸収体の性能を十分引出すためには、この入射角を50度以下にする必要があることが知られている⁽⁹⁾。このモノポールアンテナの放射特性からピラミッド型電波吸収体の入射角が、上記条件（入射角50度以下）を全ての面で満足できないことは類推できる。よって線状アンテナを波源とする評価環境では、電波暗箱内において、理想的な放射電界分布を得るのは困難である。このことから既存の電波暗箱構造では、十分な移動通信端末の評価、特に、受信特性の評価には適していないことが言える。実際に、アンテナ特性も含めて受信特性を評価した場合、評価対象物である移動通信端末の設置状態で、評

第3章 既存の電波暗箱の問題点

評価結果にバラツキによる測定誤差が発生し、安定的な評価結果が得られないと推測する。

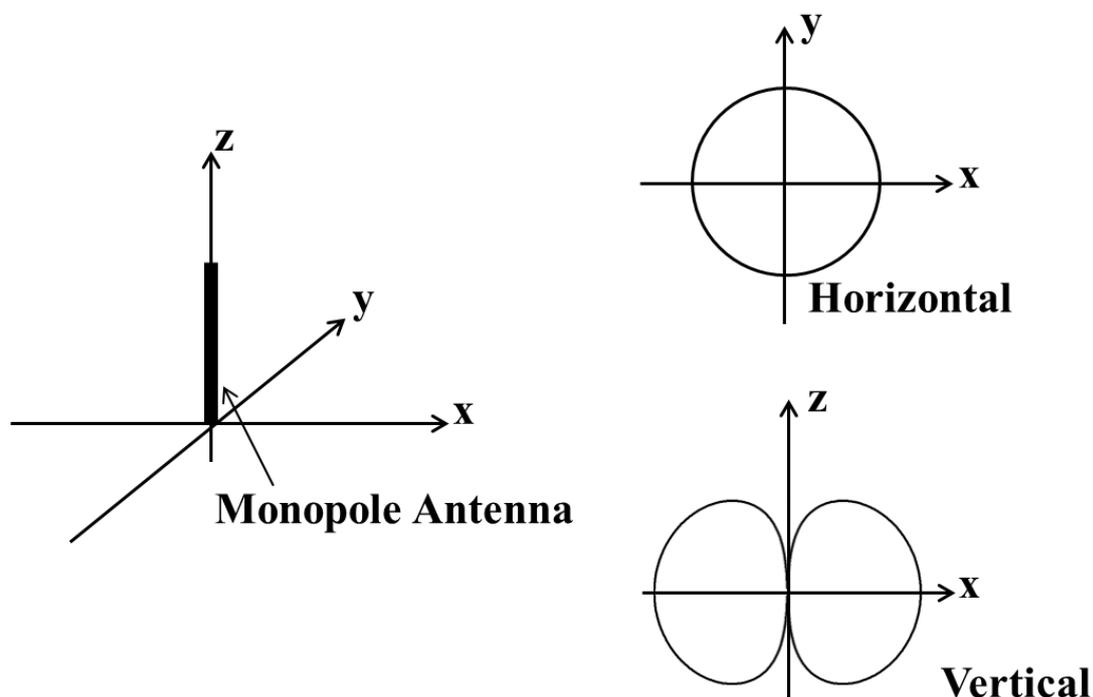


図3-7. モノポールアンテナの放射パターン

以上の結果から既存の電波暗箱を適用して、次世代移動通信端末の受信評価が可能な環境を得るには、アンテナと電波暗箱構造の見直しが必要である。

3.3 第3章のまとめ

現状一般に使用されている既存の電波暗箱の問題点を明らかにするために、700 MHz において、電磁界解析シミュレーションから既存の電波暗箱内の電界分布と自由空間の電界分布を比較した。その結果、電波暗箱内の電界分布は、伝搬にしたがって自由空間と比べ、大きな減衰が発生している。また、電波吸収

体からの反射波の影響が少ない領域が狭く、明らかに自由空間の電界分布と異なる結果を得た。更に、その特性は、図3-6に示した電磁界解析シミュレーション結果から周波数依存が高い。このため既存の電波暗箱は、例えば DL-CA に対応した広帯域な周波数範囲で、移動通信端末の受信評価を行う環境としては適さないことを明らかにした。

3.2.2 項の検討結果から理想的な電界分布に近づけるためには、波源を一様に電波が広がる線状アンテナであるモノポールアンテナから指向性の鋭い波源であるホーンアンテナに変更し、電波暗箱の構造面では、ピラミッド型電波吸収体の特性から、斜入射が主となる電波暗箱の側面への入射を抑え、ピラミッド型電波吸収体の性能を十分引出せる垂直入射となる対面の電波吸収体への入射を主とする構造が必要と考える⁽⁹⁾。また、この構造は、同時に先に述べた伝搬減衰による影響を軽減していると考えられる。尚、斜入射によるピラミッド型電波吸収体の反射係数特性に関しては、6.2.2 項で記述する。次に、第4章において、移動通信端末の評価に必要な電波暗箱の性能条件について述べる。

参考文献

- (1) 小林一彦・村山健太郎・保田麻耶・三枝健二：「次世代無線携帯端末向け受信評価用電波暗箱の基礎検討」, 電気学会論文誌 A (基礎・材料・共通部門誌) Vol. 137, No.1, pp.34 - 45 (2017-1).
- (2) 村山健太郎・保田麻耶・小林一彦・三枝健二：「携帯端末の無線通信特性

第3章 既存の電波暗箱の問題点

評価用電波暗箱の広帯域化の検討」, 電子情報通信学会総合大会, B-4-31, p.351 (2016-3).

- (3) 山口芳雄・関口利男：「損失媒質で囲まれた中空円筒内のモード伝搬特性」, 電子情報通信学会論文誌 B Vol.J62-B, No.4, pp.368 - 373 (1979-04).
- (4) 清水俊之・三原義男：「マイクロ波工学」, 東海大学出版会, pp.59 - 94 (1984-1).
- (5) 村山健太郎・保田麻耶・小林一彦・三枝健二：「通信機器開発における電波暗箱の性能改善に関する研究」, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-4-11, p.224 (2015-9).
- (6) John D. Kraus : “ANTENNAS”, Second Edition, McGraw-Hill, pp.17 - 237 (1988).
- (7) 内田英成・虫明康人：「超短波空中線」, 生産技術センター新社, pp.35 - 55 (1977-3)
- (8) 安達三郎：「電磁波工学」, コロナ社, pp.74 - 80 (1984-5)
- (9) W.D.Burnside, I.J.Gupta and T.-H. Lee : “Indoor antenna measurements”, Antenna Engineering Handbook, 4th ed. (Ed. by J.L.Volakis), McGraw-Hill, chapter 50 (2007).

第4章 受信評価に必要な QZ (Quiet Zone) レベル⁽¹⁾

本章では、実際に移動通信端末の受信特性を評価する場合、電波暗箱において、どのような評価環境が必要かを明らかにする。

4.1 QZ の定義

電波暗箱の性能指標の一つである QZ は、直接波に対する反射波の振幅比がある一定値以下になる領域と定義されており⁽²⁾、本論では、移動通信端末の受信特性に影響を与えない直接波に対する反射波の振幅比以下の領域を QZ、その振幅比を QZ レベルと定義した。次節からマイクロ波通信システムシミュレーションにより必要となる QZ レベルを求め、移動通信端末の受信評価に必要な評価環境を明らかにする。

4.2 BER 特性から得られる受信評価に必要な QZ レベル

BER (Bit Error Rate) 特性から得られる必要な QZ レベルを求めるために、以下、マイクロ波通信システムシミュレーションを行う手法に関して述べ、このシミュレーション手法から得られた QZ レベルに対する BER の関係を明らかにして、移動通信端末の受信評価に必要な QZ レベルを求める。尚、このシミュレーションには、Keysight Technologies 社製 ADS (Advanced Design System (Ver. 2016.01)) および System Vue (Ver. 2012.06) を適用して行った。

4.2.1 BER 特性シミュレーション手法

マイクロ波通信システムシミュレーションでは、一般的な変調方式である QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) を選択し、電波暗箱内で発生する反射波による影響を、受信特性の一つの指標である BER 特性を適用して評価した。受信特性の劣化要因である反射波の表現方法は、一般に移動通信等のシミュレーションで適用される伝搬モデルを適用するのが通常であるが、電波暗箱は、閉空間ある。また、伝搬路長は、約 2 m 以下程度の伝搬距離で、非常に短い。このため伝搬距離が、数 km と長く、フェージング等の影響も考慮に入れ、自由空間を模した通常の伝搬モデルを適用するのは、適切でない⁽³⁾。このため、反射波を直接波に対し、4 波の遅延波と仮定して、QZ レベルの逆数をこれら反射波に与える減衰量で表現したモデルを適用してシミュレーションを行った。本シミュレーションブロック構成図を図 4-1 に示す。

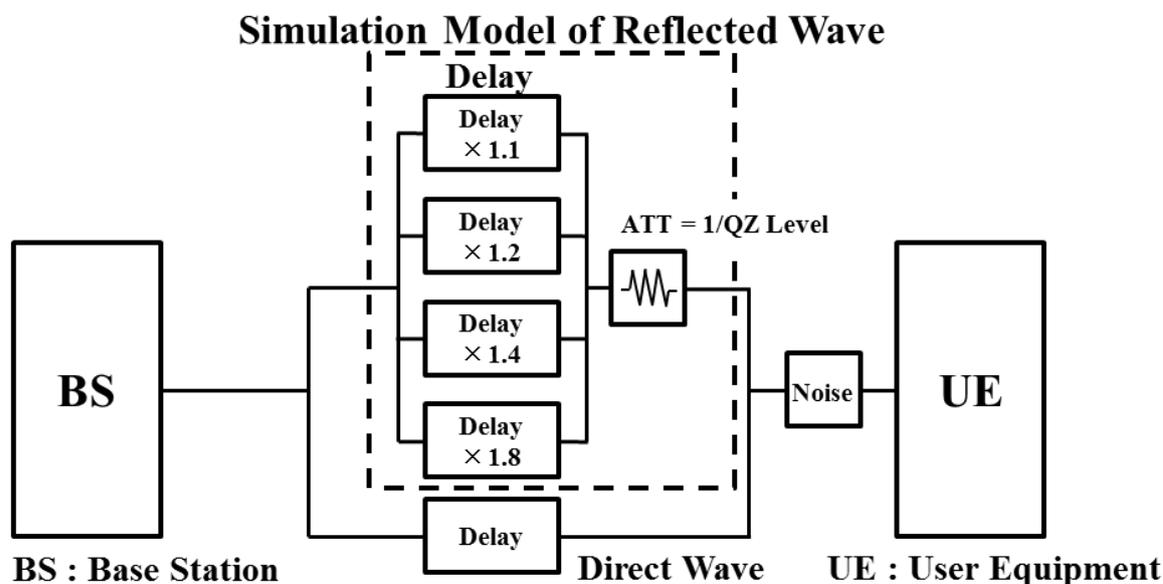


図 4-1. シミュレーションブロック構成図

反射波として想定した4波の遅延量は、直接波の伝搬遅延に対して、1.1倍、1.2倍、1.4倍そして1.8倍とした。この表現方法が適切かどうかは、今後、実験等により検証が必要と考える。また、各遅延波のレベルは、伝搬による減衰が無く、QZレベルの逆数に相当する減衰のみとしているので、実際の環境より厳しいと推測する。

QPSKのBER特性は、下記に示す式を基本として、シミュレーションから求められる^{(4),(5)}。まず、信号対雑音電力比SNR (Signal to Noise Power Ratio) は、受信電力と受信帯域内の雑音電力との比で、式(4-1)で定義される。

$$SNR = Pr / (No \times B) \dots\dots\dots (4-1)$$

各パラメータは、下記で定義される。

Pr : Received Power

No : Noise Power Spectral Density

B : Received Bandwidth

No×B : Total Noise Power

異なった変調方式のBERを比較する場合、SNRよりもEb/No (The energy per bit to noise power spectral density ratio) を用いるのが一般的である。このため本論では、異なった変調方式でのBERの比較を行わないが、共通性を求めEb/Noでの表現としている。QPSKの場合、Eb/Noは、式(4-1)のSNRを用いて、式(4-2)で表現される式に変換される。

$$\frac{Eb}{No} = SNR - 10\log(k) + 10\log(Bn \times T) \dots (4-2)$$

各パラメータは、下記で定義される。

E_b : The Energy per Information Bit

k : Information Amount per Symbol

T : Symbol Period

B_n : Equivalent Noise Bandwidth of Receive Filter

以上の式から BER は、Q 関数を用いて、 E_b/N_o を変数として、式 (4-3) で表現される。

$$BER = Q\left(\sqrt{2 \times \frac{Eb}{No}}\right) \dots \dots \dots (4-3)$$

上記の式において、図 4-1 に示すように、電波暗箱内の反射波として表現した直接波に対する 4 波の遅延波に、QZ レベルの逆数で減衰した反射波の電力を受信電力 P_r に影響を与えるものとした。この反射波の電力を P_d とすると最終的な BER 特性を示す式は、式 (4-4) で表現される。この式 (4-4) を基本として、マイクロ波通信システムシミュレーションから QZ レベルに応じた反射波の影響を受けた BER 特性を求めた。

$$BER = Q\left(\sqrt{2 \times ((Pr + Pd)/(No \times B) - 10\log(k) + 10\log(Bn \times T))}\right) \dots \dots (4-4)$$

式(4-4)において、これまで定義されていないパラメータは、下記で定義される。

Pd : Power of the Reflected Wave

4.2.2 BER 特性結果と受信評価に必要な QZ レベル

マイクロ波通信システムシミュレーション結果を図4-2および図4-3にそれぞれ示す。リファレンスとして、図4-2には、式(4-5)に示すように相補誤差関数 erfc を用いた BER の理論式より得られた特性⁽⁶⁾も示す。また、図4-3には各 E_b/N_0 における理論値を示している。これらの結果から受信評価に必要な QZ レベルに関して、以下で明らかにする。

$$BER = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{Eb}{No}}\right) \dots\dots\dots (4-5)$$

電波暗箱を適用して移動通信端末の受信特性を評価するために必要となる評価環境は、電波暗箱内で発生する反射波の影響が無く、測定誤差が小さいことが必要である。この点を考慮に入れて、図4-2のシミュレーション結果について考察すると、反射波の影響が無く、測定誤差を抑えるためには、このシミュレーションに適用している変調方式である QPSK の BER 特性が、理論値と一致することが必要である。もし理論値との差が生じる場合、この差が測定誤差となる。この条件を満足する QZ レベルは、シミュレーション結果から -35 dB 以下は必要である。或いは評価する BER により QZ レベルは、必ずしも -35 dB 以

第4章 受信評価に必要な QZ (Quiet Zone) レベル

下である必要は無く、例えば、 $1.0E-4$ 以上では、QZ レベル -30 dB 程度の環境でも評価可能と判断する。よって最低 BER をどこまで測定するかで、電波暗箱の性能指標である QZ レベルが、どこまで必要かが決まることになる。

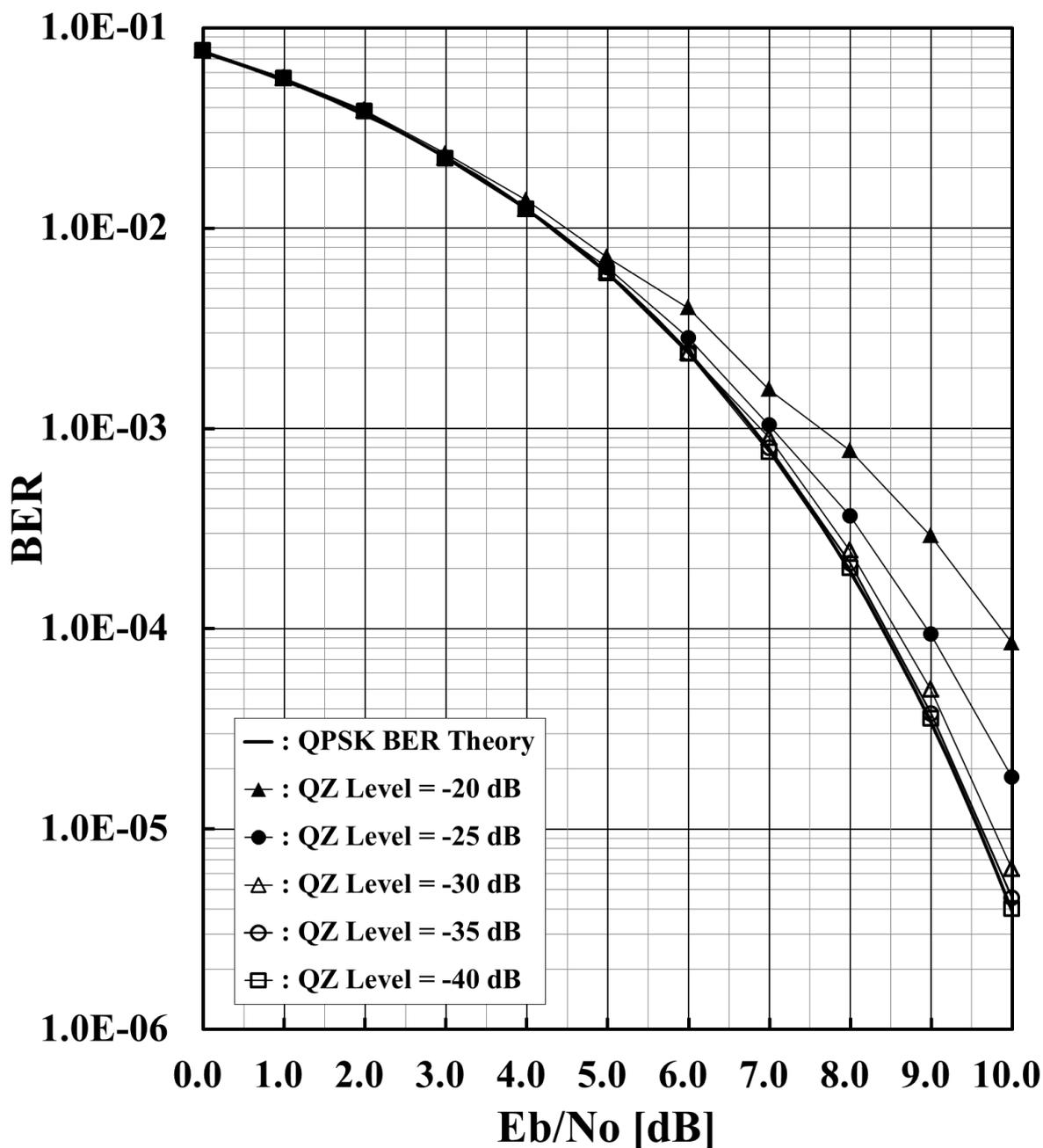


図4-2. 各 QZ レベルにおける BER 特性

図4-3では、BER特性を評価範囲により、必要となるQZレベルを容易に把握することができる。また、事前に評価環境のQZレベルが、把握されていれば、このグラフからBER測定時の誤差が、どの程度発生するかも得られる。以下、この図4-3について述べる。

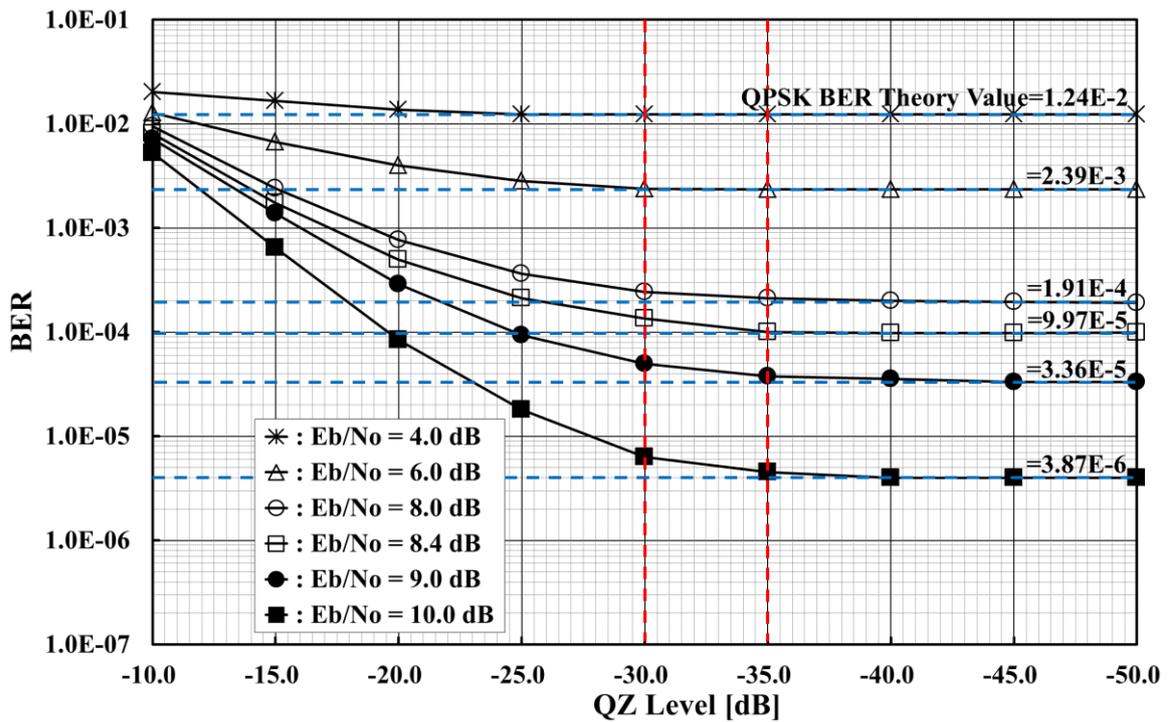


図4-3. 各 Eb/No における QZ レベルに対する BER 特性

図4-3で、追記した青色の点線が、各 Eb/No における理論値を示したラインである。このラインと黒色の実線で示したシミュレーション値との差が、BER評価時の誤差となる。或いはこの差を測定値からの補正值とすれば、誤差補正ができ、真値に近づくと考える。例えば、Eb/No=10.0 dB では、理論値 3.87E-6 に対して、QZ レベル -25 dB, -30 dB, -35 dB そして -40 dB における各 BER を表4-1にまとめる。この結果から 10⁻⁶ のオーダーの BER 評価では、QZ レベ

第4章 受信評価に必要な QZ (Quiet Zone) レベル

ル -40 dB においても理論値との差が発生しているため、測定値から誤差補正が必要である。

表4-1. $E_b/N_0=10.0$ dB における各 QZ レベルに対する BER

QZ Level (dB)	BER
-25	1.81E-5
-30	6.30E-6
-35	4.50E-6
-40	4.00E-6
Theory Value	3.87E-6

一般に受信機の誤り訂正を考慮した場合、誤り訂正が可能な BER は、 $1.0E-4$ 以下になる^{(4), (5)}。この値を基準に考え、 10^{-4} オーダーまでの評価が可能な環境を前提とすると、BER の理論値が $9.97E-5$ で、 $1.0E-4$ に近い値を示す $E_b/N_0=8.4$ dB のシミュレーション結果から評価環境として必要となる QZ レベルを求める。先と同様に QZ レベル -25 dB, -30 dB, -35 dB そして -40 dB における BER を表4-2にまとめる。

表4-2. $E_b/N_0=8.4$ dB における各 QZ レベルに対する BER

QZ Level (dB)	BER
-25	2.12E-4
-30	1.35E-4
-35	1.01E-4
-40	9.85E-5
Theory Value	9.97E-5

この表4-2より、評価可能な環境として、誤差補正実施を前提としない場合、理論値と完全に一致していなが QZ レベル -35 dB 以下、また、誤差補正実施を前提とした場合、多少の精度が落ちる可能性があるが、QZ レベル -30 dB 以下が必要と考える。

以上、本論では、既存の電波暗箱の性能を考慮に入れ、誤差補正の実施を前提に、誤差変動の小さい QZ レベル -30 dB 以下の評価環境を目標とした。

4.3 第4章のまとめ

基本的な変調方式である QPSK を適用して、移動通信端末の受信特性を評価するために必要となる評価環境を、マイクロ波通信システムシミュレーションから QZ レベルと BER 特性の関係を明らかにすることで求めた。電波暗箱内の反射波レベルが小さく、BER 特性評価に影響を与えない、測定誤差を抑えた評価結果を得るには、BER の理論値と一致、或いは近づけることが必要である。その結果、この条件を満たす QZ レベルは、 -35 dB 以下が必要であることを示した。一般に受信機の誤り訂正を考慮した場合、誤り訂正が可能な BER は、 $1.0E-4$ 以下なので、この値を基準に考えると、 10^{-4} オーダーにおける BER のシミュレーション結果から上記条件をほぼ満たし、誤差補正の実施を前提とした場合、必要になる QZ レベルは、 -30 dB 以下である。

本論では、既存の電波暗箱の性能を考慮に入れ、受信評価に必要な QZ レベルを -30 dB 以下として、この評価環境の実現を目標とした。第5章において、QZ レベルを -30 dB 以下の評価環境を実現する電波暗箱の構造について述べる。また、この QZ レベル -30 dB 以下を満たす正規化反射波レベルは、 -30 dB 以下が

必要となる。

参考文献

- (1) 小林一彦・村山健太郎・保田麻耶・三枝健二：「次世代無線携帯端末向け受信評価用電波暗箱の基礎検討」, 電気学会論文誌 A (基礎・材料・共通部門誌) Vol. 137, No.1, pp.34 - 45 (2017-1).
- (2) J. Appel-Hansen : “Reflectivity level of radio Anechoic chambers”, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol.AP-21, no.4, pp.484 - 489 (1973-7).
- (3) 岩井誠人：「移動通信における電波伝搬」, コロナ社, pp.143 - 158 (2012-11).
- (4) Andrea Goldsmith : “Wireless Communications”, Cambridge University Press (2005-8).
- (5) 齊藤洋一：「デジタル無線通信の変復調」, 電子情報通信学会 (1996-2).
- (6) John G. Proakis, and Masound Salehi : “Communication Systems Engineering”, Chapter9 ”Digital Transmission via Carrier Modulation”, Section2 ”Carrier-Phase Modulation”, Subsection2 “Probability of Error for Phase Modulation in an AWGN Channel”, Page 638, Equation(9.2.33), Prentice Hall (1994).

第5章 所望の QZ レベルを得るための

電波暗箱の構造検討⁽¹⁾

本章では、前章で求めた QZ レベル -30 dB 以下を実現する新たな電波暗箱構造を、第2章で問題点を明らかにした既存の電波暗箱特性を参考に提案を行う。この構造は、波源であるアンテナに、指向性の鋭いホーンアンテナを用い、電波暗箱の側面からの反射波を抑え、対面の電波吸収体からの反射波を主とする構造である。また、波源をホーンアンテナにすることで、平面波に近づけている。この目標性能を満足し、小型化を意識した電波暗箱の最良寸法を求めるために、各寸法をパラメータに電磁界解析シミュレーションを行った。その検討結果から現状得られる最良寸法の電波暗箱構造について記述する。

5.1 提案する電波暗箱の構造

目標の QZ レベル -30 dB 以下の領域を実現する電波暗箱を得るためには、電波吸収体の特性を十分引き出す必要がある。このため斜入射を極力削減(入射角を 50 度以下⁽²⁾)した構造を基本とすることが重要である。よって波源を無指向性の線状アンテナであるモノポールアンテナから、ある特定の方向に鋭い指向性を持ったホーンアンテナに変更した。これにより、直接波の多くを垂直入射となる対面の電波吸収体に入射させることができる。次に、電波暗箱の構造面では、斜入射による一次反射波が発生しやすい壁面の影響を少なくするために、第3章で電波暗箱のシミュレーションに用いた図3-1の電波暗箱のサイズに比べ、伝搬方向に垂直な断面となる y , z 方向の寸法を広げ、極力、斜入射によ

第5章 所望の QZ レベルを得るための電波暗箱の構造検討

る一次反射波を抑えることを図った。また、波源側は、アンテナの放射を妨げないように、アンテナ周辺の面は、平板型電波吸収体を敷き詰めた構造とした。更に、移動通信端末の評価では、基地局からの受信信号を想定するため、受信信号の波面は、平面波である。このため波源をホーンアンテナに変えることは、電波暗箱内の反射波の影響を低減するだけでなく、平面波に近づけることも目的としている。図5-1に、上部から内部を見た、新たにモデリングした電波暗箱構造図を示す⁽³⁾。この図から内寸法は、 $S_x=1050$ mm, $S_y=500$ mm, $S_z=500$ mm である。外寸法は、適用するピラミッド型電波吸収体の高さによって決まり、この場合、高さが 200 mm であるので (図2-12を参照), x 方向 1300 mm, y 方向 900 mm, z 方向 900 mm となる。波源であるホーンアンテナの開口面は、この図において、左側面の中心である $y=z=450$ mm に開口面の中心を配置した。このため、これまでの電波暗箱とは異なり、映像法が適用できない構造となる。

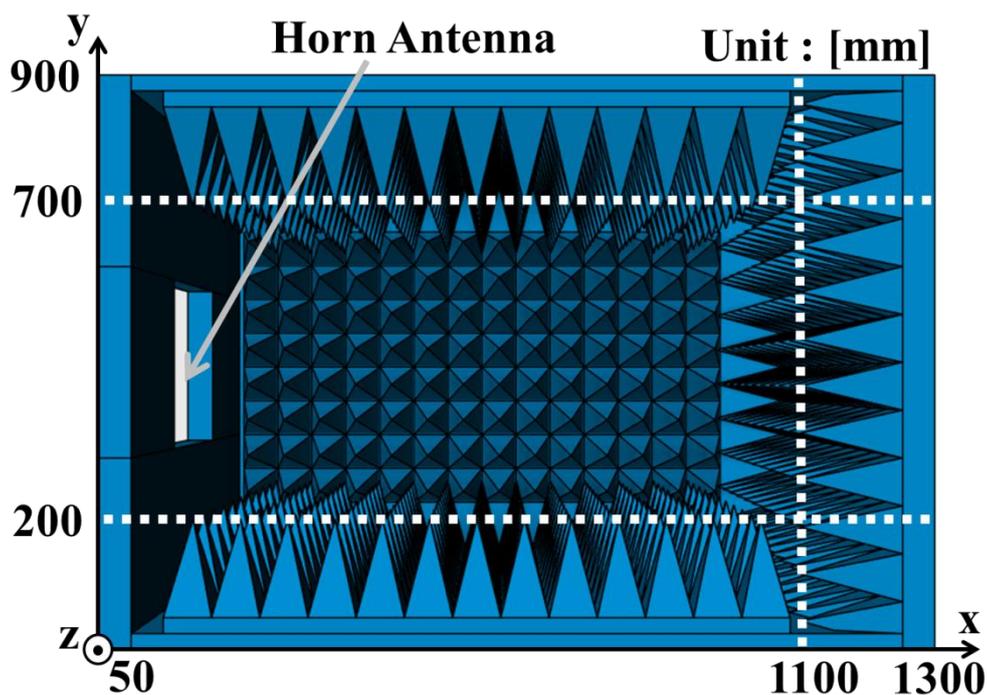


図5-1. 新たにモデリングした電波暗箱構造図 (Internal View)

第5章 所望の QZ レベルを得るための電波暗箱の構造検討

尚，図 5-1 において，上部は，便宜上，内部構造を示すために，上部に設置するピラミッド型電波吸収体は除いている。シミュレーションおよび評価時に，上部は，下部と同様にピラミッド型電波吸収体が配置される。以降，同様の状態にして，全ての電波暗箱の電磁界解析シミュレーションを実施している。

次に，図 5-2 に，ホーンアンテナの寸法図を示す。ここで， λ_g は導波管の管内波長である。検討を行う各周波数 (700 MHz, 1.5 GHz そして 3.0 GHz の 3 周波数) における導波管サイズとビーム幅を表 5-1 に示す。図 5-1 に示す新構造の電波暗箱内の電界分布等を求める電磁界解析シミュレーションでは，この表に示す各周波数の導波管サイズを適用している。また，各周波数のビーム幅を比べると，700 MHz のビーム幅がより広い特性を示しているため，低周波ほど斜入射による側面からの一次反射波の影響が大きいと考える。

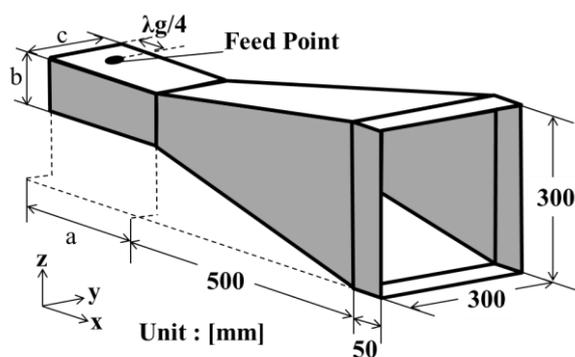


図 5-2. ホーンアンテナ寸法図

表 5-1. 各周波数の導波管サイズとビーム幅

Frequency [GHz]	a [mm]	b [mm]	c [mm]	3 dB beamwidth E-Plane [deg.]	3 dB beamwidth H-Plane [deg.]
0.7	788.30	146.05	292.10	74.0	70.0
1.5	314.19	82.55	165.10	34.0	44.0
3.0	173.41	34.04	72.14	16.0	20.0

第5章 所望の QZ レベルを得るための電波暗箱の構造検討

本研究は、電波暗箱を適用した多周波および広帯域の同時測定が可能な評価環境の提供を目的としているため、ホーンアンテナの開口面寸法は、固定とした。実際に、基地局からの信号を受信する場合、その受信信号の波面は、平面波であることから、いかに測定する全周波数において、平面波に近づけられるかを考慮しつつ、測定の利便性を確保することが重要である。ホーンアンテナの開口面寸法は、それにより指向性が変化するため、各周波数において、適切な寸法の可能性も考えられるが、本論では基礎検討として、最低検討周波数である 700 MHz の導波管サイズを考慮して 300 mm × 300 mm に固定した。

尚、ダブルリッジホーンアンテナを適用すれば、1つのアンテナで全周波数の測定が可能であると考ええる。このダブルリッジホーンアンテナについては、6.1 節で触れる。

5.2 提案した電波暗箱の特性

前節で提案した電波暗箱の特性を電磁界解析シミュレーションにより、周波数 700 MHz, 1.5 GHz そして 3.0 GHz で、 $y=z=450$ mm の x 軸上において求め、各周波数で自由空間の放射レベルで正規化した反射波レベルの結果を図 5-3 ~ 図 5-5 に示す。同図に波源による正規化反射波レベルの違いを比較するために、図 5-1 に示す同内寸法で波源側の電波吸収体をピラミッド型電波吸収体に置換え、波源として $\lambda/2$ ダイポールアンテナを $x=300$ mm, $y=z=450$ mm の位置に中心が来るように設置した場合の結果も示す。この結果はダイポールアンテナの位置をホーンアンテナの開口面位置(Position of Horn Antenna)にシフトして表示している。各周波数における電波吸収体の反射係数を点線で示す。

これらの結果から 700 MHz 以外の各周波数で、波源をダイポールアンテナか

らホーンアンテナに変更することで正規化反射波レベルの改善効果が確認できる。サイズ変化の効果については後述するが、1.5 GHz および 3.0 GHz の結果から $x=50\text{ mm}\sim 600\text{ mm}$ 付近において、正規化反射波レベル -30 dB 以下の領域が得られており、この領域内に評価対象物である移動通信端末を設置することで、提案の電波暗箱を評価環境として、受信評価に使用しうることが確認される。尚、実際に移動通信端末を設置した場合の特性については、第7章で記述する。以下、各周波数の特性について考察する。ここで、電波暗箱内の自由空間放射領域では、側面および対面の電波吸収体からの複数の反射波が混在している。本論では、その領域の正規化反射波レベルの最大値が -30 dB 以下であれば良いとする。すなわち、その最大値が幾つかの波の干渉によって生じたものとするれば、各波に分割した際にはその強度は -30 dB より低くなり、第4章で目標とした QZ レベルを満足するからである。

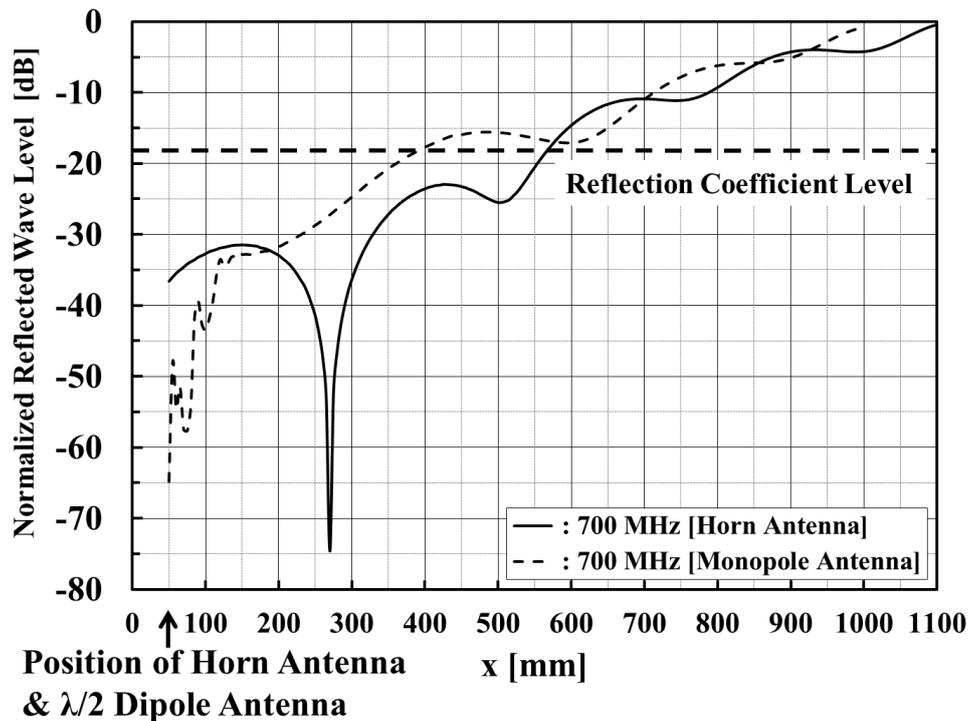


図5-3. 波源の違いによる 700 MHz での正規化反射波レベルの比較

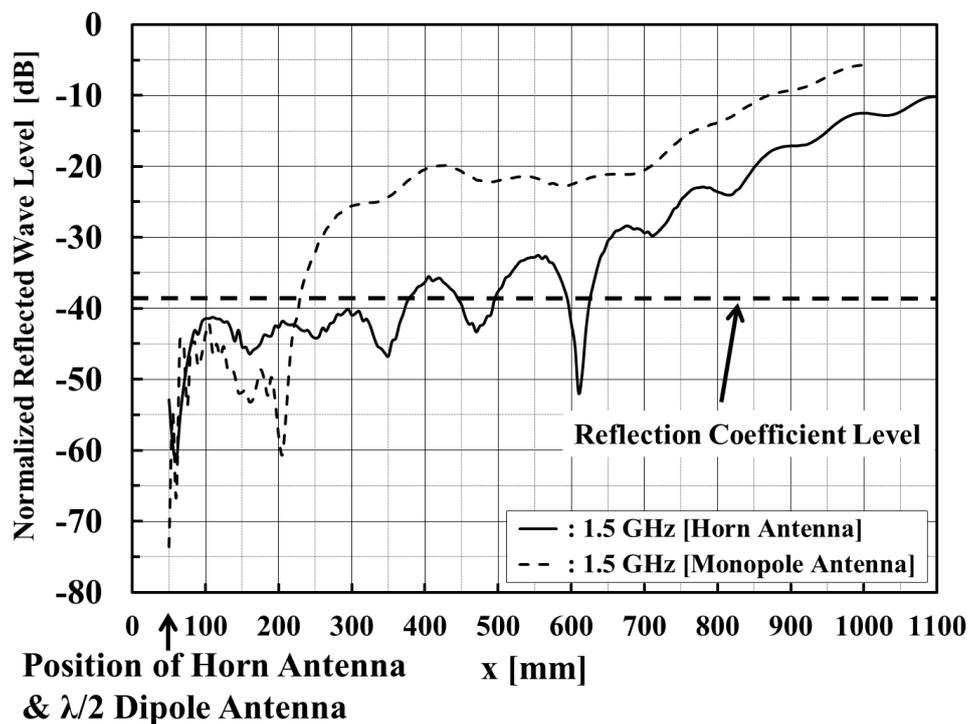


図5-4. 波源の違いによる 1.5 GHz での正規化反射波レベルの比較

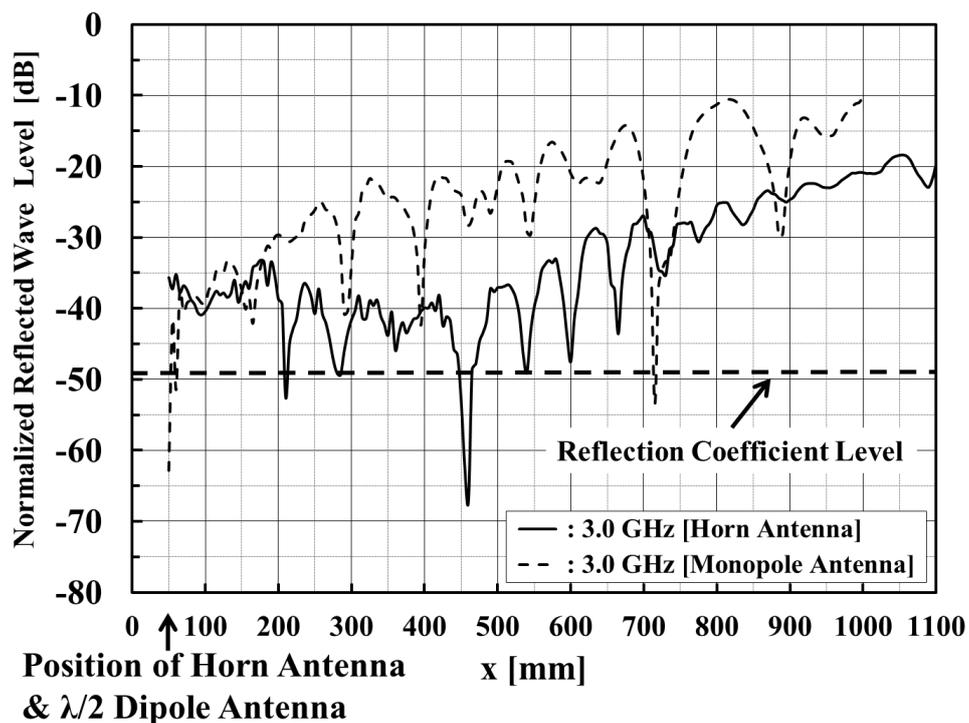


図5-5. 波源の違いによる 3.0 GHz での正規化反射波レベルの比較

図5-3の700 MHzの結果から図3-6と同様の理由およびホーンアンテナのビームの尖鋭化が十分でないため、減衰が生じ始める位置が開口面に近い $x=250$ mm付近において、生じていると考えられる。そのため、波源を変えることによる効果は $x=200$ mm~550 mmの領域のみで、最大10 dB程度しか確認できない。またこのとき、点線で示した電波吸収体の反射係数と比較すると、 $x \leq 550$ mmの領域において、正規化反射波レベルがそれ以下となっており、反射波の寄与は小さいことが確認される。しかし、正規化反射波レベル -30 dB以下を満足する自由空間放射領域は $x=50$ mm~325 mmと非常に狭く、また、仮に側面からの反射波の影響を軽減しても電波吸収体の反射係数が -30 dB以下を満足しておらず、700 MHzでは電波吸収体の特性から見直す必要がある。

次に、図5-4の1.5 GHzの結果から $x \geq 235$ mmの領域で、波源をホーンアンテナに変更することで、ダイポールアンテナと比べ、正規化反射波レベルが、最大20 dB程度の改善効果が確認できる。更に、自由空間放射領域 $x=100$ mm~500 mmで電波吸収体の反射係数 -38.9 dBに近い正規化反射波レベルを示しており、この特性から反射波は、対面の電波吸収体へ垂直入射して発生する反射波が主成分と考えられる。

図5-5の3.0 GHzの結果から $x \geq 185$ mmの自由空間放射領域で、ホーンアンテナに変更することにより、最大20 dB程度の改善効果が確認できる。また、電波吸収体の反射係数 -49.4 dBまでは得られていないが、 $x=100$ mm~500 mmの自由空間放射領域で、正規化反射波レベルは、-40 dB前後の結果を得ている。

受信特性を評価する上で望ましいのは、正規化反射波レベル -30 dB以下の領域である。このことから先に反射係数（図2-13を参照）を示した電波吸収体を用いて構成した図5-1の電波暗箱構造において、受信評価が可能な周波数範囲は1.5 GHz以上の周波数となる。以上の結果より、3 GHz以上は電波吸収

第5章 所望の QZ レベルを得るための電波暗箱の構造検討

体の反射係数が十分得られていることから（図 2-13 を参照），1.5 GHz で正規化反射波レベル -30 dB 以下の領域が得られれば，3.0 GHz でも安定的に得られていると判断して，以降の検討周波数は，1.5 GHz を中心に，種々のパラメータを変えて特性を検討する。

尚，検討周波数の最低周波数である 700 MHz の扱いに関しては，5.5 節において，1.5 GHz での検討結果を基に，700 MHz で，ピラミッド型電波吸収体の反射係数が，-30 dB 以下を満足するピラミッド型電波吸収体に置き換えて，同様の電磁界解析シミュレーションを行い，電波吸収体の特性を改善することで，700 MHz においても QZ レベル -30 dB 以下の領域が得られる電波暗箱を構成することが可能であることを示す。

5.3 寸法形状による正規化反射波レベルの違い

本節では，前節で述べた通り，検討周波数を 1.5 GHz として，小型化を目指して，図 5-1 の電波暗箱の寸法形状を基準に，伝搬方向（x 軸方向）および伝搬方向に垂直な断面（y-z 方向）のそれぞれの寸法を変化した場合の正規化反射波レベルを電磁界解析シミュレーションから求める。これらの結果から提案の電波暗箱構造で，受信特性の評価時に必要となる評価環境である QZ レベル -30 dB 以下の領域を確保可能な小型化を意識した最良寸法を示す。尚，各シミュレーション結果を示す図において，表示している Position of Horn Antenna は，ホーンアンテナの開口面位置を示している。また，波源であるホーンアンテナの開口面は，各 S_y , S_z 寸法において，左側面の中心に開口面の中心を配置した。

5.3.1 伝搬方向の寸法 (x 方向)

電波暗箱の小型化を検討するために、内寸法 $S_y=S_z=500$ mm (伝搬方向に垂直な断面), y, z の中心座標 ($y=z=450$ mm) において, x 方向の内寸法, S_x (伝搬方向) を 450 mm から 1050 mm まで変化させた電磁界解析シミュレーション結果を図 5-6 に示す。

この結果のように、波の干渉によって生じる腹と節の位置が S_x によって変化し、また $x=50$ mm~500 mm 付近の自由空間放射領域において、 S_x が小さいほど腹の値が上昇していることから、この領域では対面の電波吸収体の反射波が寄与していることが確認される。尚、腹の値が上昇する理由として、 S_x が小さいと減衰が十分でなく、これも対面の反射波が加わるからである。

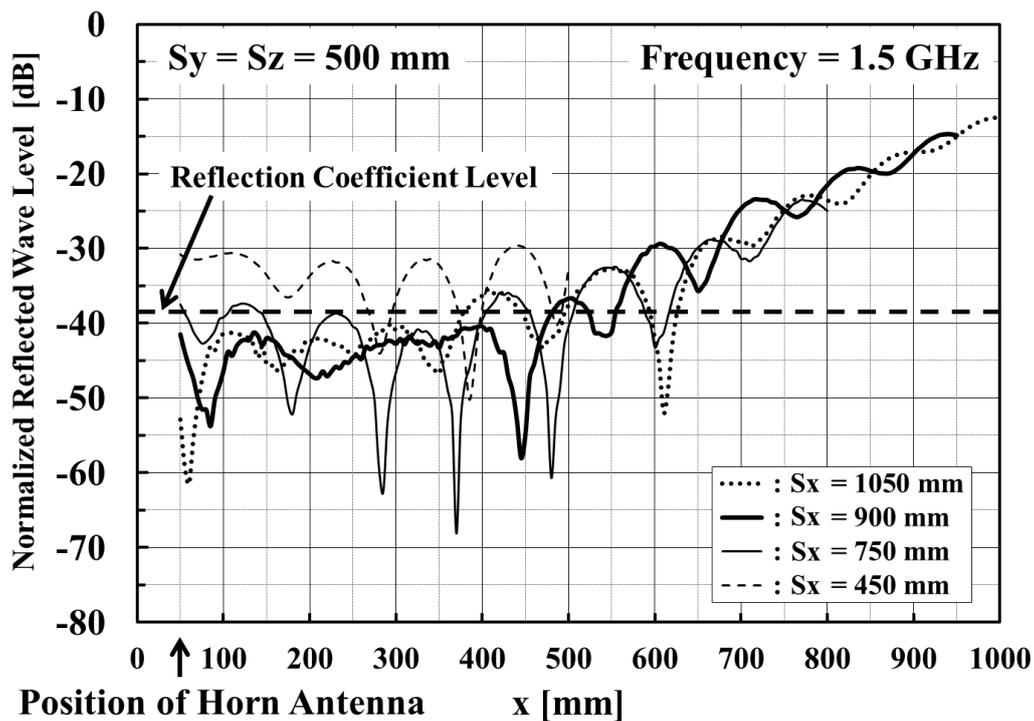


図 5-6. 内寸法 S_x (伝搬方向) の違いによる正規化反射波レベルの比較

次いで S_y , S_z の影響のみを見るために、腹の値がほぼ収束し、対面の反射波の影響が小さいと考えられる $S_x=900$ mm に固定して検討を行う。

5.3.2 伝搬方向に垂直な断面の寸法 (y-z 方向)

内寸法 $S_x=900$ mm (伝搬方向) 固定で、 S_y , S_z (伝搬方向に垂直な断面) を 200 mm から 650 mm まで変化させた場合の x 軸上の正規化反射波レベルの電磁界解析シミュレーション結果を図 5-7 に示す。また、同図に目標とする上限である正規化反射波レベル -30 dB を一点鎖線で示す。

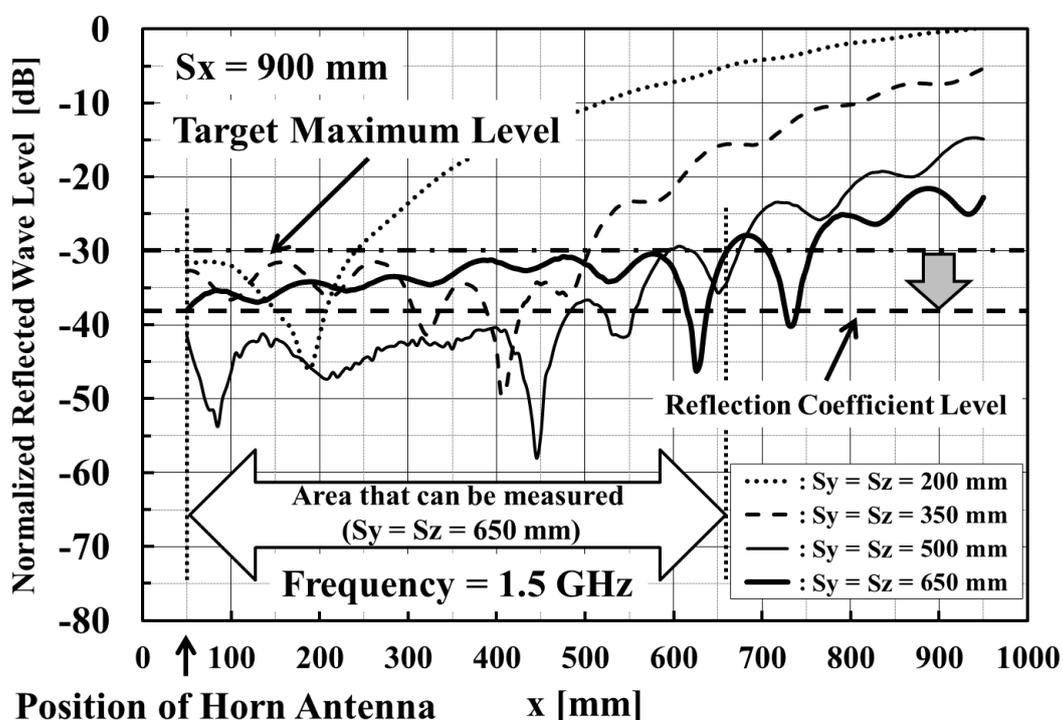


図 5-7. 内寸法 S_y , S_z (伝搬方向に垂直な断面の寸法) の違いによる

正規化反射波レベルの比較

第5章 所望の QZ レベルを得るための電波暗箱の構造検討

この結果から正規化反射波レベル -30 dB 以下に抑えられ、 x 軸上で最も広い領域を確保できる寸法は、 $S_y=S_z=650$ mm 以上との結果を得た。これは、 y, z 方向を広げることで、図 3-6 の周波数を高くした場合と同様の効果が得られ、 x に伴う正規化反射波レベルの増加が低下して、更に増加し始める位置が波源から遠ざかったためである。この電波暗箱の寸法 $S_x=900$ mm, $S_y=S_z=650$ mm の場合、反射波による BER 特性の測定誤差を抑えた正規化反射波レベル -30 dB 以下の評価可能領域は、 x 軸上、波源から 660 mm までの範囲である。この範囲では、斜め入射が主である側面の電波吸収体からの反射波が低減し、垂直入射が主となる対面の電波吸収体からの反射波が支配的になったと考えられる。しかし、 $S_y=S_z=500$ mm と比較して $S_y=S_z=650$ mm のこの範囲の正規化反射波レベルは、ピラミッド型電波吸収体の反射係数より増加している。これは波源側の $y-z$ 面に敷き詰めた図 5-8 に示す反射係数特性を持った平板型電波吸収体の影響で、その反射係数は、 1.5 GHz で -5.6 dB と大きいため、対面のピラミッド型電波吸収体で一次反射した反射波は、この平板型電波吸収体で、更に反射して二次反射波を発生させる。この反射波が、正規化反射波レベルを増加させている原因と考える。この電波吸収体はアンテナからの放射を考慮して平板型としたが、 $S_y=S_z=500$ mm と $S_y=S_z=650$ mm の特性比較から S_y, S_z を大きくすることで、この面積が大きくなり、これにより平板型電波吸収体の特性による影響が顕著になったと言える。本論では第 6 章まで、この電波吸収体はそのままとして検討を進める。

QZ レベルの観点から x 寸法の小型化を検討すべく、上記の $S_y=S_z=650$ mm において、 S_x を 900 mm から 750 mm にした場合の同様の電磁界解析シミュレーションを行った。また、 $S_y=S_z=800$ mm に拡大して、 $S_x=900$ mm および 750 mm における電磁界解析シミュレーションも行った。これらの結果を図 5-9 に示す。

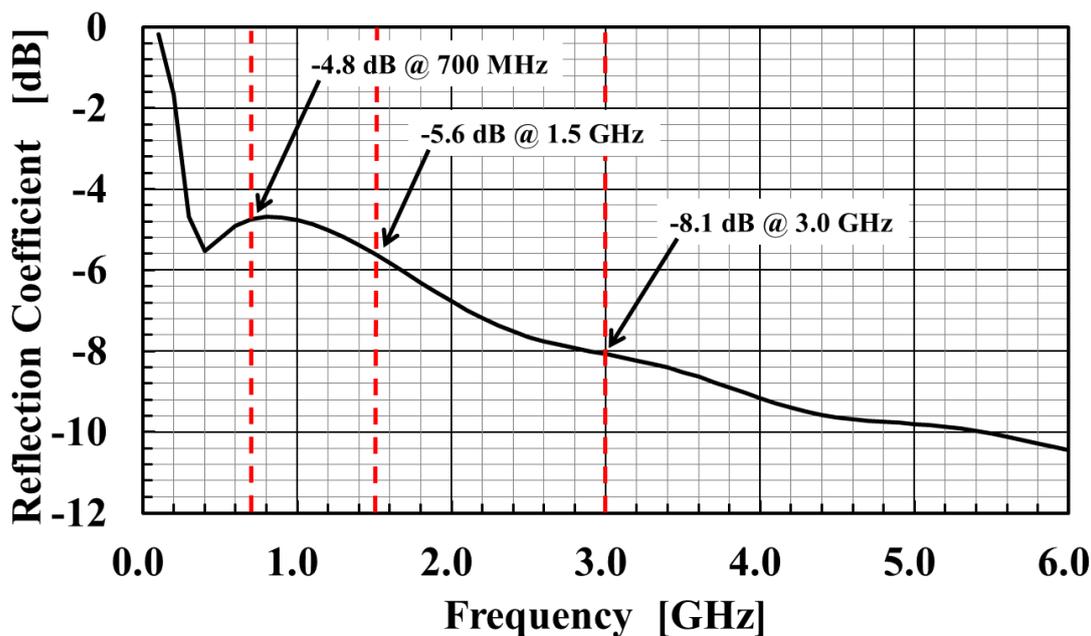


図5-8. 平板型電波吸収体の反射係数特性

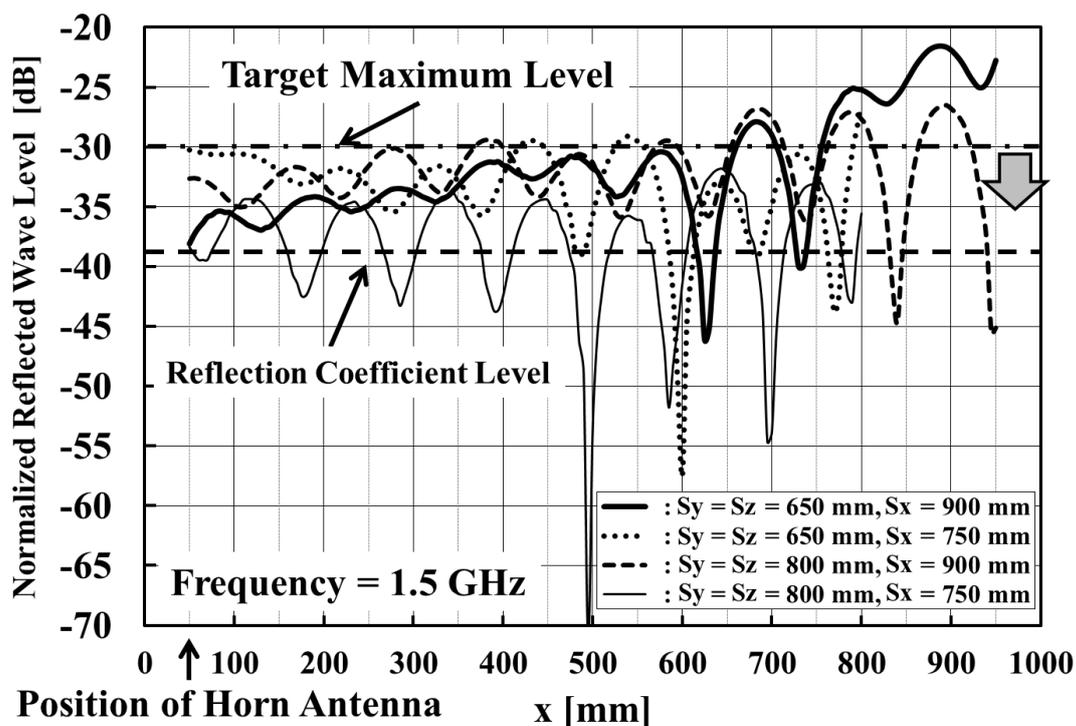


図5-9. $S_y=S_z=650$ mm と 800 mm (伝搬方向に垂直な断面の寸法)

において, S_x を変化させた場合の正規化反射波レベルの比較

$S_y=S_z=650$ mm において、 S_x を 900 mm から 750 mm に縮小すると、図 5-6 と同様に $x=50$ mm~600 mm 付近の自由空間放射領域における正規化反射波レベルが増大し、評価可能領域は狭くなった。次に、 $S_x=900$ mm において、 $S_y=S_z=650$ mm から $S_y=S_z=800$ mm に拡大した場合、これは図 5-7 と同様に、 S_y と S_z を大きくすることによって、 $x=600$ mm 付近以降に見られる x に伴う正規化反射波レベルの増加が低下していることが確認される。しかし、 $x=50$ mm~600 mm 付近の自由空間放射領域における正規化反射波レベルが増大し、評価可能領域は狭くなっている。これは、 $S_y=S_z=650$ mm から $S_y=S_z=800$ mm にすることで、伝搬方向に垂直な断面である $y-z$ の表面積が、約 1.5 倍に拡大したため、先に述べた波源側の $y-z$ 面に敷き詰めた 1.5 GHz で、反射係数 -5.6 dB の平板型電波吸収体からの反射波が大きくなり、この影響が原因である。更に、 $S_y=S_z=800$ mm に拡大したときの $S_x=900$ mm と 750 mm の結果を比較すると、後者の結果の方が広い評価可能領域（内寸法の全領域 $x=50$ mm~800 mm）が得られた。これは図 5-6 の傾向と異なっている。これも波源側の平板型電波吸収体からの反射波の影響が原因と考えられる。先にも述べた通り、波源側の平板型電波吸収体の面積が増大することにより、この面からの反射波が増加する。この波源側からの反射波は、主に波源に対向するピラミッド型電波吸収体との間で、反射が繰り返され、複雑に多重反射波が発生する。更に、そこに直接波が加わることになる。1.5 GHz の波長は、約 200 mm (199.86 mm) である。 $S_x=900$ mm の場合、伝搬路の長さは、4.5 波長に相当するため、伝搬路の位置によっては、各反射波が同相条件になりやすい。これにより各反射波が、合成され、正規化反射波レベルが増加したと推測する。波源側の平板型電波吸収体の影響は、伝搬方向に垂直な断面である $y-z$ の表面積と伝搬方向である x の長さの関係で、正規化反射波レベルは変化する。

第5章 所望の QZ レベルを得るための電波暗箱の構造検討

以上、伝搬方向 (x 軸方向) のみの評価可能領域の検討ではあるが、図 5-6、図 5-7 そして図 5-9 の結果より次のことが考えられる。図 5-1 の電波暗箱内の評価可能領域となりうる自由空間放射領域は、ここで検討した寸法程度では S_y と S_z に依存する。また、その自由空間放射領域の正規化反射波レベルは、使用した電波吸収体の反射特性を基本とし、更に S_x , S_y , S_z の 3 つのパラメータに依存する。したがって、評価可能領域は正規化反射波レベルによって決まることから、寸法の最小化の検討には 3 方向の寸法の組み合わせを種々変化させて多くの電磁界解析シミュレーションを実行する必要がある。そこで、寸法の小型化の検討はここまでとし、今後の検討項目として残す。

上記の伝搬方向 (x 軸方向) の評価可能領域に関して、 $S_x=900$ mm, $S_y=S_z=650$ mm の結果は $S_x=750$ mm, $S_y=S_z=800$ mm の結果に次いで狭くなるが、スマートフォンクラスのサイズを評価できる十分な領域が得られている。また、前者の外寸法で見た電波暗箱の体積は 1.27 m³ であり、後者の 1.44 m³ より小さいことから、本論では、前者の寸法を選択して、これより内部の正規化反射波レベルの分布について、次節で、詳細に述べる。

5.4 所望の QZ レベルを満たす領域と波面について

前節で、選択した寸法形状の電波暗箱構造図を図 5-10 に示す。波源であるホーンアンテナの開口面は、この図において、左側面の中心である $y=z=525$ mm に開口面の中心を配置した。上部は、下部と同様にピラミッド型電波吸収体が配置される。電波暗箱と自由空間の電界分布図を図 5-11 に示す。既存の電波暗箱では、図 3-2 で示したように電波暗箱内と自由空間では、大きな差異を確認した。しかし、図 5-11 の結果から新たに提案した電波暗箱内と自由

空間に大きな差異が無いことを確認できる。また，図5-11(a)から指向性の鋭いホーンアンテナにすることで，側面への電波の広がりが抑えられている。

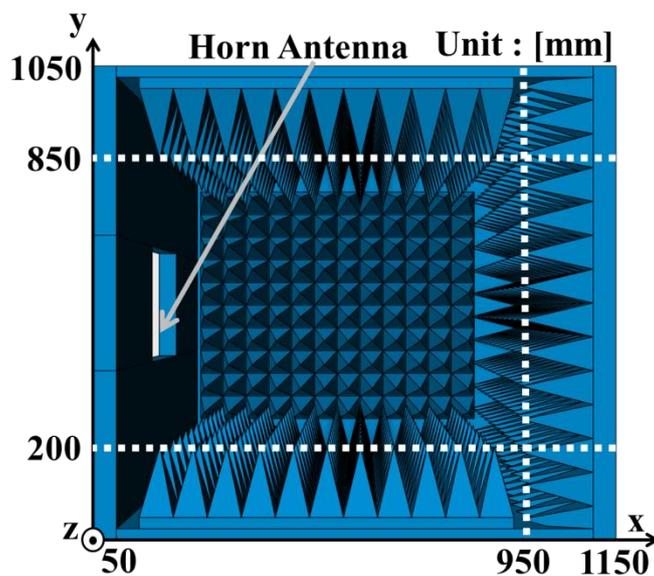
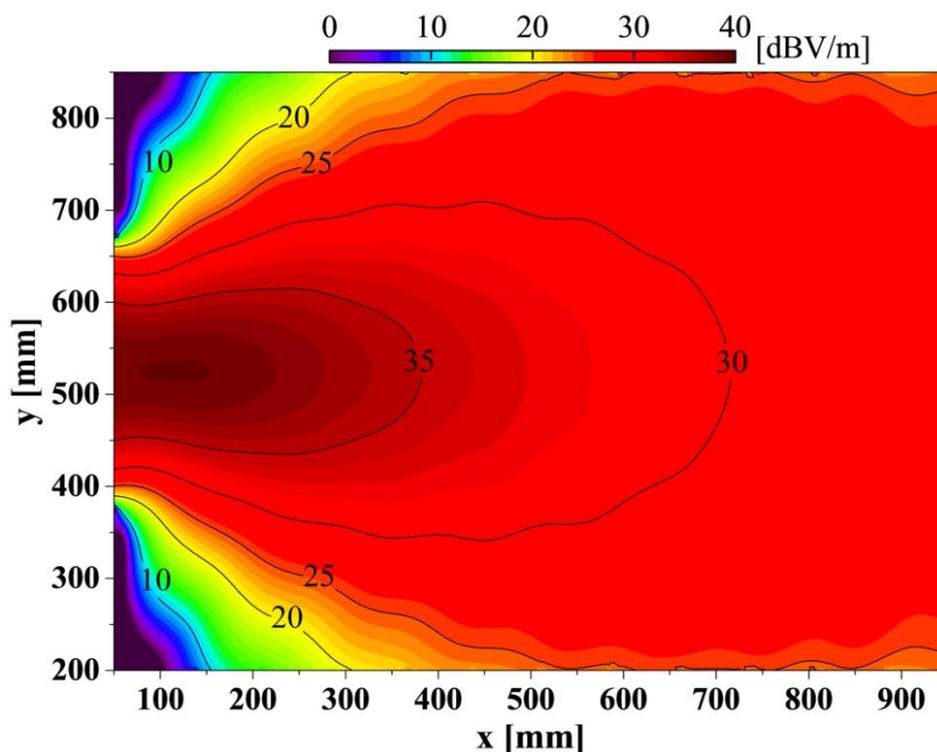
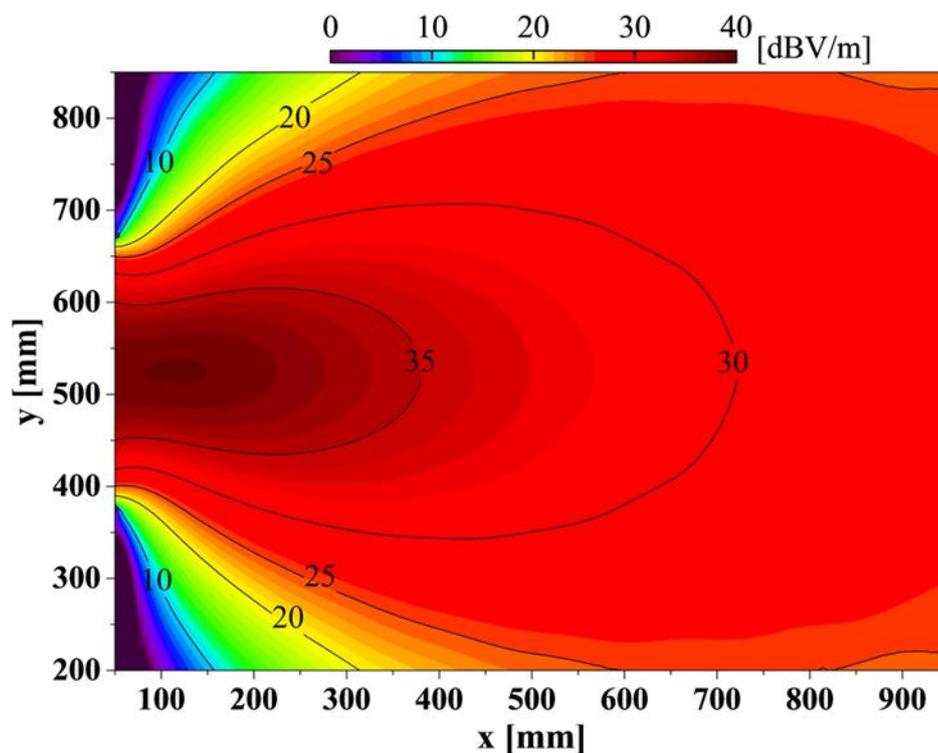


図5-10. 検討結果から得られた電波暗箱構造図 (Internal View)



(a) 電波暗箱内の電界分布図

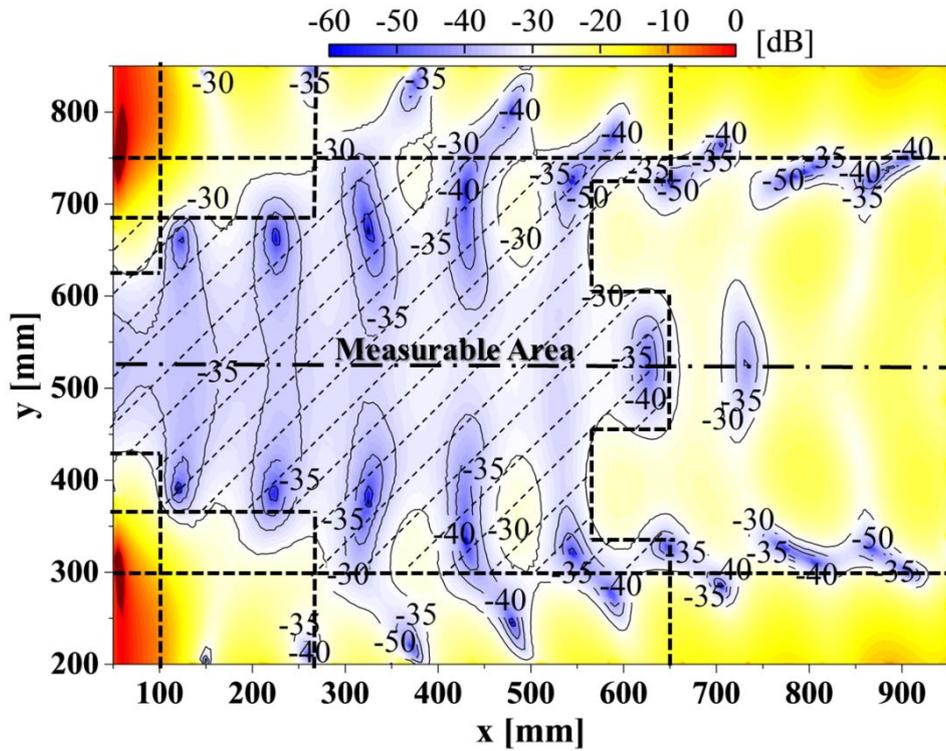


(b) 自由空間の電界分布図

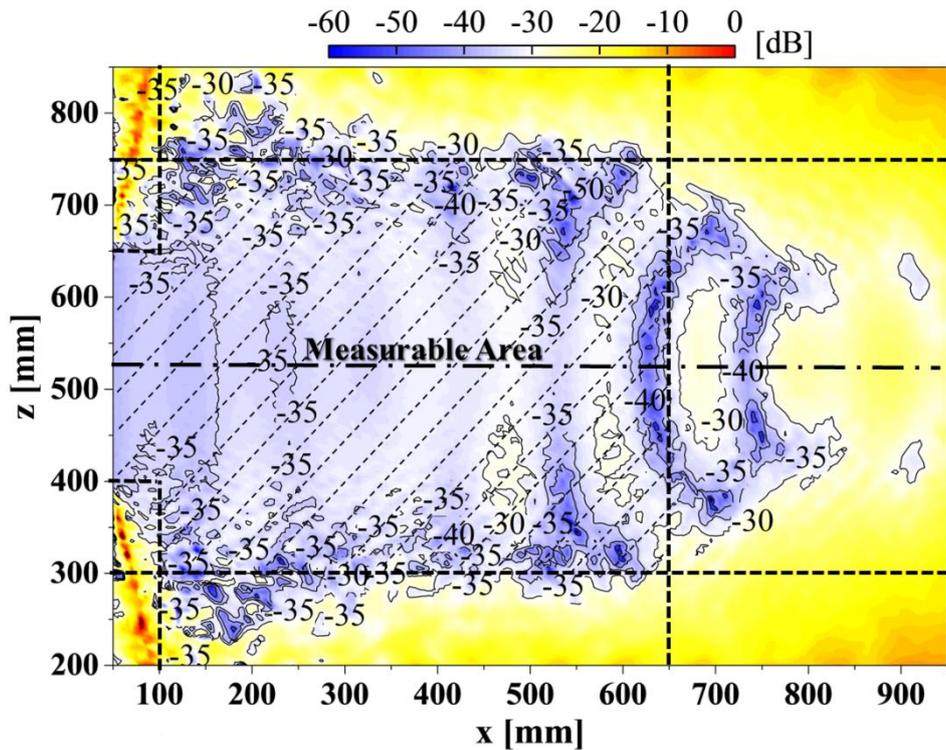
図5-11. 電界分布図 (1.5 GHz)

これらの結果から提案した電波暗箱構造により特性改善がされ、更に、第3章で述べた伝搬減衰も側面からの影響を軽減することで、この伝搬減衰の発生が抑えられている。次に、詳細な特性として、図5-12に、x-y面 ($z=525$ mm)、x-z面 ($y=525$ mm)、y-z面 ($x=450$ mm)の各面で、自由空間の放射レベルで正規化した正規化反射波レベル分布図、同図に斜線で測定可能領域として、定義した正規化反射波レベル -30 dB以下の領域を示す。これらの結果から内寸法 $S_x=900$ mm、 $S_y=S_z=650$ mmの電波暗箱において、正規化反射波レベル -30 dB以下の測定可能領域は、評価対象物の設置可能領域を考慮に入れると電波暗箱内全域でなく、図5-12において、斜線で示した領域のみとなり測定時には、この領域内に評価対象物を設置することが、誤差を抑えた評価を行うために必

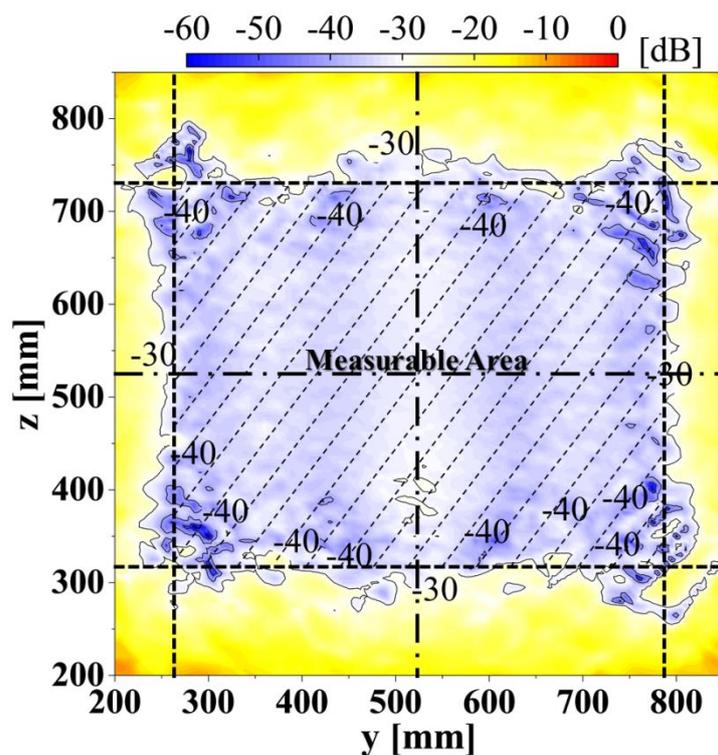
要である。



(a) x-y 面 ($z=525$ mm)



(b) x-z 面 ($y=525$ mm)



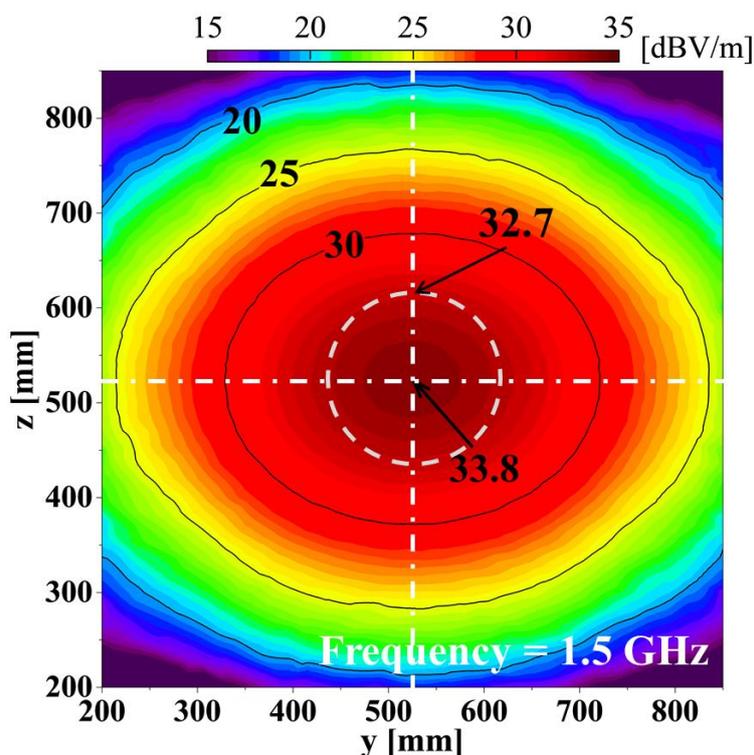
(c) y-z 面 ($x=450$ mm)

図5-12. 各面における正規化反射波レベル分布図 (1.5 GHz)

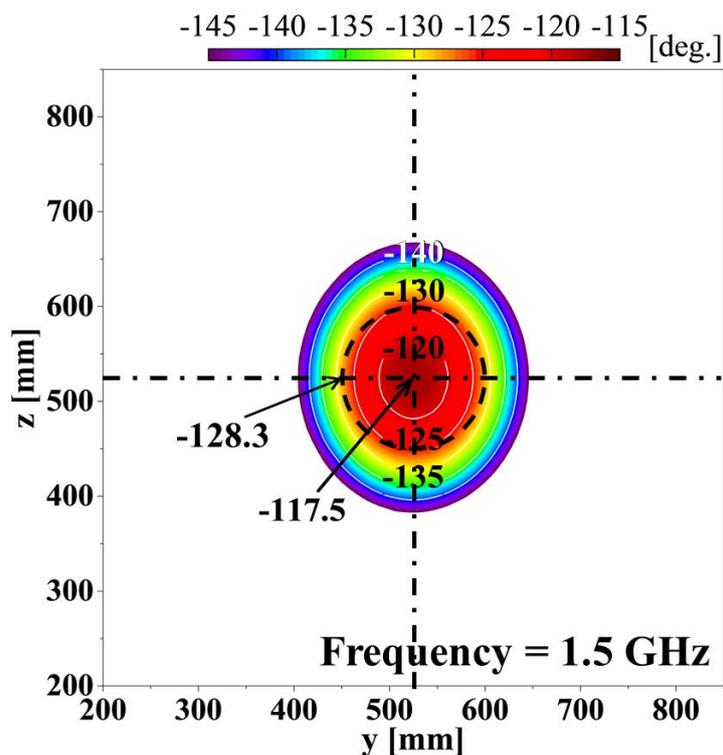
以上の結果から測定可能領域として、 $300 \text{ mm} \times 450 \text{ mm} \times 450 \text{ mm}$ の領域が得られている。この領域は、スマートフォンクラスのサイズを評価するのに十分な領域である。更に、タブレットサイズの評価にも適用の可能性があると考える。

図5-12(a)の正規化反射波レベル分布図において、 $x=600$ mm 付近以降で、測定可能領域が急激に減少している。これは、図5-11(a)の電波暗箱内の電界分布図から 25 dBV/m のラインが $x=550$ mm 付近以降は、側面に接していることからピラミット型電波吸収体への斜入射による反射係数が劣化したことで、この領域において、反射波レベルが増加したためである。この斜入射による特性改善については、6.2節で述べる。

次に、移動通信端末の評価では、基地局からの受信信号を想定するため、受信信号の波面は、理想的に平面波に近いフィールドで行う必要がある。この波面特性を確認するため、図 5-13 に、測定可能領域内の $x=450$ mm の位置で（波源から 400 mm の位置）、 $y=z=525$ mm を中心とする電波暗箱内の電界振幅分布および位相分布をそれぞれ示す。また、同図に移動通信端末のサイズを直径 150 mm の円と仮定した円を点線で示す。この結果から円内の振幅、位相の変化は、振幅で ± 0.55 dB, 位相で ± 5.40 度以内に収まっていることが確認できる。これらの変化は、非常に小さいので、送信アンテナ近傍においても振幅、位相分布のみの評価であるが平面波に近い理想的なフィールドが得られている。



(a) 電界振幅分布 (y-z 面)



(b) 位相分布 (y-z 面)

図5-13. 電界振幅分布, 位相分布特性(中心座標: $x=450$ mm, $y=z=525$ mm)

以上の結果から 1.5 GHz 以上の周波数において、反射係数 -38.9 dB を有するピラミッド型電波吸収体を用い、電波暗箱の内寸法 $S_x=900$ mm, $S_y=S_z=650$ mm で、波源から伝搬方向 600 mm の範囲で、QZ レベル -30 dB 以下を満足する環境が構築できていることを確認した。また、ここで得られた電波暗箱の外形寸法 (1.15 m \times 1.05 m \times 1.05 m) は、1.2 節で目標とした最大外形寸法 (2.0 m \times 1.5 m \times 1.5 m) を十分満足している。

5.5 700 MHz での特性改善

最低検討周波数である 700 MHz に関して、これまで検討を行ったピラミッド型電波吸収体の反射係数 -17.8 dB では、所望の QZ レベルを得られない。このため 700 MHz で、1.5 GHz と同等の反射係数 -38.9 dB 程度得られるピラミッド型電波吸収体に置換えて、正規化反射波レベルを求めた。以下、700 MHz において、特性改善したピラミッド型電波吸収体の特性およびその電波吸収体を用いた電波暗箱の特性について記述する。

5.5.1 特性改善のための

ピラミッド型電波吸収体とその特性について

図 5-14 に、既存の製品を参考に 700 MHz での反射係数を改善するためのピラミッド型電波吸収体の外形寸法を示す。この外形寸法は、波長に比例するので、サイズは、大きくなる。

図 5-15 に、第 2 章で求めた複素比誘電率を用いて得られた 700 MHz で特性改善を行ったピラミッド型電波吸収体の反射係数特性を示す⁽⁴⁾。また、同図にこれまで使用してきた従来のピラミッド型電波吸収体の反射係数特性も比較のために示す。これらの結果から特性改善のためピラミッド型電波吸収体の高さ方向が 200 mm から 450 mm に変わることで、電波暗箱の体積が、約 2.6 倍大きくなるが（図 5-10 および図 5-16 を参照）、700 MHz の反射係数が、これまでと比べ、19.9 dB 改善され、 -37.7 dB 得られていることが確認できる。電波暗箱のサイズが大きくなることは、利便性の点から難点となる。この 700 MHz

で改善した電波暗箱の小型化の可能性に関して、6.2.1 項で述べる。

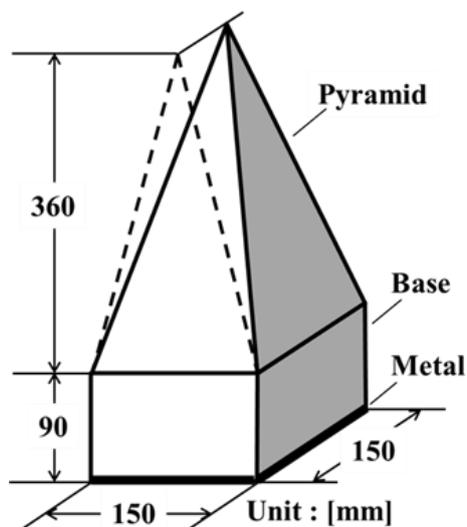


図5-14. 700 MHz で反射係数を改善したピラミッド型電波吸収体の外形寸法

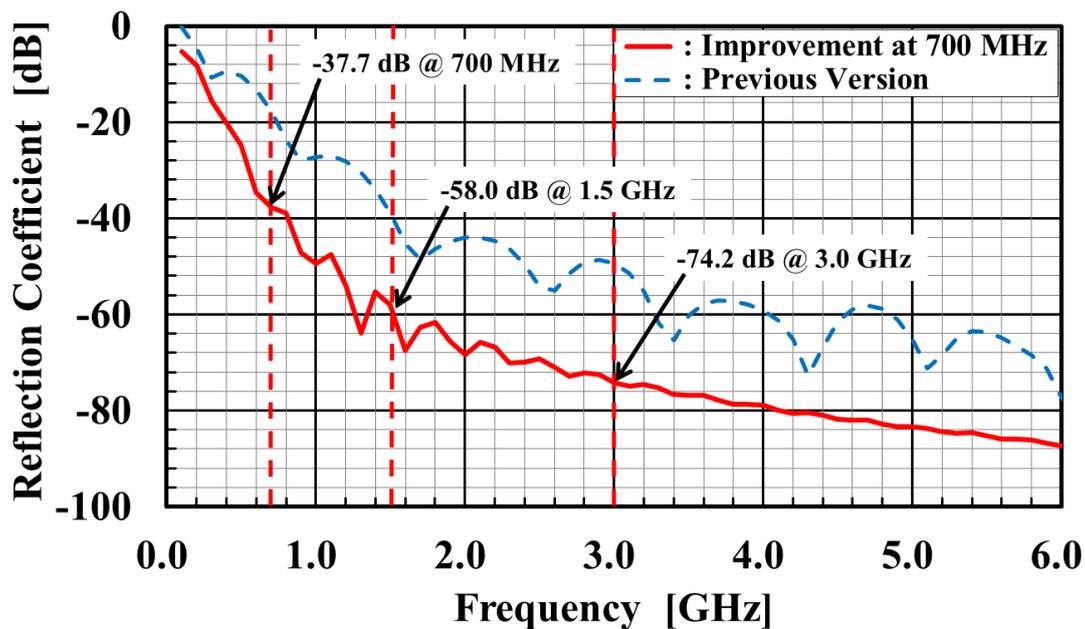


図5-15. 700 MHz で反射係数を改善したピラミッド型電波吸収体と従来
のピラミッド型電波吸収体の反射係数特性の比較

図5-10に示した上部からみた電波暗箱の内空間寸法を維持して、図5-14のピラミッド型電波吸収体を配置した上部から内部を見た電波暗箱構造図を図5-16に示す。尚、この場合、波源であるホーンアンテナの開口面は、この図において、左側面の中心である $y=z=775$ mm に開口面の中心を配置することになる。また、この図において、上部の電波吸収体は除いている。シミュレーションは、下部と同様にピラミッド型電波吸収体を配置した状態で実施した。

次に、この電波暗箱で、 $y=z=775$ mm の伝搬方向 (x 軸方向) における 700 MHz の正規化反射波レベルを図5-17に示す。同図には比較のため、これまでの検討で用いた 700 MHz で反射係数 -17.8 dB のピラミッド型電波吸収体での正規化反射波レベルも示す。これらの結果から -37.7 dB の反射係数が得られるピラミッド型電波吸収体を適用することで、700 MHz においても内寸法 $S_x=900$ mm, $S_y=S_z=650$ mm の電波暗箱で、正規化反射波レベルの目標値 -30 dB 以下の測定可能領域が、 $x=50$ mm \sim 625 mm の範囲で得られた。

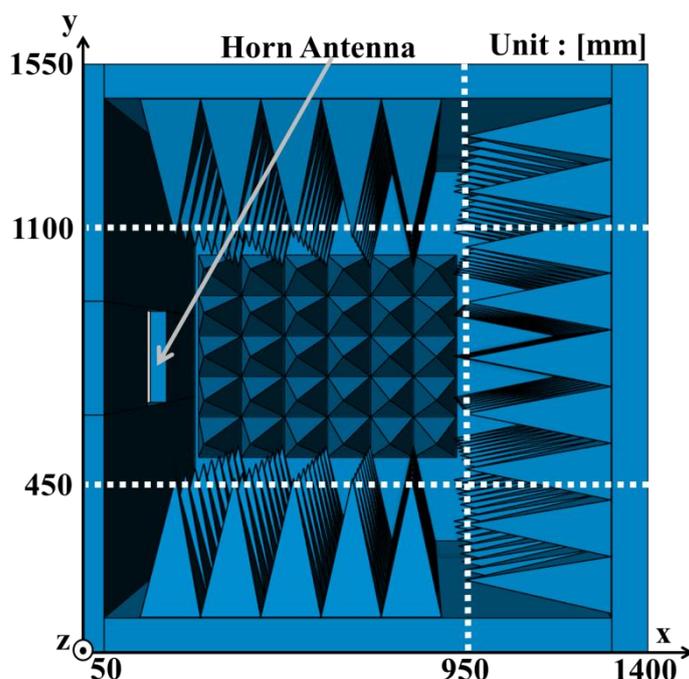


図5-16. 700 MHz で特性改善した電波暗箱構造図 (Internal View)

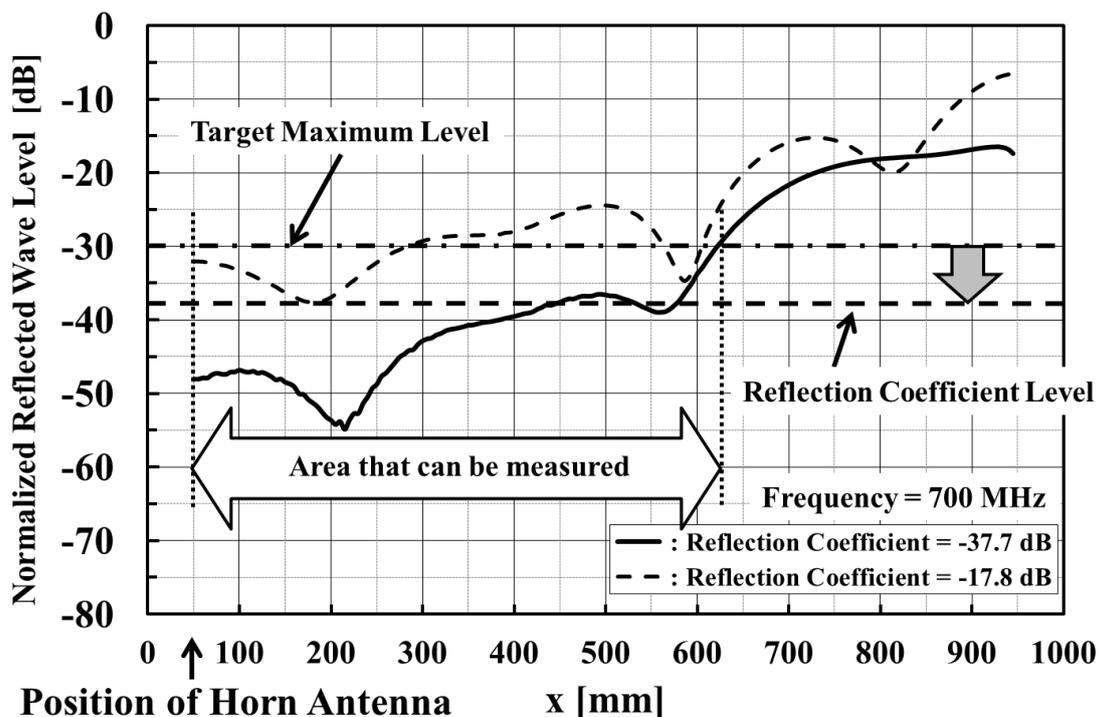
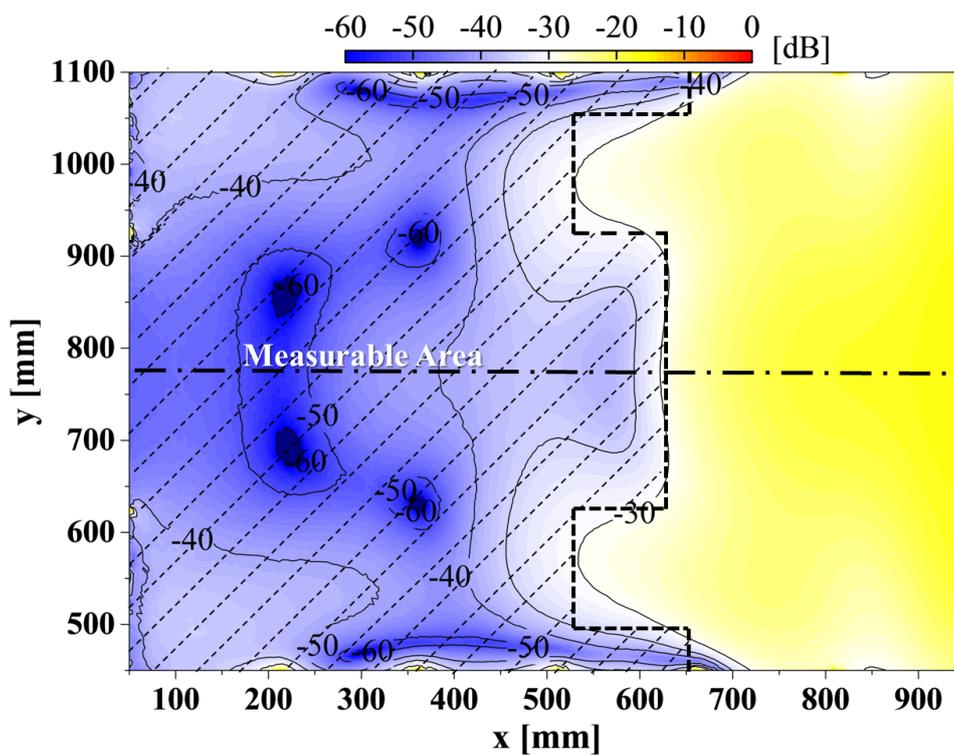


図 5 - 1 7 . 正規化反射波レベルの比較

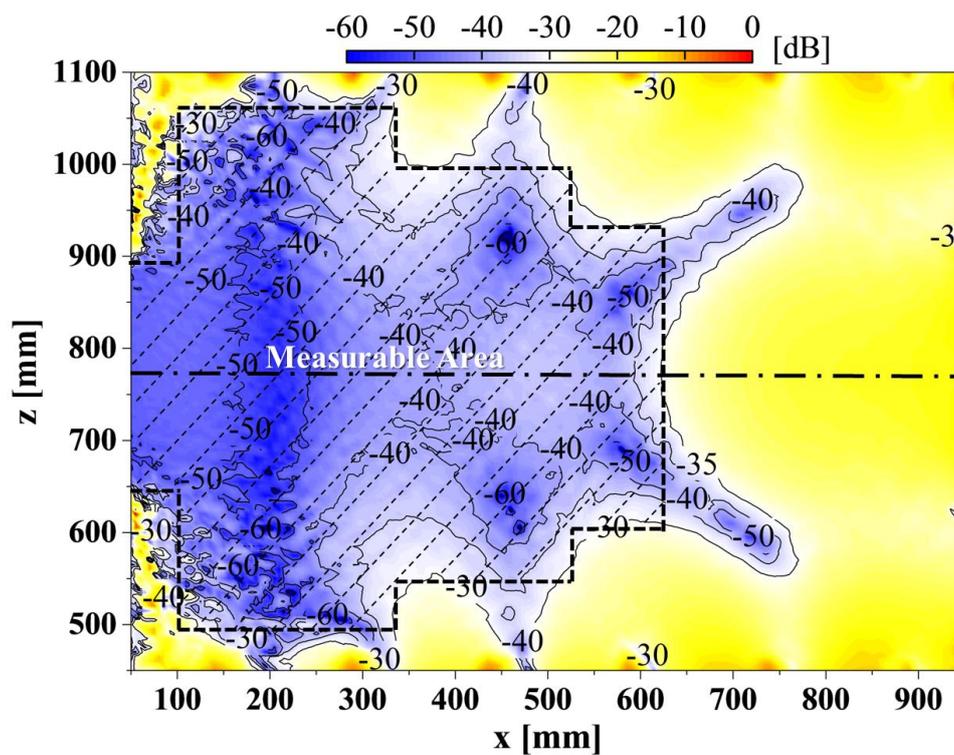
5.5.2 所望の QZ レベルを満たす領域と波面について

700 MHz においても適切な電波吸収体を適用することで、 $y=z=750$ mm の伝搬方向 (x 軸方向) で、正規化反射波レベル -30 dB 以下の領域を $x=50$ mm \sim 625 mm の範囲で得た。5.4 節と同様に、自由空間の放射レベルで正規化した正規化反射波レベル分布図を、図 5 - 1 8 に示す。また、同図に、測定可能領域である正規化反射波レベル -30 dB 以下で、更に、評価対象物の設置可能領域を考慮に入れた領域を斜線で示す。

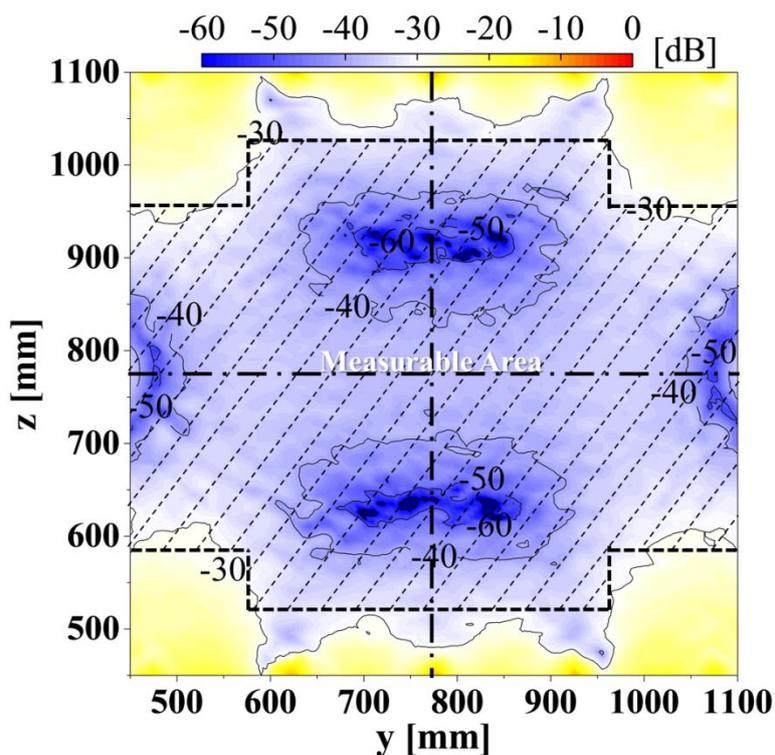
第5章 所望のQZレベルを得るための電波暗箱の構造検討



(a) x-y 面 ($z=775$ mm)



(b) x-z 面 ($y=775$ mm)



(c) y-z 面 (x=450 mm)

図5-18. 各面における正規化反射波レベル分布図 (700 MHz)

図5-18の結果から700 MHzにおいても正規化反射波レベル -30 dB以下の測定可能領域は、電波暗箱内全域でなく、図5-18において、斜線で示した領域のみとなり、測定時には、この領域内に測定物を設置することが、誤差を抑えた評価を行うために必要である。測定可能領域として、400 mm × 650 mm × 450 mmの領域が得られた。以上の結果から700 MHzにおいても適切な特性のピラミッド型電波吸収体を選択することで、スマートフォンクラスのサイズを評価するのに十分な領域が得られ、更に、タブレットサイズの評価にも適用の可能性を確認した。

この改善効果を更に明確にするために、各面において、正規化反射波レベル -30 dB以下の増加量の割合を求めた。その結果を表5-2示す。この増加量の

割合は、各座標における電磁界解析シミュレーション結果の全ポイントデータから改善前後の正規化反射波レベル -30 dB 以下のポイント数を各面で求め、その差分から各面の増加量をパーセントで算出した。この結果からも、使用するピラミッド型電波吸収体の特性を改善することで、正規化反射波レベル -30 dB 以下の領域の増加が確認できる。

表 5 - 2. 正規化反射波レベル -30 dB 以下の領域の増加量

	x-y area	x-z area	y-z area
Amount of an increase (%)	41.87	36.24	58.94

(700 MHz において、ピラミッド型電波吸収体の反射係数の違いによる増加量)

次に、図 5 - 1 8 の斜線で示した測定可能領域に関して、5.4 節で求めた 1.5 GHz の測定可能領域と比較すると、伝搬方向 (x 軸方向) で、広い領域が得られている。また、正規化反射波レベル -35 dB 以下の領域が、増加している。この差分を具体的な数値として得るために、先に求めた方法と同様に、各座標における電磁界解析シミュレーション結果の全ポイントデータから各面の増加量をパーセントで求めた結果を表 5 - 3 に示す。

表 5 - 3. 正規化反射波レベル -35 dB 以下の領域の増加量

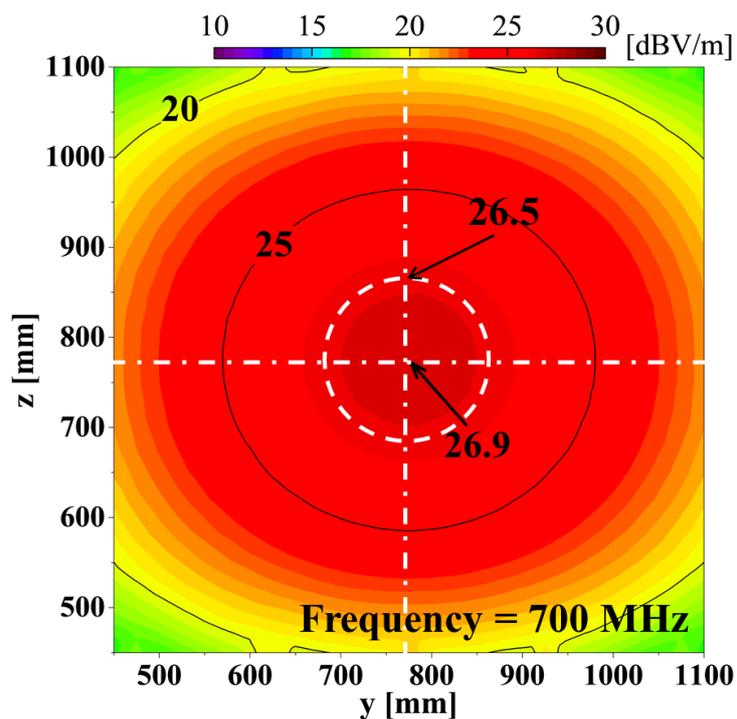
	x-y area	x-z area	y-z area
Amount of an increase (%)	37.03	24.82	31.96

(700 MHz と 1.5 GHz の測定可能領域の比較)

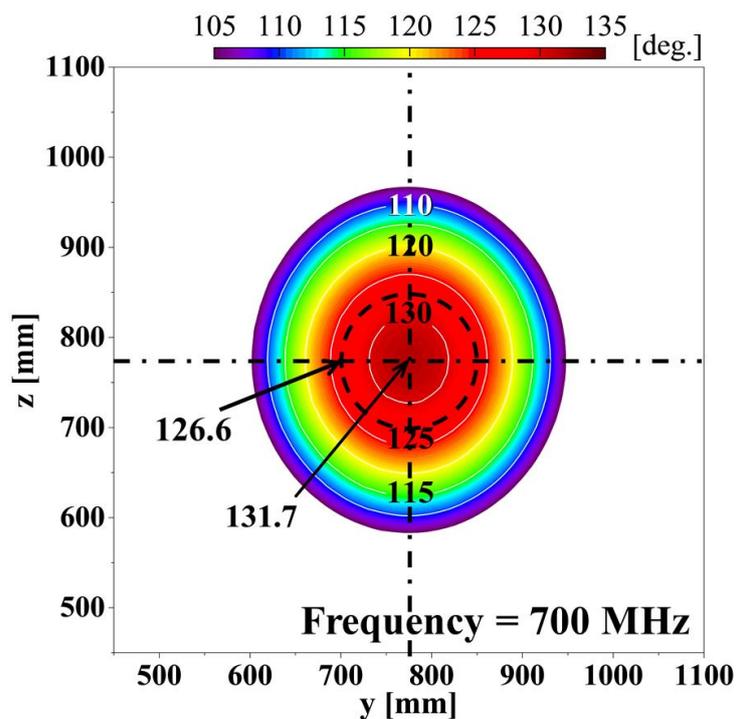
第5章 所望の QZ レベルを得るための電波暗箱の構造検討

この表より、700 MHz で反射係数が、-37.7 dB（図5-15を参照）得られるピラミッド型電波吸収体を適用することで、1.5 GHz で、反射係数が、-38.9 dB（図2-13を参照）のピラミッド型電波吸収体を適用した場合に比べ、周波数が違うが、700 MHz と 1.5 GHz の比較から 700 MHz での正規化反射波レベル -35 dB 以下の領域が、約 24 %以上の増加が確認できる。この差が発生したのは、表5-1で示したホーンアンテナのビーム幅から 700 MHz では、他の周波数と比較するとビーム幅が広い。このため斜入射による側面からの一次反射波の影響を懸念していたが、700 MHz で特性改善を目的としたピラミッド型電波吸収体と 1.5 GHz での検証に用いたピラミッド型電波吸収体の外形寸法の違いで、斜入射による反射係数の違いが支配的となり、特性差が発生したと考えられる（図6-8を参照）。この特性差は、700 MHz で、特性劣化でなく特性改善がされており、更に、同一の電波暗箱で 700 MHz 以上の特性は、このピラミッド型電波吸収体の反射係数特性から（例えば、1.5 GHz で、-58.0 dB 以下）、同等以上の特性が期待できる。また、この特性差の原因をシミュレーションから求めるには、電波暗箱内の多重反射の成分を分解して、複雑なシミュレーションを行う必要があると推測する。このため本論では、詳細な解析を控えることにする。以上の特性比較から実際に広帯域での評価を行う場合、使用する周波数によって評価環境に差が生じる。このため得られた評価結果が、評価環境による影響も含んだ結果であることに注意する必要がある。ここで触れた斜入射による反射係数特性に関しては、6.2節で記述する。

次に、700 MHz においても平面波に近い理想的なフィールドが得られているかを確認した。その結果を図5-19に示す。ピラミッド型電波吸収体のサイズ変更により、電波暗箱のサイズが大きくなったため、中心座標は、 $x=450$ mm, $y=z=775$ mm である。



(a) 電界振幅分布 (y-z 面)



(b) 位相分布 (y-z 面)

図5-19. 電界振幅分布, 位相分布特性(中心座標: $x=450$ mm, $y=z=775$ mm)

第5章 所望の QZ レベルを得るための電波暗箱の構造検討

これまでと同様に、移動通信端末のサイズを直径150 mmの円と仮定した場合の円を同図に点線で示す。これらの結果から振幅で ± 0.20 dB、位相で ± 2.55 度以内の変化に収まっており、送信アンテナ近傍で、振幅、位相分布のみの評価であるが平面波に近い理想的なフィールドが、この700 MHzにおいても得られていることが確認できる。また、電波暗箱の外形寸法 (1.4 m \times 1.55 m \times 1.55 m) は、目標とした最大外形寸法 (2.0 m \times 1.5 m \times 1.5 m) に対して、y, z 方向で、50 mm超えているが、目標の最大体積は、十分満足している。

5.6 第5章のまとめ

移動通信端末の受信評価に耐えうる評価環境である QZ レベル -30 dB 以下を満足する領域を有した電波暗箱を得るには、斜入射を極力削減(入射角を 50 度以下⁽²⁾)して、電波吸収体の特性を十分引き出す構造を基本とする必要がある。このため波源を線状アンテナから指向性の鋭いホーンアンテナに変更して、これにより、直接波の多くを垂直入射となる対面のピラミッド型電波吸収体に入射させた構造から検討を進めた。

先ず、上記の構造から電波暗箱の内寸法を変化させ、伝搬方向 (x 軸方向) のみの検討になるが、電磁界解析シミュレーションにより得られた正規化反射波レベルの特性から現状最良と考える電波暗箱サイズ (内寸法 : $S_x=900$ mm, $S_y=S_z=650$ mm) を決め、そのサイズを適用して、1.5 GHz で、各面 (x-y 面, x-z 面, y-z 面) における正規化反射波レベル分布図を求めた。また、この分布図から評価可能な正規化反射波レベル -30 dB 以下の領域を示した。その結果、測定可能領域は、300 mm \times 450 mm \times 450 mm の領域が得られ、電波暗箱内全面

第5章 所望の QZ レベルを得るための電波暗箱の構造検討

で評価が可能でなく、限定した領域ではあるが、スマートフォンサイズの評価に、十分適用できる領域を確認した。更に、この領域は、タブレットサイズまで対応可能である。

次に、移動通信端末の受信評価には、基地局からの受信信号を想定するため、受信信号の波面は、理想的には平面波に近いフィールドで行う必要がある。このため、電界振幅および位相分布を求め、移動通信端末のサイズを直径 150 mm の円と仮定した場合、中心と直径 150 mm 間の差は、それぞれ、振幅で ± 0.55 dB、位相で ± 5.40 度以内に収まっており、送信アンテナ近傍においても振幅、位相分布のみの評価であるが平面波に近い理想的なフィールドが得られていることを確認した。以上の結果から本構造の電波暗箱を移動通信端末の受信評価環境として、適用の可能性を示した。

更に、評価周波数の最低周波数である 700 MHz に関して、1.5 GHz で適用したピラミッド型電波吸収体の反射係数では、所望の QZ レベルが得られないため、1.5 GHz の検討から得られた電波暗箱の内寸法を維持して、700 MHz で反射係数が、 -37.7 dB 得られるピラミッド型電波吸収体に置換えて、電磁界解析シミュレーションにより同様の検証を行った結果、測定可能領域は、 $400\text{ mm} \times 650\text{ mm} \times 450\text{ mm}$ 、波面特性は、振幅で ± 0.20 dB、位相で ± 2.55 度以内が得られ、700 MHz でも移動通信端末の受信評価に耐えうる環境が得られることを確認した。また、700 MHz と 1.5 GHz の双方で検討した電波暗箱の体積は、1.2 節で、目標とした最大外形寸法から求めた最大体積を十分満足している。これにより、実験による検証が必要であるが、これまで提案してきた受信評価が可能な電波暗箱構造として、波源にホーンアンテナを適用して、電波暗箱内部で、伝搬方向に垂直な断面となる y 、 z 方向の寸法を広げることで（図 5-10 および図 5-16 を参照）、側面からの反射波を抑え、対面の電波吸収体による反射波を主

とする考え方が、目指す方向として正しいと言える。今後、これらの検討結果を実験により検証し、この考え方を発展させ、評価対象物の寸法形状も考慮に入れ、最適な寸法形状を求めることが、今後の検討項目として残る。

次章では、本章での検討結果を基に、広帯域化について、アンテナを中心に触れ、小型化および特性改善の可能性についても記述する。

参考文献

- (1) 小林一彦・村山健太郎・保田麻耶・三枝健二：「次世代無線携帯端末向け受信評価用電波暗箱の基礎検討」, 電気学会論文誌 A (基礎・材料・共通部門誌) Vol. 137, No.1, pp.34 - 45 (2017-1).
- (2) W.D.Burnside, I.J.Gupta and T.-H. Lee : “Indoor antenna measurements”, Antenna Engineering Handbook, 4th ed. (Ed. by J.L.Volakis), McGraw-Hill, chapter 50 (2007).
- (3) 村山健太郎・保田麻耶・小林一彦・三枝健二：「携帯端末の無線通信特性評価用電波暗箱の広帯域化の検討」, 信学技報, EMCJ2015-128, pp.23 - 28 (2016-3).
- (4) 安斎弘樹・才川亮・水本哲弥・内藤喜之：「ピラミッド形電波吸収体の特性解析 —近似モデルと TE 波への適用—」, 電子情報通信学会論文誌 B-II 研究速報, Vol.J78-B-II No.3, pp.191 - 199 (1995-3).

第6章 広帯域化，更なる小型化

および特性改善に向けた構造検討

本章では，これまでの基礎検討結果から実用化に向けた広帯域化について，また，現状，最良と考えている電波暗箱構造を基に，更なる小型化および特性改善の可能性について記述する。

6.1 広帯域化について

これまでの検討結果から電波暗箱の広帯域化を実現するには，図5-15に示す700 MHzでの反射係数を改善したピラミッド型電波吸収体の反射係数特性から評価周波数の最低周波数を基準に，反射係数が，約-40 dB程度以下の特性を有するピラミッド型電波吸収体を選択することで，電波暗箱の広帯域化は，実現可能である。今後の検討項目となるのは，ホーンアンテナ特性となる。表5-1で示した通り，通常，使用する周波数ごとに，ホーンアンテナの寸法形状を最適化する必要がある。このため，これまでの検討で使用してきたホーンアンテナをそのまま適用して，実際に，受信特性を評価する場合，特にCA方式の動作検証も含めた広帯域での評価は難しい。このためホーンアンテナを広帯域化することが必要である。その一手段として EMC(Electro-Magnetic Compatibility)等の測定用に幅広く用いられているダブルリッジホーンアンテナの適用が考えられる。以下，ダブルリッジホーンアンテナに関して簡単に記述する。図6-1に，ダブルリッジホーンアンテナの外観図を示す。

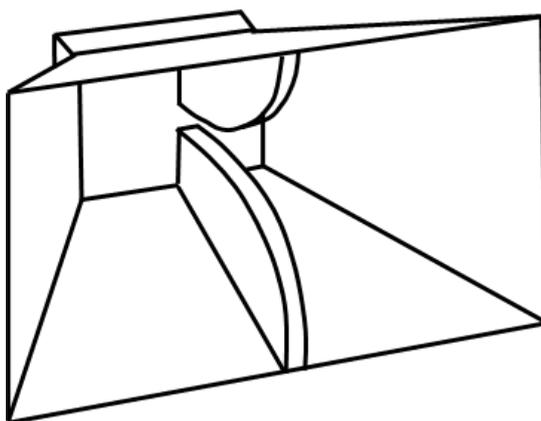
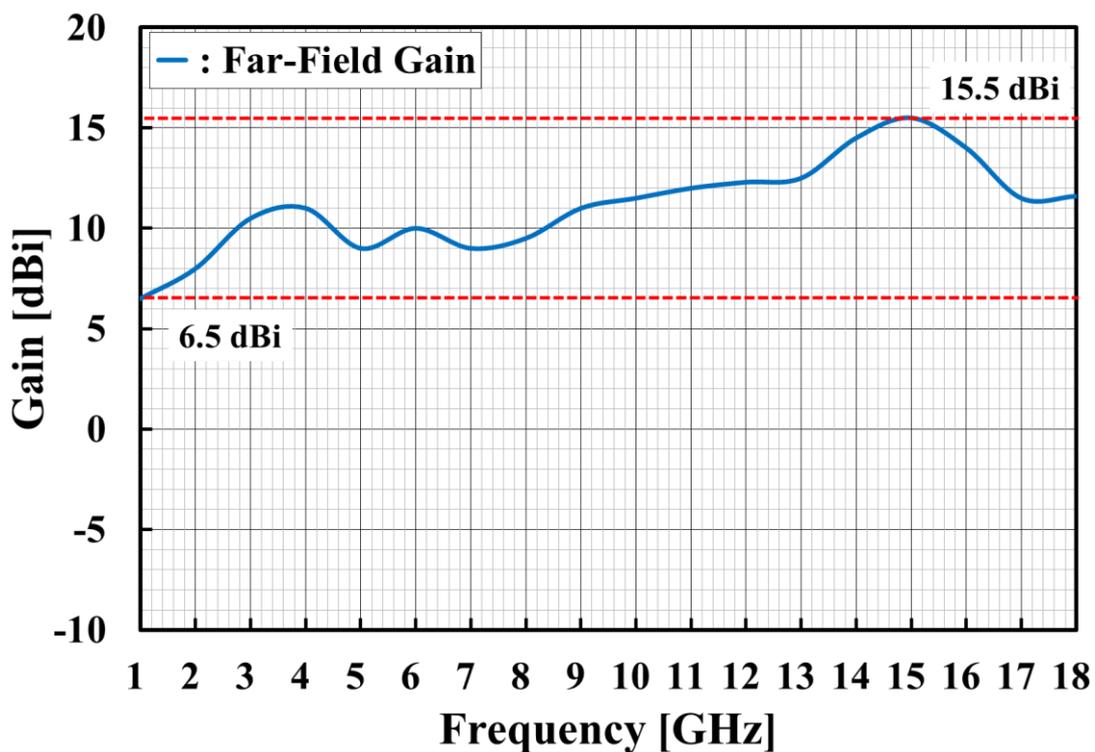


図6-1. ダブルリッジホーンアンテナの外観図



(出典: マイクロウェーブ ファクトリー社製
ダブルリッジホーンアンテナ特性 MDH0118)

図6-2. ダブルリッジホーンアンテナの遠方界利得特性例

図6-1に示すダブルリッジホーンアンテナは, ダブルリッジ導波管を基本

としており, 導波管のカットオフ周波数を下げるために, 方形導波管の中央上下の内側に, ある幅の突起を長さ方向につけることで, 通常の方角導波管に比べ, 広帯域化を実現している。このダブルリッジ導波管の先端部を広げた物が, 広帯域化を実現したダブルリッジホーンアンテナとなる⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。特性例として, 市販されているダブルリッジホーンの遠方界利得特性例を図6-2に示す。この特性より, 1 GHz~18 GHzの範囲において, 6.5 dBi~15.5 dBiの利得が得られ, 広帯域特性であることが確認できる。尚, このアンテナサイズは, 246 mm × 140 mm × 190 mmである。今後, このダブルリッジホーンアンテナを波源として適用するために, 近傍界での特性確認が必要である。このため実際に実験を行い, 特性検証を行うことを, 今後の検討項目として残す。

6.2 電波暗箱の小型化および特性改善の可能性⁽⁵⁾

これまで, 第5章において, 波源をホーンアンテナに変え, 伝搬方向に垂直な断面(y-z面)方向および伝搬方向(x軸方向)のサイズを変え, 電磁界解析シミュレーションにより所望のQZレベル-30 dB以下の評価可能領域が得られる電波暗箱サイズを求めてきた。この節では, 小型化に関して, 評価周波数の最低周波数として設定した700 MHzで, QZレベル-30 dB以下を得るために, 700 MHzにおいて, 反射係数-37.7 dB得られ, サイズが2倍以上のピラミッド型電波吸収体に変更した。これにより700 MHzにおいても内寸法を維持して所望の特性が得られた電波暗箱に関して, その小型化の可能性について記述する。また, ピラミッド型電波吸収体の入射角による反射係数の変化を示して, この特性から1.5 GHzを例に, 電波暗箱の特性改善の可能性についても記述する。

6.2.1 小型化の可能性

ここでは，電波暗箱の小型化の可能性について記述する。5.5節において，700 MHz の特性を改善するために，ピラミッド型電波吸収体を 700 MHz において，反射係数が， -37.7 dB 得られる電波吸収体に置換えて，電波暗箱の特性を求めた。その結果として，700 MHz において，評価可能領域である QZ レベル -30 dB 以下の領域が，十分得られていることを確認した。しかし，700 MHz で必要な特性を得るために，電波暗箱サイズを犠牲にしている。これを改善するために，電波暗箱構造を図 6-3 に示すように，側面の電波吸収体を 1.5 GHz で使用したピラミッド型電波吸収体に置換えて特性を確認した。尚，波源であるホーンアンテナの開口面は，この図において，左側面の中心である $y=z=525$ mm に開口面の中心を配置した。また，上部は，下部と同様にピラミッド型電波吸収体を配置して電磁界解析シミュレーションを実施した。

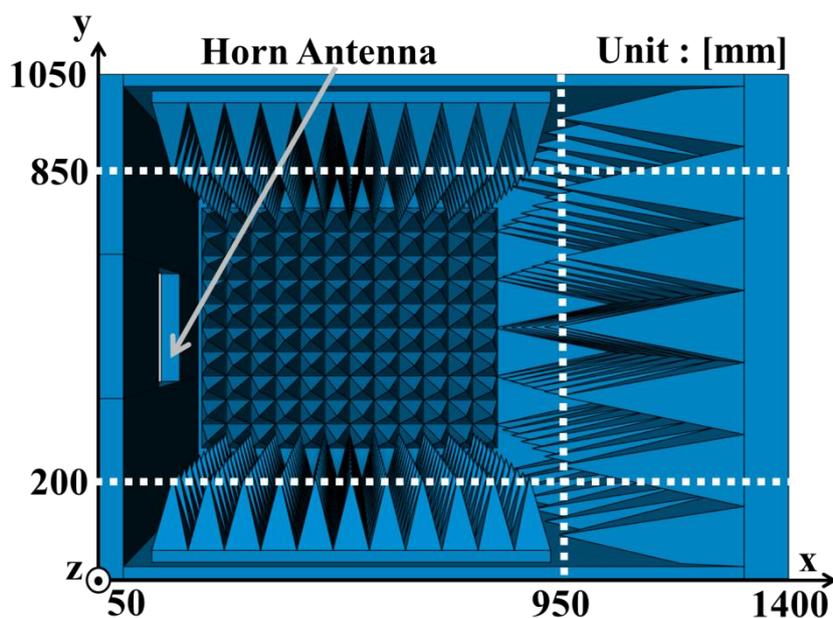


図 6-3. 小型化の検討のための電波暗箱構造図 (Internal View)

この構造は, これまで側面からの反射波を抑え, 対面からの反射波を主とする電波暗箱構造を提案し, 電磁界解析シミュレーションからこの構造が妥当であることを確認してきた。この電波暗箱の構造から側面の電波吸収体の特性が, 所望の特性を十分得られてなくても, 対面の電波吸収体が, 所望の特性を十分得られていれば, 評価に耐えうる電波暗箱特性が得られるとの発想によるものである。この構造により, 図5-16に示した電波暗箱サイズに比べ, 体積で, 54.1%減の小型化を実現している。提案している構造が, 小型化だけでなく特性も含めた可能性の有無を確認するために, これまでと同様に, 伝搬方向(x軸方向)の正規化反射波レベル, 各面における正規化反射波レベル分布図そして電界振幅および位相分布特性を求めた。電磁界解析シミュレーション結果を図6-4~図6-6にそれぞれ示す。これらの結果からQZレベル-30dB以下の評価可能領域が十分確保されているかを確認した。

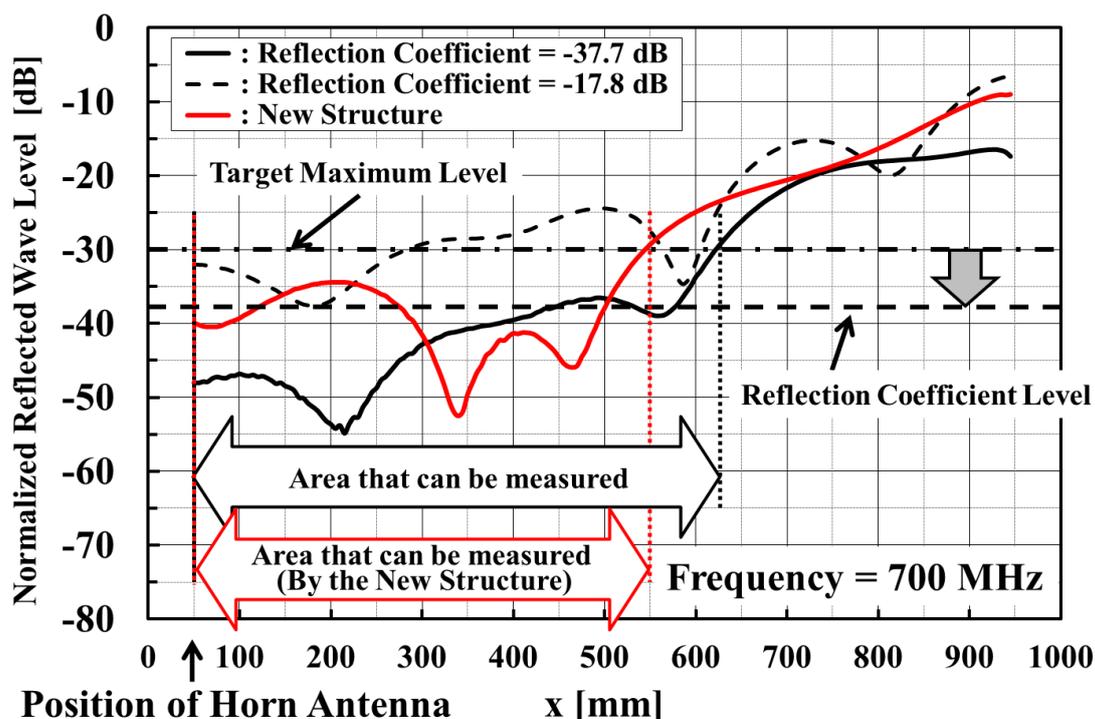
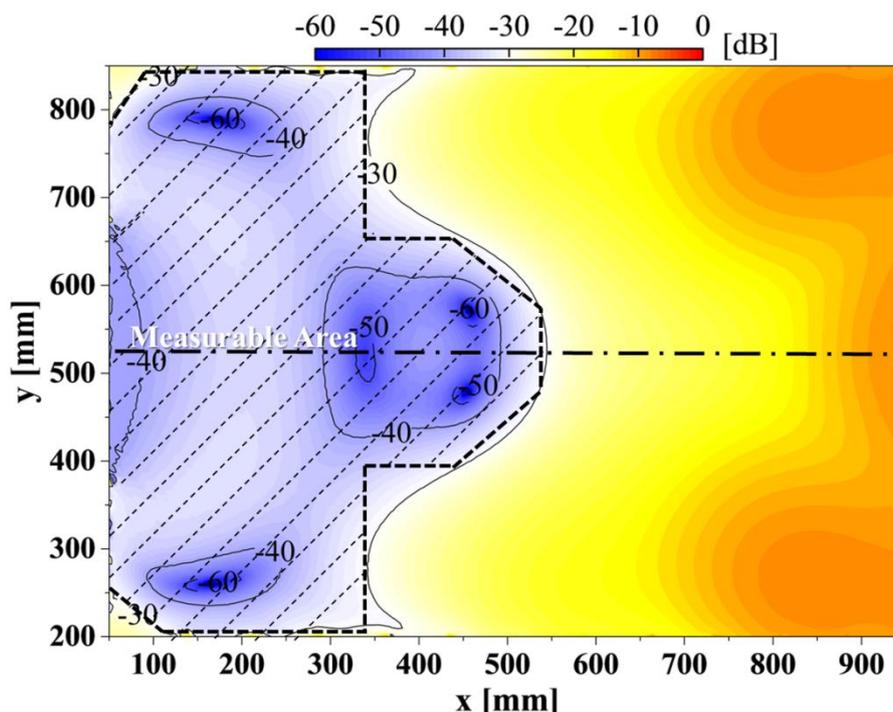


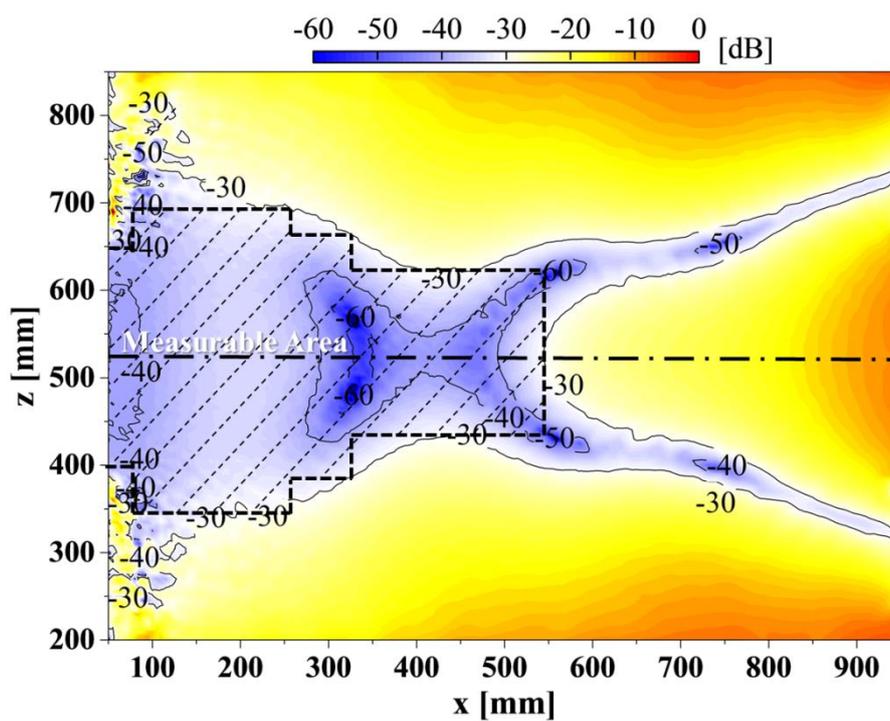
図6-4. 700 MHzにおける各電波暗箱構造の正規化反射波レベルの比較

図6-4の結果から反射係数 -37.7 dB以下のピラミッド型電波吸収体で内部を敷詰めた場合, QZレベル -30 dB以下の測定可能領域は, $x=50$ mm \sim 625 mmの範囲であった。小型化を目指した図6-3の新構造では, $x=50$ mm \sim 550 mmの範囲が得られていることが確認できる。今回の小型化による電波暗箱の体積で, 54.1 %の削減に対する測定可能領域の縮小は, 13.0 %以内に留まっており, これまで, 電波暗箱の構造として提案している側面への反射波を抑え, 対面からの反射波を主とする構造が, 小型化の可能性もあることを示した結果である。

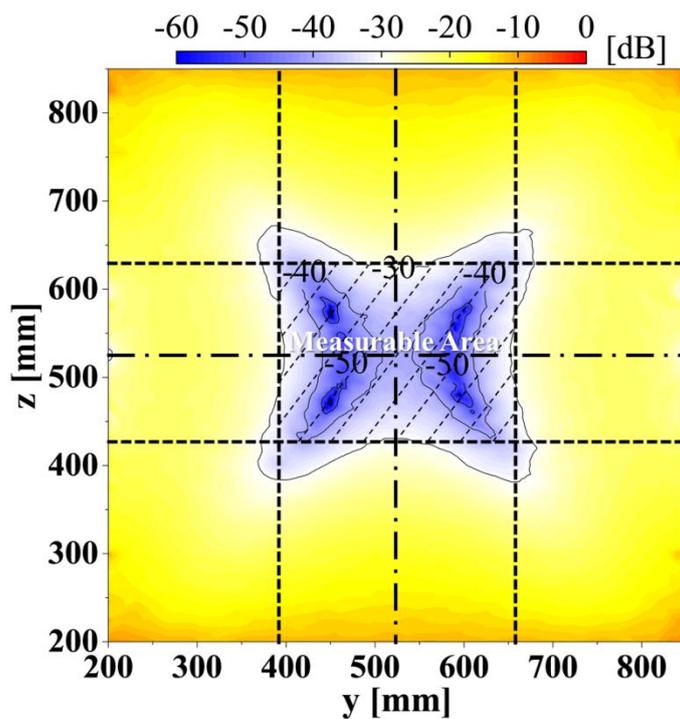
次に, 各面における正規化反射波レベル分布図を図6-5に示す。これらの結果から測定可能領域として, 450 mm \times 250 mm \times 250 mmの領域が得られた。QZレベル -30 dB以下の測定可能領域の各面における面積比で, 小型化による減少を表6-1にまとめる。



(a) x-y 面 ($z=525$ mm)



(b) x-z 面 ($y=525$ mm)



(c) y-z 面 ($x=450$ mm)

図6-5. 各面における正規化反射波レベル分布図 (700 MHz)

表6-1. 正規化反射波レベル -30 dB以下の領域の減少量

	x-y area	x-z area	y-z area
Amount of a decrease (%)	21.05	22.49	58.95

この結果から電波暗箱の体積で54.1%減の小型化による各面への影響は、x-y面、x-z面は、約23%以下に留まっているが、y-z面で、58.95%である。これは、x-y面およびx-z面の正規化反射波レベル分布図からもわかるように、観測したx=450mmの位置では、側面からの反射波の影響により、yおよびz方向が、大幅に縮小されたためと考えられる。この小型化による評価可能領域の減少を抑えるために、x=450mm以降の領域で、側面からの反射波を抑える構造への変更或いはホーンアンテナからの指向性を更に鋭くすることが特性改善に繋がると考えられる。また、次章で触れるが、評価対象物である移動通信端末は、波源から400mm付近に設置することが望ましい結果を得ている。このため観測した波源から400mmに位置するx=450mm付近で、側面からの反射波の影響による評価可能領域の減少を抑える構造を有した電波暗箱が必要と考える。この側面からの反射波を抑える構造変更については、次節で触れる。

図6-6に、各構造における特性比較として、電波暗箱の体積に対する全領域におけるQZレベル-30dB以下の割合を示す。この図から700MHzで反射係数-37.7dBが得られるピラミッド型電波吸収体に置換えた電波暗箱の体積に対するQZレベル-30dB以下が得られる全領域の割合と、新構造の場合を比較すると、QZレベル-30dB以下の割合の減少より、電波暗箱の体積削減の効果が高いことが、この図から言える。また、同図に1.5GHzで適用したピラミッド型電波吸収体(700MHzでの反射係数:-17.8dB)を用いた電波暗箱における

700 MHz の特性も示す。これらの結果は, 電磁界解析シミュレーションを基本とした特性比較に留まっているため, 実際に, この電波暗箱構造を試作して評価検証を実施する必要があると考える。しかし, 現状の検討結果からなるが, 本提案が, 電波暗箱の体積増加を抑え, QZ レベル -30 dB 以下の割合の改善効果が高いことが言える。以上の検討結果から本提案は, 小型化, 特性改善に寄与する可能性が高いと考える。最適解を求める詳細な検討と, 実際に, この電波暗箱構造を試作して評価検証を行うことを, 今後の検討項目とする。

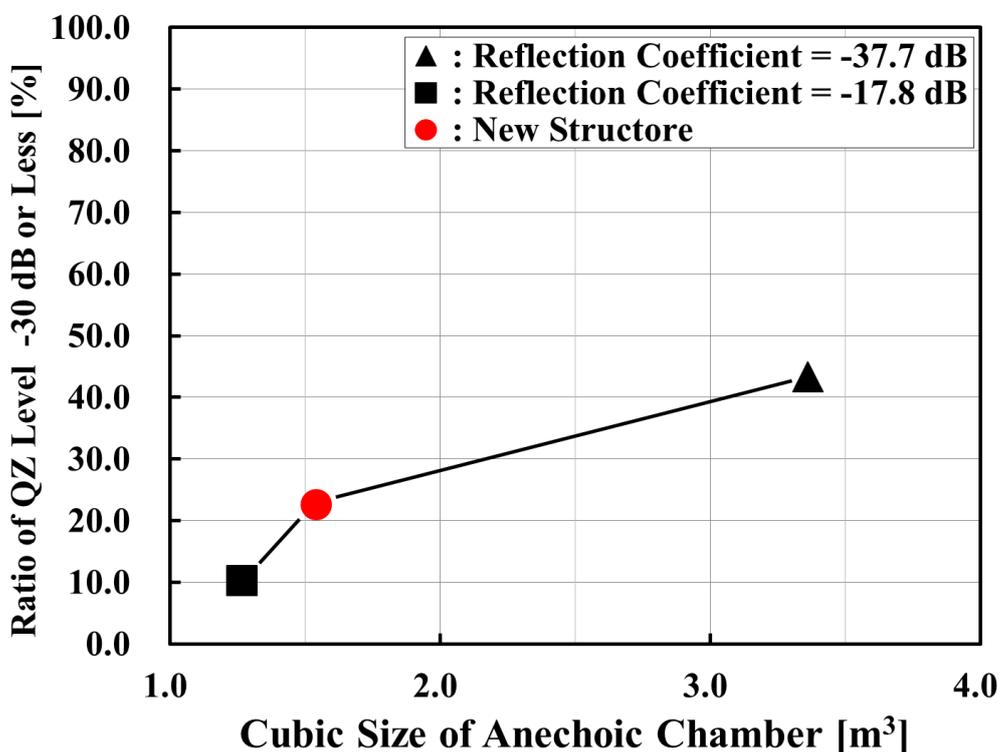
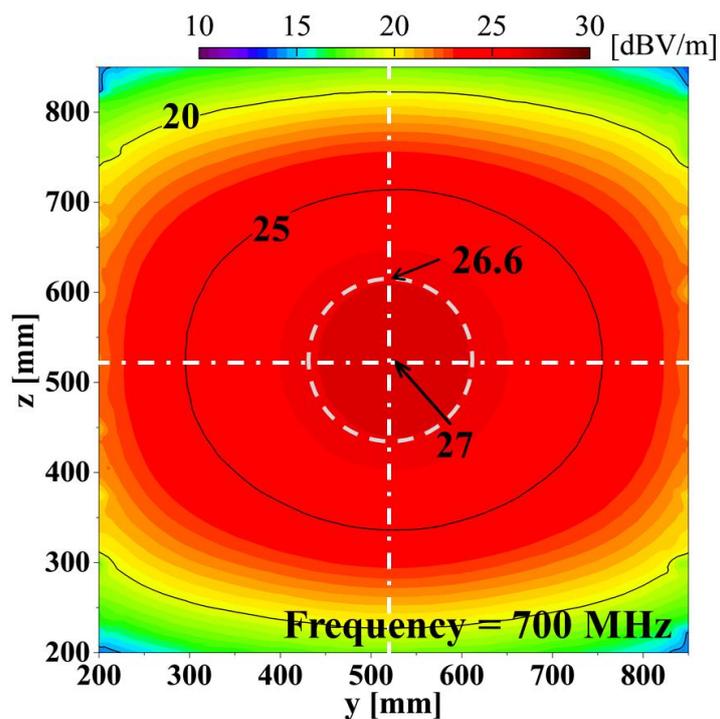
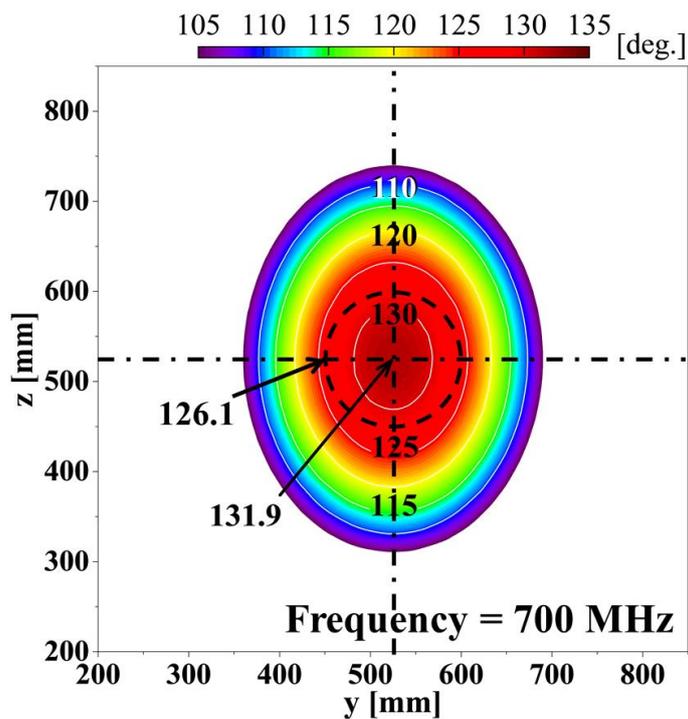


図6-6. 各構造における QZ レベル -30 dB 以下の割合 (700 MHz)

この電波暗箱構造でも平面波に近い理想的なフィールドが得られているかを確認した。測定可能領域内の $x=450$ mm の位置で, $y=z=525$ mm を中心とする電波暗箱内の電界振幅分布および位相分布を図6-7にそれぞれ示す。



(a) 電界振幅分布 (y-z 面)



(b) 位相分布 (y-z 面)

図6-7. 電界振幅分布, 位相分布特性(中心座標: $x=450$ mm, $y=z=525$ mm)

図6-7において，移動通信端末のサイズを直径150 mmの円と仮定した場合の円内（同図に点線で示す）での振幅，位相の変化は，振幅で ± 0.25 dB，位相で ± 2.9 度以内の変化に収まっており，小型化の構造においても送信アンテナ近傍で，振幅，位相分布のみの評価であるが平面波に近い理想的なフィールドが，得られていることが確認できる。表6-2に，図5-16（従来版）と図6-3（小型化版）の電波暗箱構造の違いによる特性差をまとめる。この結果から提案する電波暗箱の小型化構造による影響は，殆ど無いと判断する。

表6-2. 構造の違いによる振幅，位相の比較（700 MHz）

Structure	Amplitude (dB)	Phase (deg.)
Previous Version	± 0.20	± 2.55
Miniaturization Version	± 0.20	± 2.90

6.2.2 ピラミッド型電波吸収体の

入射角による反射係数特性

図6-8に，これまでの検討で適用してきた，1.5 GHz，700 MHzそれぞれのピラミッド型電波吸収体で，その入射角による反射係数をシミュレーションから求めた結果を示す⁽⁶⁾。尚，評価周波数は，同一の周波数でなく，それぞれの電波吸収体の特性を加味して，700 MHzでの特性改善を行ったピラミッド型電波吸収体は，700 MHz，これまで1.5 GHzを中心に検証を行ってきたピラミッド型電波吸収体は，1.5 GHzでの特性となる。一般に，電波吸収体の入射角による反射係数が，急激に劣化するのは，目安として，50度前後と知られている⁽⁷⁾。これ

らの結果からも, 700 MHz 以上向けは, TM 波および TE 波の双方で 40 度から, また, 1.5 GHz 以上向けは, TM 波で 45 度から, TE 波で 20 度から反射係数の劣化が確認できる。反射係数 -30 dB 以下を得るには (緑の点線で表示), TM 波および TE 波の双方で満足する入射角は, 700 MHz で, 46 度以下, 1.5 GHz で, 35 度以下にする必要がある。青点線で示した 700 MHz TE 波において, 入射角 33 度付近で, 反射係数が急激に落ち込んでいる。この特性は TE 波で発生しているもので, ブリュースター角によるものではない。このため, 波長とピラミッド型電波吸収体の形状によるものと推測する。尚, この詳細検討は, 本論ではなく, 別な機会へと託すこととする。

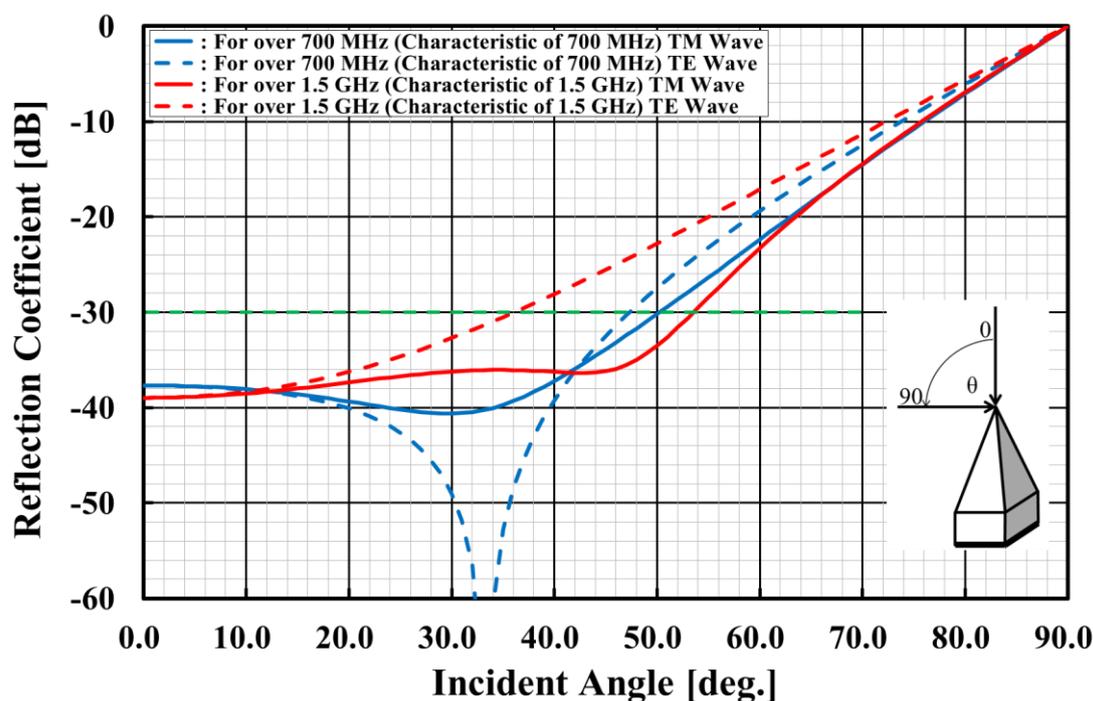


図6-8. 各ピラミッド型電波吸収体の入射角による反射係数特性

前章の図5-12 或いは図5-18 において, QZ レベル -30 dB 以下の領域が, 電波暗箱全面でなく, また, x=600 mm 以降の領域では, QZ レベル -30 dB 以下の領域が十分得られていない。この原因は, 図6-8 の特性からこの領域

の側面への入射角が, 反射波係数の劣化が発生する角度以上となり, 側面からの反射波レベルが増加して, これにより所望の QZ レベルが得られなかったためである。更に, ホーンアンテナの指向性により, 波源近くの側面には, 正面方向に比べ, レベルが低い電波が入射するため, 反射係数が十分な値でなくても反射波の影響が抑えられ, QZ レベルが, -30 dB 以下の領域が維持できたと推測する。

一方, 電波暗室の側面には, 斜入射による特性劣化が小さい図 6-9 に示す形状のウェッジ型電波吸収体を適用する必要があるため, 斜入射による特性劣化対策として, 電波暗箱でも, その選択が考えられるが, 本研究で検討を行っている最低周波数の 700 MHz で, 反射係数 -30 dB 以下を得るには, 高さ方向で, 1 m 程度必要となるため, 本研究の目的である小型で広帯域な評価環境の実現から反する。よって斜入射による特性改善のために, ウェッジ型電波吸収体を側面の電波吸収体に用いるのではなく, ピラミッド型電波吸収体で, 斜入射に対する特性改善の検討を行った。

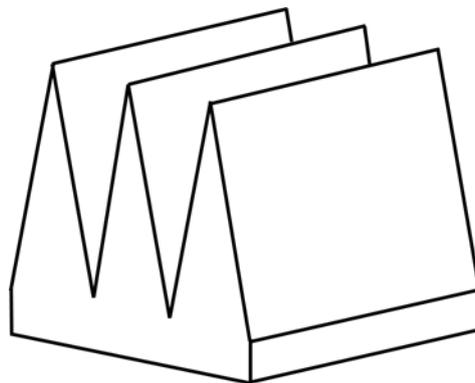


図 6-9. ウェッジ型電波吸収体の形状

上記の推測を実証し, 改善点を明らかにするために, 波源から側面への電波の軌跡をレイトレース法によりシミュレーションを行った。尚, このシミュレ

第6章 広帯域化, 更なる小型化および特性改善に向けた構造検討

ーションには, 構造計画研究所製 RapLab (Radio Propagation Laboratory (Ver. 8.0)) を適用して行った。シミュレーション条件は, 下記になる。

- ①周波数 : 1.5 GHz。
- ②送信アンテナ: 1.5 GHz のホーンアンテナの指向性特性を入れた点波源。
- ③送信アンテナの位置 : $x=50$ mm, $y=z=525$ mm の位置に設置。
- ④受信アンテナ : 無指向性アンテナ。
- ⑤受信アンテナの位置 : $x=450$ mm, $y=z=525$ mm の位置に設置。
(QZ レベル -30 dB 以下を満足する領域内)
- ⑥電波吸収体 : 図 6 - 8 に示す 1.5 GHz の特性を有する平板に近似。

上記の条件でシミュレーションを行った結果を図 6 - 1 0 に示す。

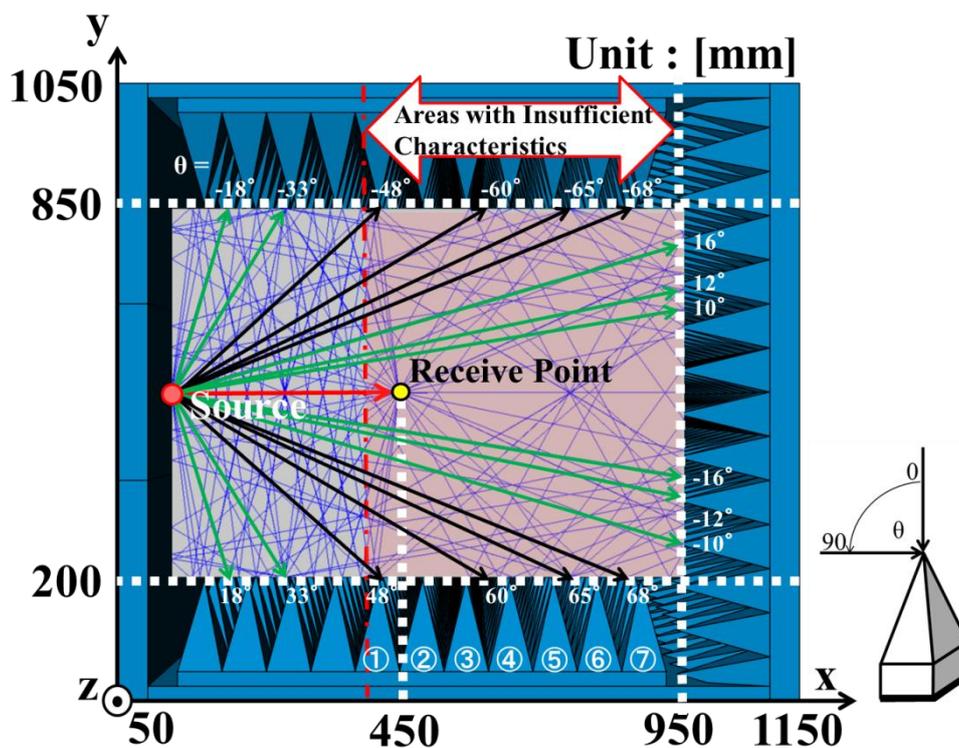


図 6 - 1 0 . 波源から側面の入射角 (1.5 GHz)

図6-10から直接波以外, 波源から受信点に到達するまで, 多重反射を繰り返して, 到達していることが確認できる。このレイトレース法で求めた伝搬経路図から電波暗箱の壁面へ到達する主な経路を選択して, それぞれの入射角をこの図に示した。図6-8の1.5 GHzの反射係数特性から反射係数を-30 dB以下にするには(緑の点線で表示), 電波吸収体の入射角を $|35|$ 度以下にする必要がある。この入射角を基準に, 入射角 $|35|$ 度未満を緑線, 入射角 $|35|$ 度以上を黒線で示した。これらの結果からピラミッド型電波吸収体の反射係数が劣化する部分は, 同図に, 特性が不十分な領域として示した部分となる。この領域の入射角は, $|35|$ 度を超えているので, 特性改善を行うには, 対象となるピラミッド型電波吸収体の入射角を波源側に $|35|$ 度以下になるように傾けることが必要である。この対象となるピラミッド型電波吸収体は, 壁面4面に位置する①~⑦となる。

6.2.3 特性改善の可能性

前項の検討結果から電波吸収体の性能を十分引出すことにより電波暗箱の特性改善を行うために, 図5-10に示す電波暗箱構造図において, 図6-8と図6-10の結果から得られた特性改善の条件である入射角 $|35|$ 度以下を満足していない, 対象となるピラミッド型電波吸収体を波源側に傾けた電波暗箱構造図を図6-11に示す。ホーンアンテナの開口面は, この図において, 左側面の中心である $y=z=525$ mmに開口面の中心を配置した。この構造の電波暗箱において, これまでと同様に, $y=z=525$ mm, 伝搬方向(x軸方向)の正規化反射波レベルのシミュレーションを行った。尚, 傾き角度は, 特性改善の可能性を確認するために, 一律20度波源側へ傾けた。その結果を図6-12に示す。

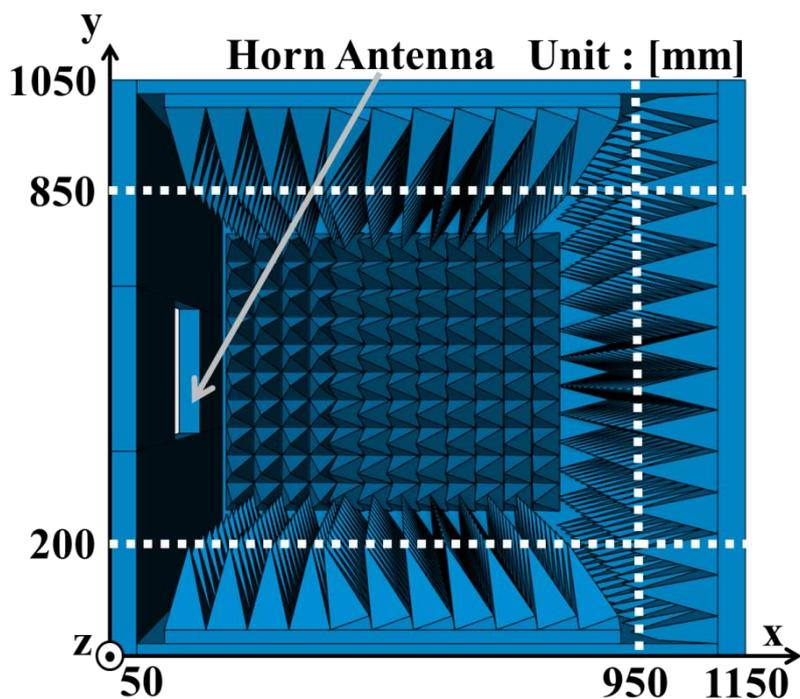


図6-11. 側面を傾けた電波暗箱構造図 (Internal View)

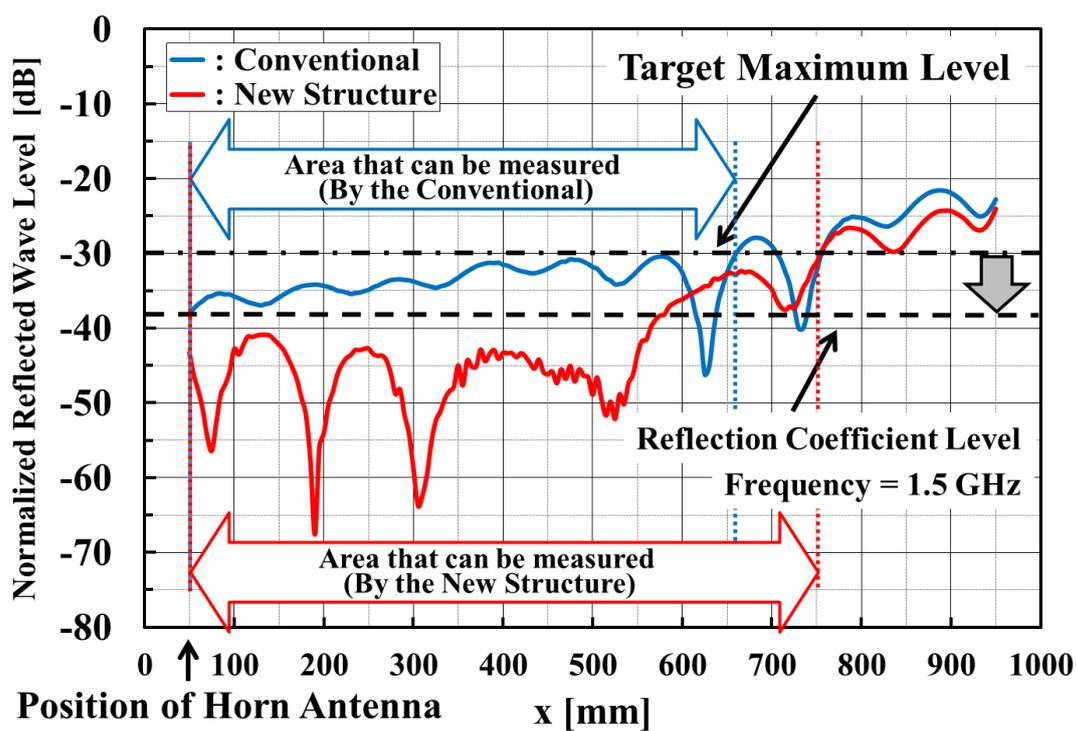
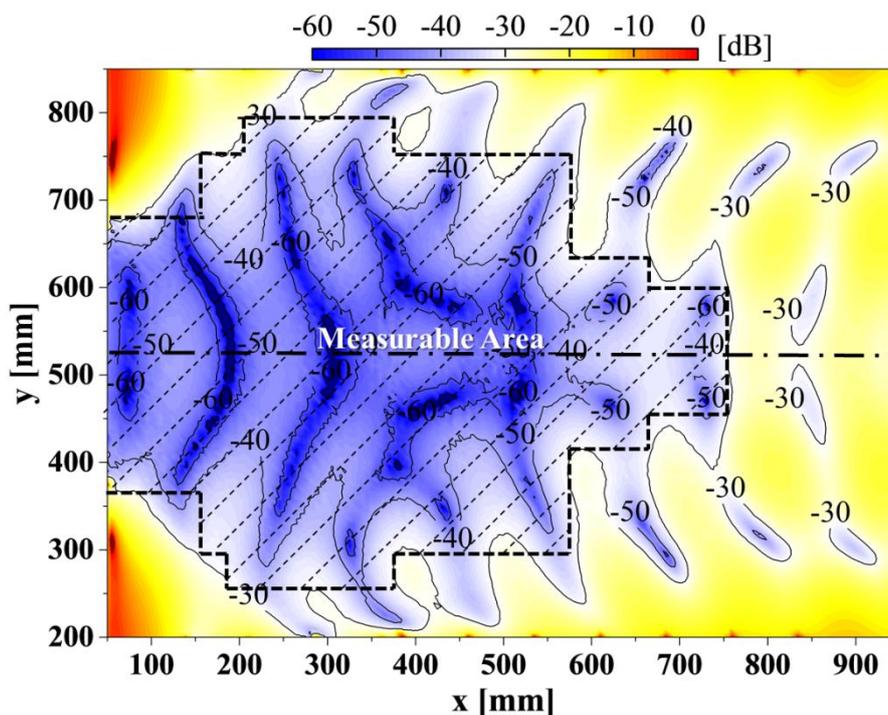


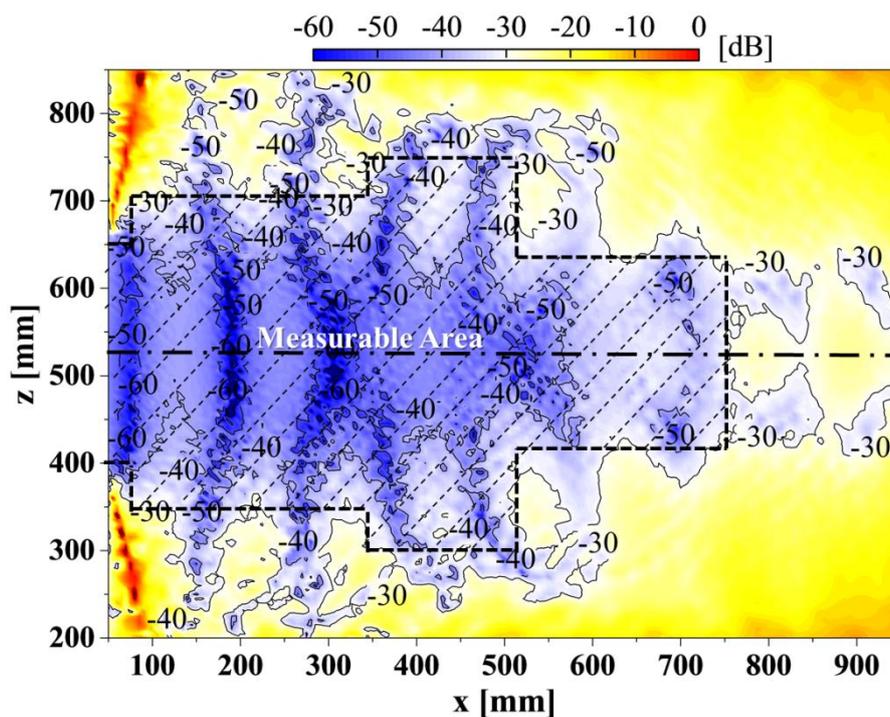
図6-12. 各電波暗箱構造の正規化反射波レベルの比較

同図に, 比較のため, 従来の電波暗箱構造の正規化反射波レベルも示す。この結果より, 対象となるピラミッド型電波吸収体を一律 20 度波源側へ傾けることで, 大幅な特性改善を確認することができる。評価可能領域である正規化反射波レベル -30 dB 以下の領域は, $x=50$ mm \sim 625 mm から $x=50$ mm \sim 750 mm に拡大しており, また, 全体的に正規化反射波レベルが低下している。図 6-10 で示した特性が不十分な領域の壁面 4 面におけるピラミッド型電波吸収体 (① \sim ⑦) を一律 20 度波源側へ傾けることで, 反射係数が改善され, これにより側面からの反射波が抑えられることで特性改善を実現している。

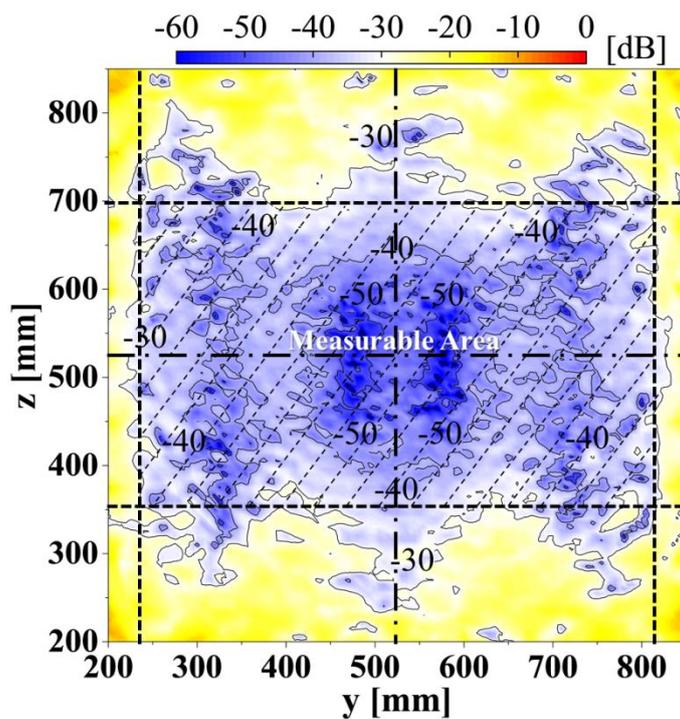
以下, 図 6-11 の電波暗箱構造において, これまでと同様に, 各面における正規化反射波レベル分布図を, 図 6-13 に示す。



(a) x-y 面 ($z=525$ mm)



(b) x-z 面 ($y=525$ mm)

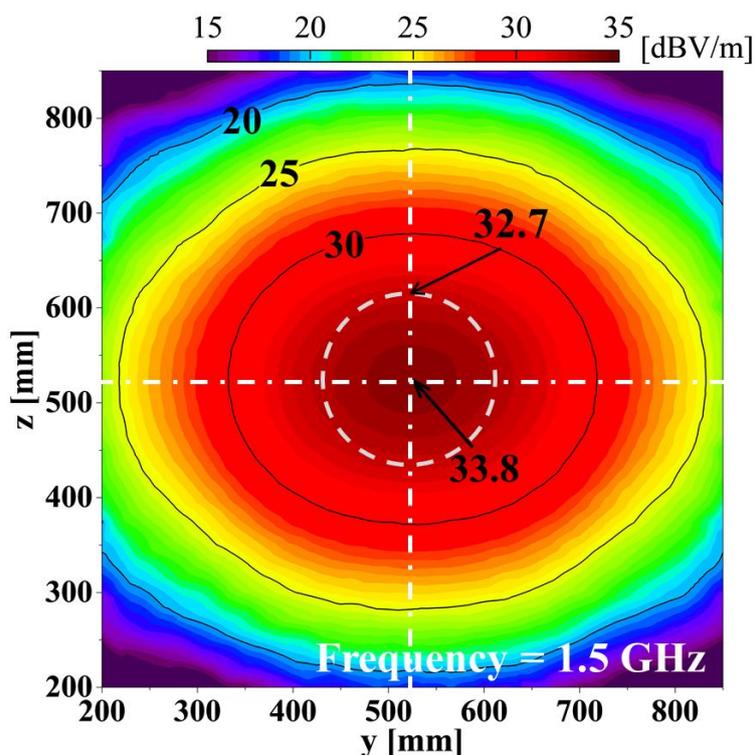


(c) y-z 面 ($x=450$ mm)

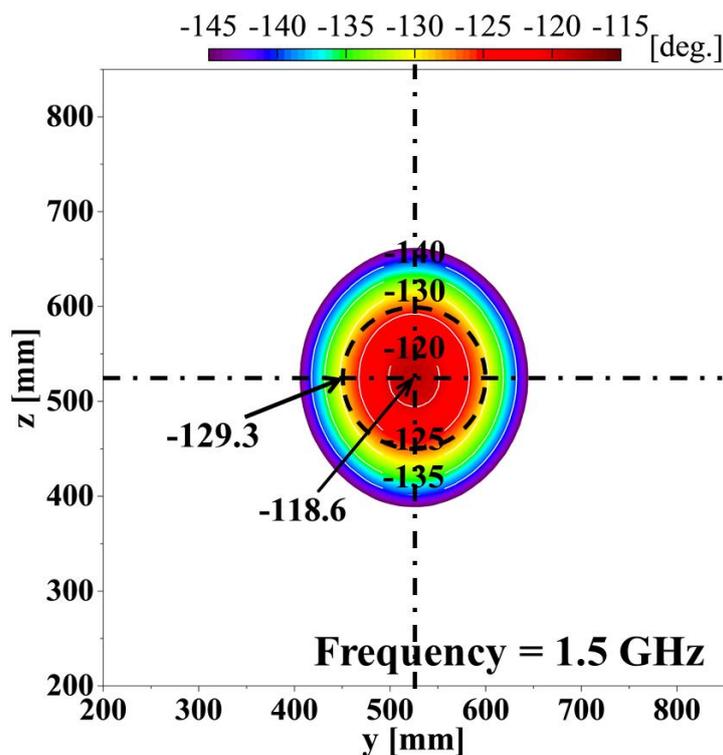
図6-13. 各面における正規化反射波レベル分布図 (1.5 GHz)

図6-13に示す各面における正規化反射波レベル分布図からも, 全体的に, 図5-12に比べ, 正規化反射波レベルの低下が確認できる。また, 測定可能領域として, 400 mm × 500 mm × 350 mm の領域が得られている。これは, 図5-10の電波暗箱構造の測定可能領域に比べ, 15.2 %領域が拡大している。

次に, この電波暗箱構造でも平面波に近い理想的なフィールドが得られているかを確認した。その結果を図6-14に示す。この場合も同様に, 移動通信端末のサイズを直径150 mmの円と仮定した円を同図に点線で示す。尚, 上記も含めたシミュレーションでは, 図6-11において, 下部と同様に上部もピラミッド型電波吸収体を配置して電磁界解析シミュレーションを実施している。



(a) 電界振幅分布 (y-z 面)



(b) 位相分布 (y-z 面)

図6-14. 電界振幅分布, 位相分布特性(中心座標 : x=450 mm, y=z=525 mm)

この点線で示した円内での振幅, 位相の変化は, 振幅で ± 0.55 dB, 位相で ± 5.35 度以内の変化に収まっており, ピラミッド型電波吸収体の一部を傾けた構造においても送信アンテナ近傍で, 振幅, 位相分布のみの評価であるが平面波に近い理想的なフィールドが, 得られていることを確認した。表6-3に, 従来構造との比較をまとめる。

表6-3. 構造の違いによる振幅, 位相の比較 (1.5 GHz)

Structure	Amplitude (dB)	Phase (deg.)
Conventional	± 0.55	± 5.40
New Structure	± 0.55	± 5.35

この表から構造変更による送信アンテナ近傍における特性への影響が無いことが確認できる。

電波暗箱の特性改善に向け，電波暗箱内の側面に配置しているピラミッド型電波吸収体への電波の入射角を解析して求め，その結果から入射角により反射係数の劣化が発生しているピラミッド型電波吸収体を選択して，それらのピラミッド型電波吸収体を波源側へ一律 20 度傾けることで，特性改善の可能性を確認した。この改善効果を明確にするために，電磁界解析シミュレーション結果の全ポイントデータから正規化反射波レベル -30 dB 以下と -35 dB 以下のポイント数を求め，全データ数に対する割合をパーセントで算出した。表 6-4 に従来構造との比較をまとめる。尚，このデータは，離散している全てのデータから求めているので，先に示した測定可能領域から求められる割合とは異なる。

表 6-4. 電波暗箱構造による正規化反射波レベルの比較 (1.5 GHz)

Normalized Reflected Wave Level	-30 dB Below (%)	-35 dB Below (%)
Conventional	32.2	11.4
New Structure	32.1	18.5

この表 6-4 から正規化反射波レベル -30 dB 以下の割合は，同等であるが，-35 dB 以下の割合が，対象のピラミッド型電波吸収体の傾きを変えることで，増加していることが確認できる。このことからピラミッド型電波吸収体の設置状態を変えることで，電波暗箱の特性改善の可能性があるとと言える。

以上の検討結果から入射角 |35| 度以下を満足していないピラミッド型電波吸収体を波源側へ傾けることで，反射係数を垂直入射時の値に近づけ，電波吸収

体の性能を引出すことができる。これにより，電波暗箱の特性改善の可能性を示した。今後，それぞれのピラミッド型電波吸収体の最適な傾き角度を求め，更なる特性改善を行うことを，今後の検討項目として残す。

6.3 第6章のまとめ

本章では，広帯域化，更なる小型化および特性改善の可能性を示した。広帯域化に関しては，評価する最低周波数を基準に，反射係数が，約 -40 dB程度以下のピラミッド型電波吸収体を選択して，ホーンアンテナは，ダブルリッジホーンアンテナを適用することで，評価環境の広帯域化は可能である。小型化に関しては，700 MHzで特性改善を行った電波暗箱において，特性の違うピラミッド型電波吸収体を適切に配置することで，電波暗箱の体積で，54.1 %減の小型化の可能性を示した。更に，特性改善に関しては，1.5 GHzで検討を行った電波暗箱を例に，対象となるピラミッド型電波吸収体を波源側へ傾けることで，特性改善が可能であることを示した。今後，実用化に向けて，上記に示した手法を適用して，最適解を求め，実験により検証することが，今後の検討項目として残る。

次章では，評価対象物を設置した場合について検討し，これまでの基礎検討から実用化の可能性について記述する。

参考文献

- (1) Christian Bruns, Pascal Leuchtman, Ruediger Vahldieck : “Analysis and Simulation of a 1–18-GHz Broadband Double-Ridged Horn Antenna” , IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, VOL. 45, NO. 1, pp. 55 - 60 (2003-2).
- (2) Ali Mehrdadian, Hojjatollah Fallahi, Mohsen Kaboli, Seyyed Abdollah Mirtaheeri : “Design and Implementation of 0.7 to 7 GHz Broadband Double-Ridged Horn Antenna” , 2014 7th International Symposium on Telecommunications (IST’2014), pp. 250 - 255 (2014-9).
- (3) V. Venkatesan, Krishnasamy T. Selvan : “Rigorous Gain Measurements on Wide-Band Ridge Horn” , IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, VOL. 48, NO. 3, pp. 592 - 594 (2006-8).
- (4) VICENTE RODRÍGUEZ : “A MULTI-OCTAVE, OPEN-BOUNDARY, QUAD-RIDGE HORN ANTENNA FOR USE IN THE S- TO KU-BANDS” , Microwave Journal (2006-3).
- (5) 「電波暗箱」, 出願番号 : 特願2016-251748

第6章 広帯域化，更なる小型化および特性改善に向けた構造検討

- (6) 安齋弘樹・才川亮・水本哲弥・内藤喜之：「ピラミッド形電波吸収体の解析」，信学技報，EMCJ93-38， pp.39 - 44 (1993-9).

- (7) W.D.Burnside, I.J.Gupta and T.-H. Lee : “Indoor antenna measurements”, Antenna Engineering Handbook, 4th ed. (Ed. by J.L.Volakis), McGraw-Hill, chapter 50 (2007).

第7章 移動通信端末を設置した場合の特性⁽¹⁾

本章では、1.5 GHz において、これまで検討してきた構造の電波暗箱内に、移動通信端末である UE (User Equipment) を設置した場合の影響を明らかにして、新たな電波暗箱構造の提案、設置位置による特性の変化そして実用化に向けた今後の検討項目について記述する。

7.1 移動通信端末を電波暗箱内に設置した場合の影響

これまで検討してきた電波暗箱内に、実際に移動通信端末であるスマートフォン或いはタブレットに相当する移動通信端末 (UE) を、QZ レベル -30 dB 以下の評価可能領域内である $x=450$ mm, $y=z=525$ mm の位置に、UE の中心を設置した場合の影響について明らかにする。UE の設置位置とホーンアンテナも含めた電波暗箱図を図 7-1 に示す。

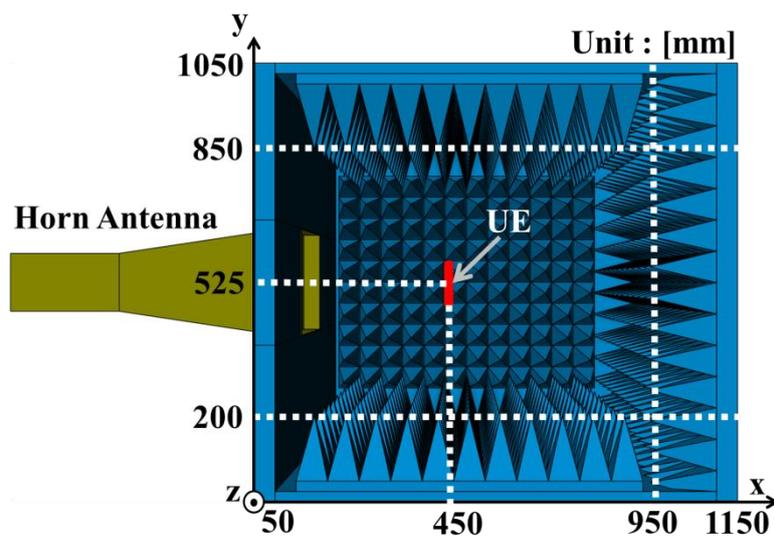


図 7-1. 移動通信端末 (UE) の設置位置を示した電波暗箱図 (Internal View)

第7章 移動通信端末を設置した場合の特性

尚，UE が長方形の場合，長辺が z 軸と平行になるようにして，液晶画面がアンテナの方向に向くように設置した。また，この場合においてもホーンアンテナの開口面は，左側面の中心である $y=z=525$ mm に開口面の中心を配置している。更に，シミュレーション時，上部は，ピラミッド型電波吸収体を配置する。

設置したスマートフォンモデルは，単純化を前提に，市販のサイズおよび構造を参考にして，液晶画面を 6.8 mm 厚のガラス強化ポリスチレン ($\epsilon_r=2.62$, $\sigma=1.45 \times 10^{-3}$ S/m) とし，筐体は 0.1 mm 厚のアルミニウム ($\epsilon_r=1.0$, $\sigma=37.6 \times 10^6$ S/m) で構成したモデルとした。その寸法と構造を図 7-2 に示す。

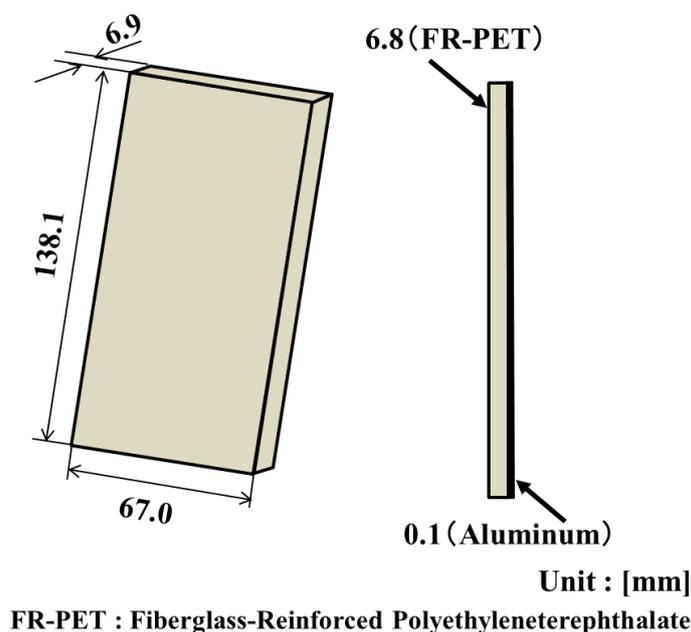


図 7-2. モデル化したスマートフォンの寸法と構造

図 7-3 に，1.5 GHz におけるスマートフォン (UE) を設置した場合のアンテナ-UE 間の定在波特性を示す。この定在波特性は，直接波が UE に入射することで，反射波が発生し，直接波と反射波が合成することによって生じている。図の縦軸は， x 軸上の各位置において，UE を設置した場合の電界強度を設置して

いない場合の電界強度で正規化した値を示している。また、同図に、定在波の上側包絡線と下側包絡線の平均値をオフセットとして赤線で示している。この平均値が直接波となり、オフセットは0 dBとなる筈である。しかし、この結果からスマートフォン前面における定在波分布では、5.3.2項でも触れたように波源側の電波吸収体の反射係数が不十分なため、更に、この電波吸収体からの反射波が生じ、直接波と多重反射波の合成波となり、その合成波は、位相の距離変化が同じであるためオフセットが発生した結果を得た。このオフセットは、 $x=280$ mm の位置で、 -0.298 dB である。尚、スマートフォン近傍では定在波の包絡線が求められず、 $x=280$ mm の位置での値を示しているが、波源側の電波吸収体からの反射波の距離減衰により、スマートフォンの設置位置でのオフセットはこれより小さくなる。また、タブレットの場合も同様の考えである。

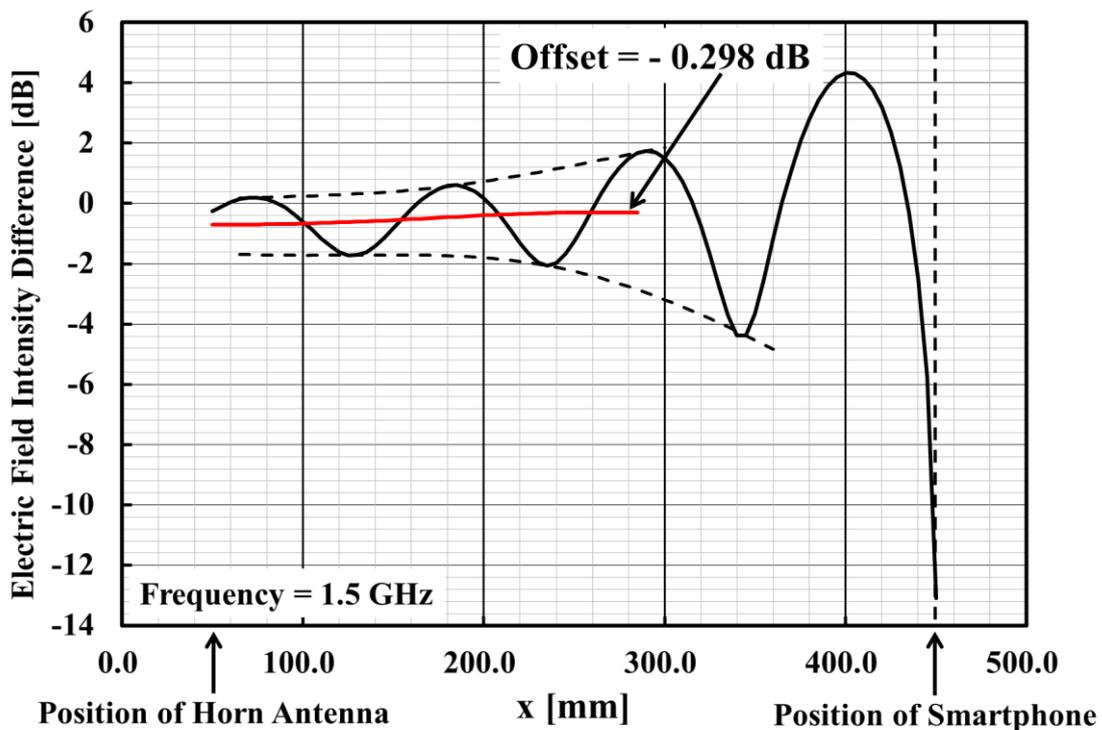


図7-3. 定在波特性 (スマートフォン)

第7章 移動通信端末を設置した場合の特性

次に、図7-4に示す寸法と構造でモデル化したタブレットを設置した場合の定在波特性を図7-5に示す。材料定数は、スマートフォンと同じである。図7-5から多重反射波によるオフセットが、 $x=280$ mmの位置で、スマートフォンの場合と比べ、 0.182 dB 大きい、 -0.480 dB 発生していることが確認できる。このタブレットの結果からも、この原因は、これまで波源側の影響を考慮に入れて、 1.5 GHz で反射係数 -5.6 dB の平板型電波吸収体を用いてきたが、この電波吸収体の特性により、多重反射波が発生したためと考えられる。また、移動通信端末を設置することによるオフセットは、移動通信端末の表面積に依存していることが言える。これらの結果からオフセットを軽減するためには、波源が取り付けられている面の電波吸収体も 1.5 GHz で、 -38.9 dB の反射係数を有するピラミッド型電波吸収体に置換える必要がある。

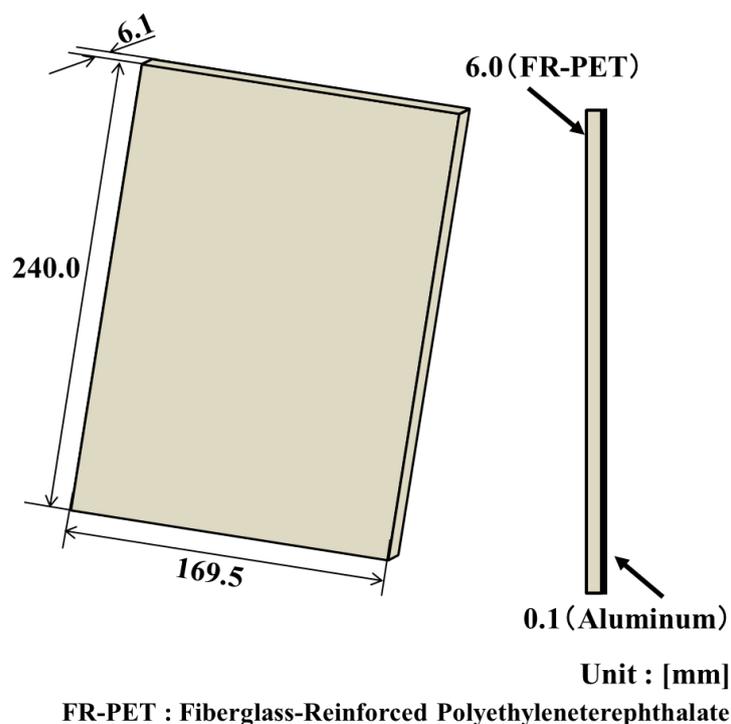


図7-4. モデル化したタブレットの寸法と構造

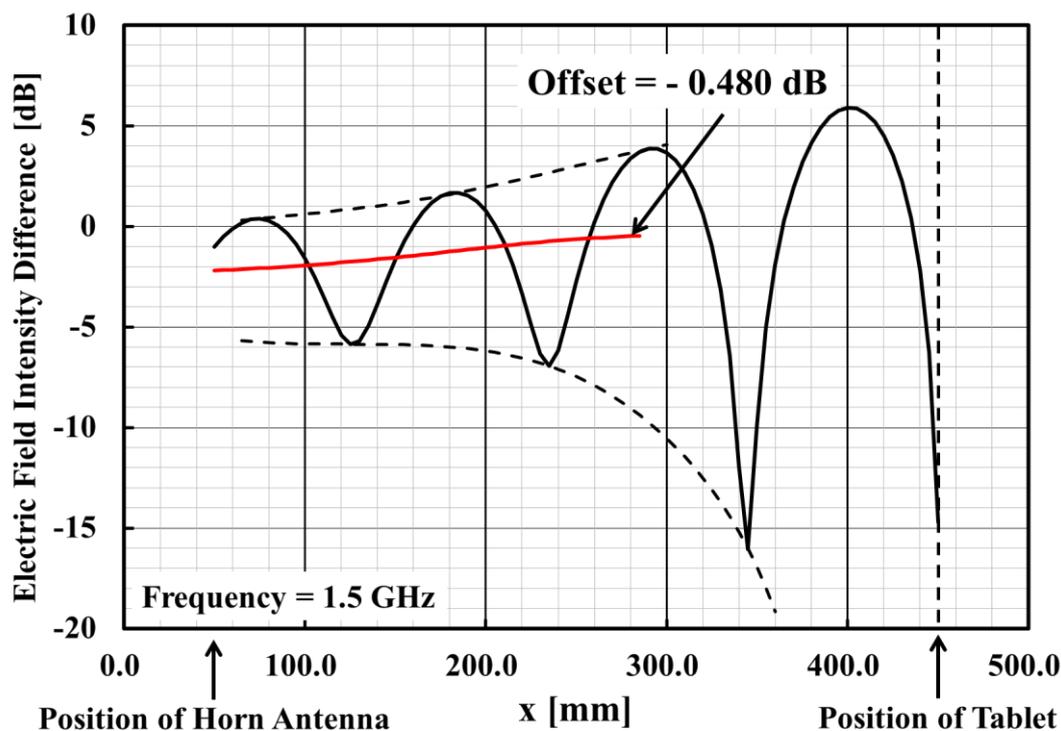


図7-5. 定在波特性 (タブレット)

図7-6に、先に求めた複素比誘電率を用いて、電磁界解析シミュレーションから得られた、平板型電波吸収体とピラミッド型電波吸収体の各反射係数特性を比較した結果を示す⁽²⁾。検討を行っている周波数である1.5 GHzにおいて、特性差33.3 dBを確認することができる。また、高周波域ほど、この特性差は広がる傾向があり、電波暗箱内に、移動通信端末 (UE) を設置した状態を考えると、波源側に設置した電波吸収体の反射係数により、評価結果に影響を及ぼすことが懸念される。

尚、各定在波特性を示す図において、表示している Position of Horn Antenna は、ホーンアンテナの開口面位置を示している。

次節では、このオフセットの影響が BER 特性に、どの程度影響を及ぼすかについて記述する。

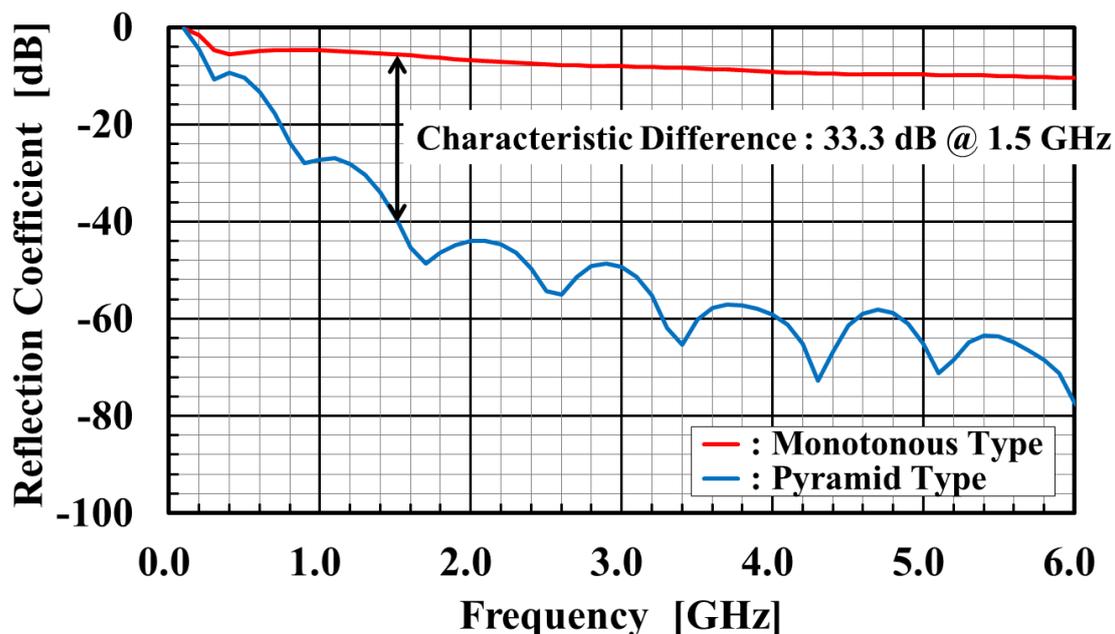


図7-6. 各電波吸収体の反射係数特性の比較

7.2 オフセットによる BER 特性への影響

本節では、オフセットによる BER 特性への影響について記述する。シミュレーションは、第4章の BER シミュレーションと同様に、変調方式に QPSK を適用して、オフセットによる BER 特性への影響を求めた。また、この影響を明確にするために、直接波のみとした。このオフセットによる影響をキャリアパワーの変化に置換えて、伝搬損失による減衰に、この変化を加えた。シミュレーションブロック構成図を図7-7に示す。このシミュレーションブロック構成図において、赤字で示したオフセット部で、キャリアパワーを変化させた。遅延量は、一定の値を固定値として入れ、減衰量とノイズで、所望の E_b/N_0 になるように設定した。尚、通常のマイクロ波通信システムシミュレーションでは、このオフセット部が無い或いはフェージング等を表現した伝搬モデルが入る⁽³⁾。

オフセットの変動幅を ± 0.4 dB, ± 0.2 dB にして, この各条件において, BER 特性をマイクロ波通信システムシミュレーションから求めた^{(4), (5)}。その結果を図7-8に示す。また, 同図に QPSK の理論値も示す⁽⁶⁾。

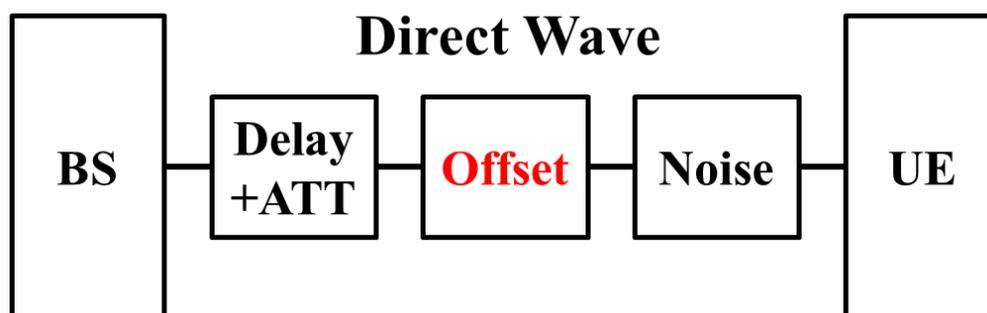


図7-7. オフセットの影響を求めるための

シミュレーションブロック構成図

図7-8より, 例えば, $E_b/N_0=7.0$ dB における BER 特性の変動は, オフセット -0.4 dB で, $1.13E-03$, オフセット 0.4 dB で, $4.35E-04$ となり, $E_b/N_0=7.0$ dB での理論値が, $7.72E-04$ なので, この差分が, 本電波暗箱を用いた受信評価の誤差となる。また, このオフセットの影響は, 特に, 低レベルの BER 測定において, 顕著に誤差として現れる。表7-1に, $E_b/N_0=7.0$ dB における各オフセット条件に対す BER 値をまとめる。

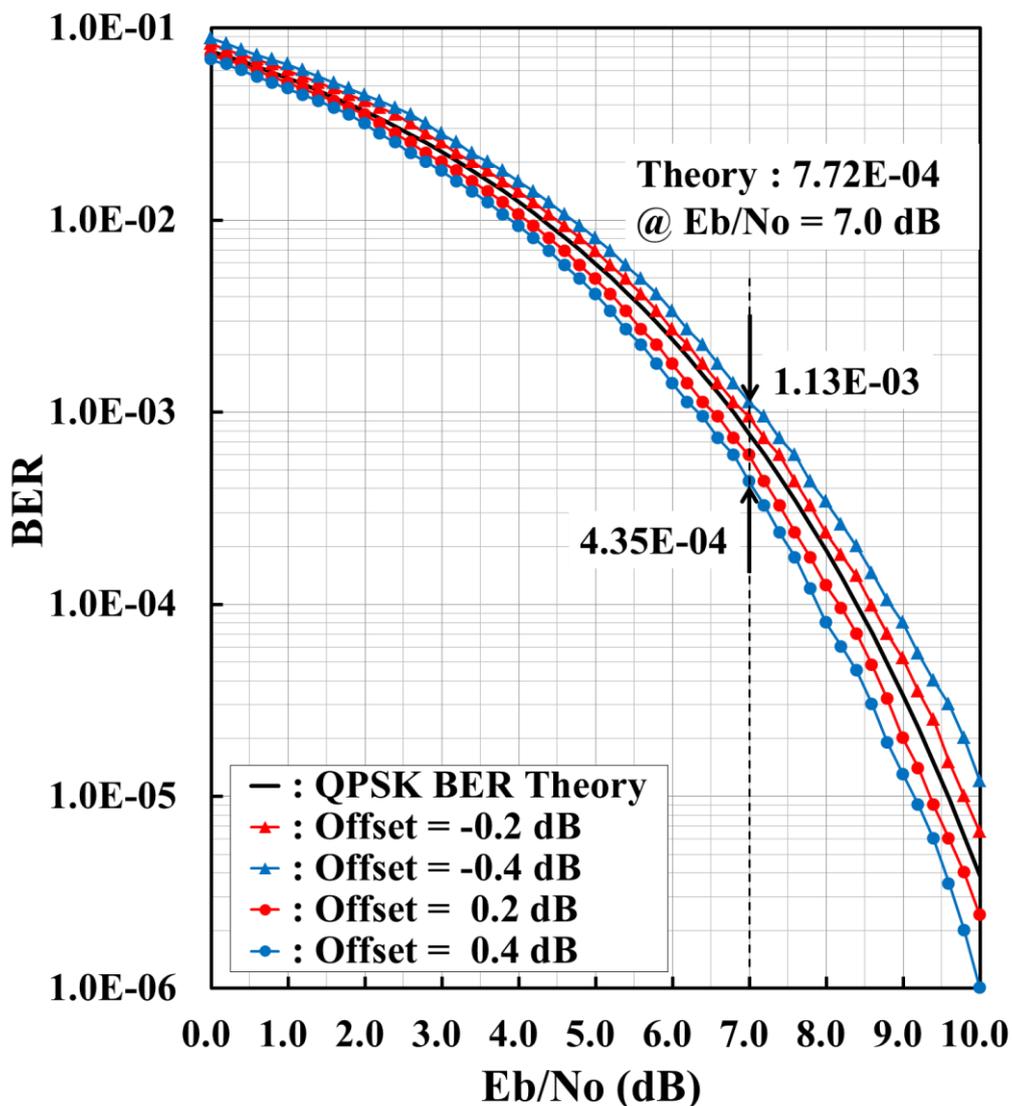


図7-8. オフセットによる BER 特性への影響

表7-1. $E_b/N_0=7.0$ dBにおける各条件の BER 値

Condition	BER
Theory	7.72E-04
-0.2 dB/0.2 dB	9.45E-04/5.95E-04
-0.4 dB/0.4 dB	1.13E-03/4.35E-04

一例として、前節での検討結果からタブレットの場合、オフセットが、マイナス側へ 0.48 dB 発生している。この場合の BER 特性をこれまでの同様の方法で求めた結果を図 7-9 に示す。また、同図に理論値も示す。

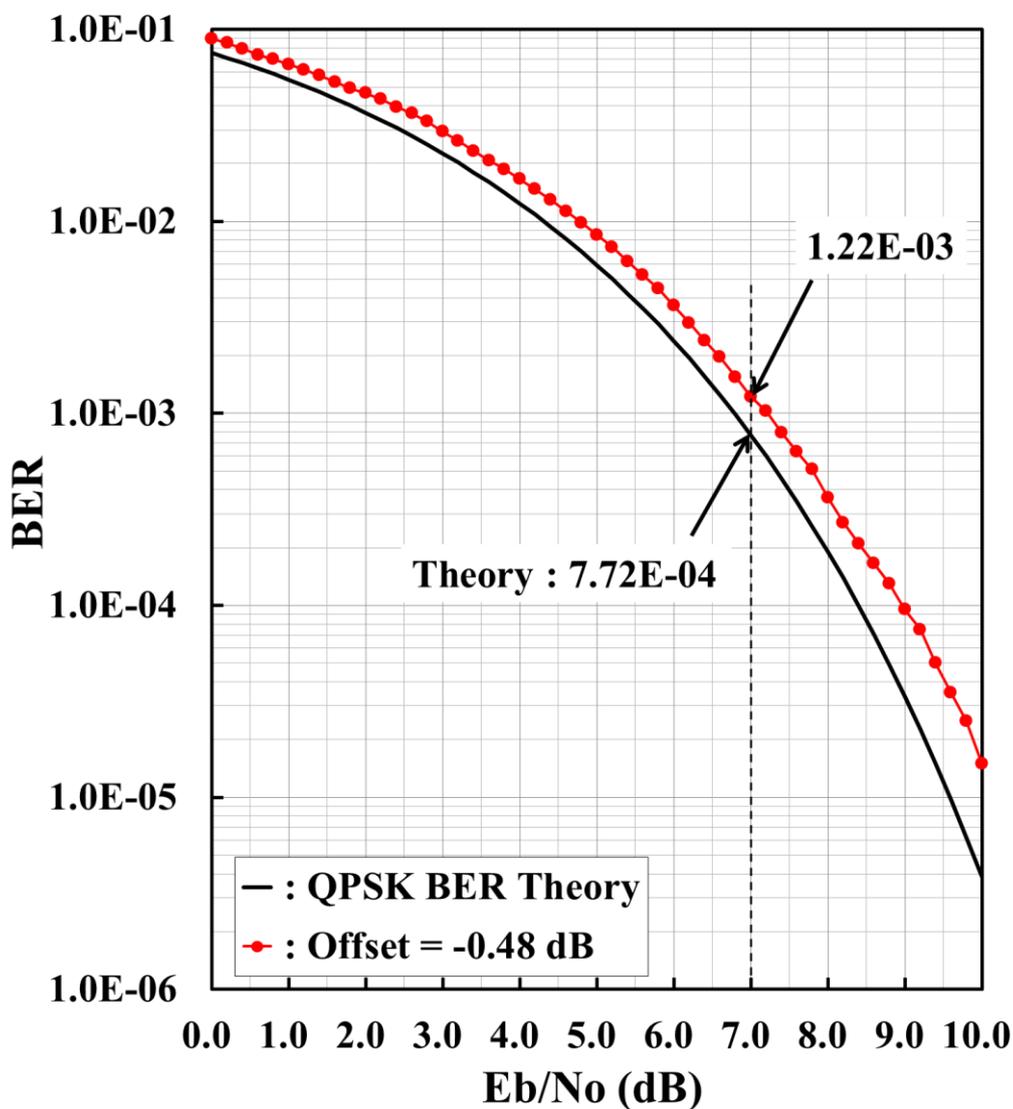


図 7-9. オフセット -0.48 dB の場合の BER 特性

このシミュレーション結果から $E_b/N_0=7.0$ dB において、BER 値 $1.22E-03$ が得られた。一方、理論値は $7.72E-04$ である。このため、この評価環境下で、移

第7章 移動通信端末を設置した場合の特性

動通信端末の受信特性を評価した場合、実際の特性より $4.48E-04$ 劣化した結果を得ることになり、測定誤差が発生する。このような測定誤差を抑えるために、極力、オフセットレベルをゼロに近づけることが必要である。図7-8のシミュレーション結果と既存の電波暗箱の特性を参考に、本論では、目標のオフセットを $|0.1|$ dB 以下とした。或いは事前に評価対象物である移動通信端末によるオフセットレベルを把握しておくことで、測定値の誤差補正を行うことも可能と考える。

7.3 波源側の電波吸収体をピラミッド型電波吸収体に

置換えた特性

前節までの検討結果から移動通信端末を設置した場合、この移動通信端末からの反射波が、波源側の平板型電波吸収体で十分吸収されず多重反射が発生し、これにより直接波にオフセットが生じる。この影響で BER 特性に誤差が発生することを確認した。また、このオフセットは、タブレットの結果から移動通信端末の表面積に依存する。このオフセットを軽減するために、平板型電波吸収体の反射係数特性に比べ、1.5 GHz において、33.3 dB 改善されたピラミッド型電波吸収体を波源側に設置する必要がある。以下、波源側にピラミッド型電波吸収体に置換えることによる影響の有無を確認するために、電磁界解析シミュレーションから電波暗箱の特性確認およびこの電波暗箱を用いた場合のオフセット特性について、移動通信端末の設置位置による特性も含め、波源側の電波吸収体をピラミッド型電波吸収体に置換えることによる効果について記述する。

7.3.1 電波暗箱特性

波源側もピラミッド型電波吸収体に置換え，ホーンアンテナも含めた電波暗箱構造図を図7-10に示す。内寸法 ($x=900$ mm, $y=z=650$ mm) を維持し，台座部分を除いて高さ150 mmのピラミッド型電波吸収体（図2-12を参照）を設置したので，伝搬方向 (x 軸方向) の外形寸法が，150 mm 増え1300 mm となっている。また，ホーンアンテナの設置位置は，図7-1の場合と同じである。

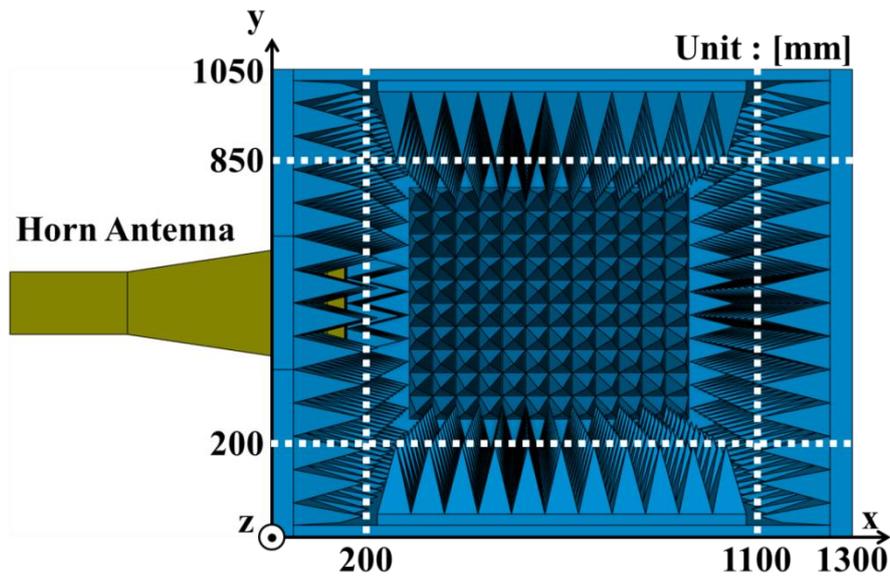


図7-10. 波源側もピラミッド型電波吸収体にした電波暗箱構造図

(Internal View)

また，以下で示すホーンアンテナの開口面位置 (Position of Horn Antenna) は，電波暗箱内に電波が放射される境界であるピラミッド型電波吸収体の先端部を基準に， $x=200$ mm とした。これまでの検討と同様に， y, z の中心座標 ($y=z=525$ mm) において，伝搬方向 (x 軸方向) の正規化反射波レベルの電磁界解析シミュレーション結果を図7-11に示す。比較のため，これまでの波源側が平板型電波吸収体の場合の特性も同図に示す。

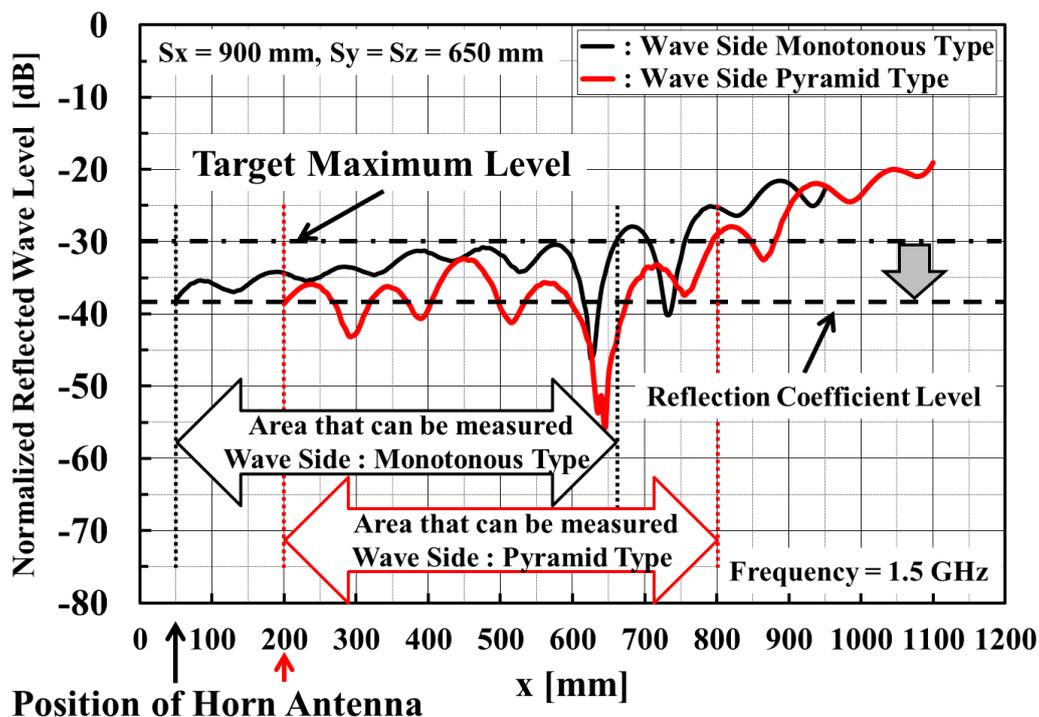
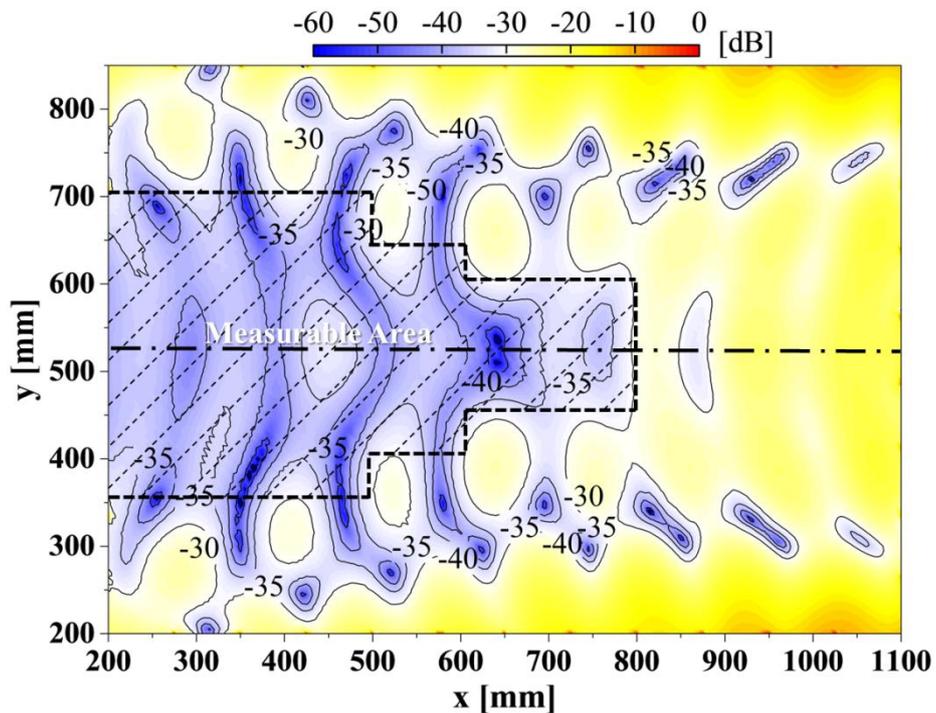


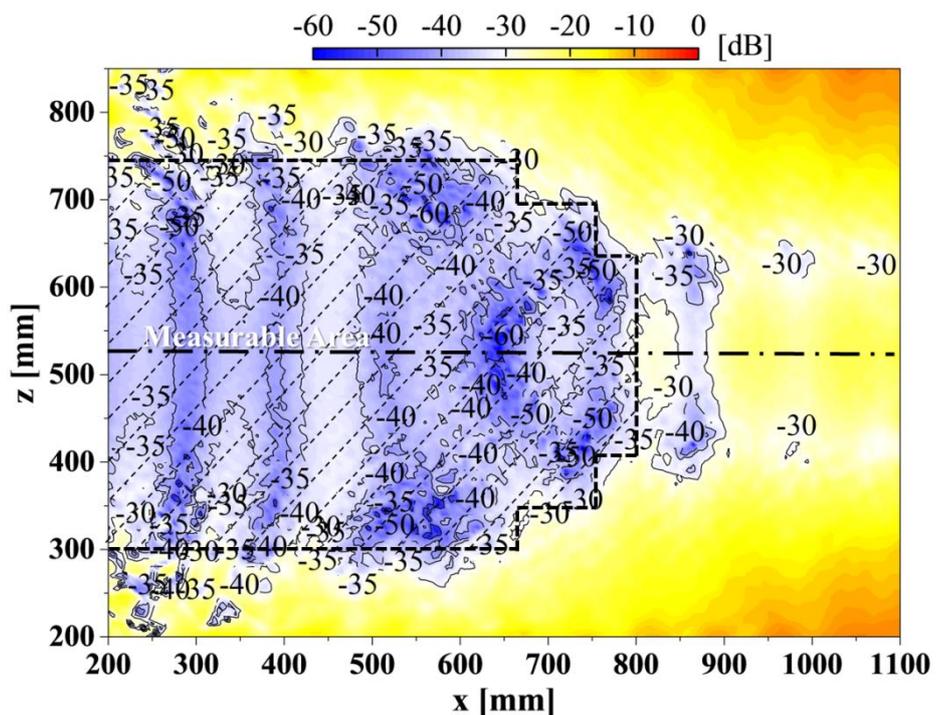
図7-1-1. 各電波暗箱構造の正規化反射波レベルの比較

図7-1-1より、波源側にピラミッド型電波吸収体を設置したので、ホーンアンテナの開口面位置を、 $x=50$ mm から 200 mm に変更している。また、内寸法は維持しているので、特性は、伝搬方向 (x 軸方向)、 $x=200$ mm ~ 1100 mm の範囲となる。測定可能領域を比較すると、平板型電波吸収体の場合、 $x=50$ mm ~ 660 mm の範囲で、伝搬方向 (x 軸方向) のサイズ 610 mm、一方、ピラミッド型電波吸収体の場合、 $x=200$ mm ~ 795 mm の範囲で、伝搬方向 (x 軸方向) のサイズ 595 mm の結果を得た。波源側をピラミッド型電波吸収体に変更することで、測定可能領域が、 15 mm 程度縮小したが、その効果として、全体的に正規化反射波レベルは改善され、適用している電波吸収体の反射係数 -38.9 dB に近づいている。測定可能領域が、縮小したのは、これまで適用してきた波源側の電波吸収体の反射係数に比べ、 33 dB 以上改善したので、側面からの反射波の影響が見え始め、

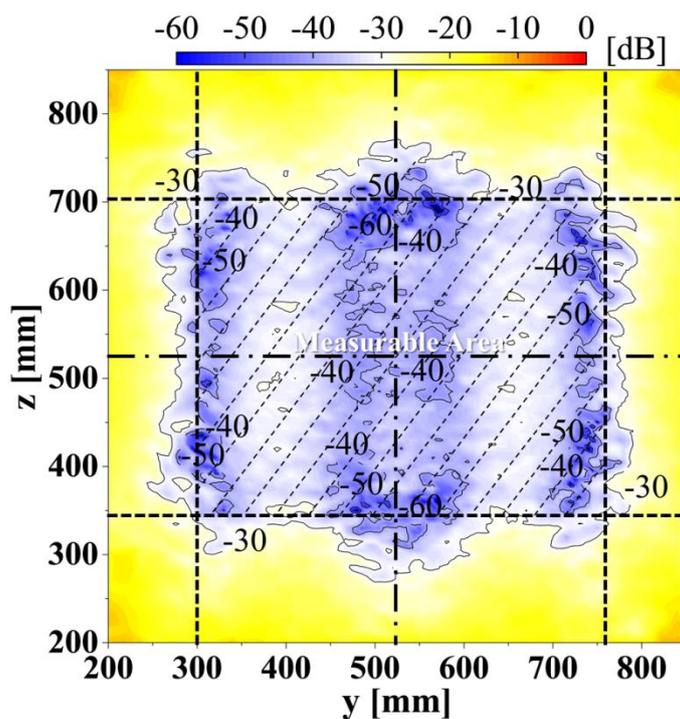
これが起因していると考えられる。以下、各面における正規化反射波レベル分布を
 図7-12に示す。



(a) x-y 面 ($z=525$ mm)



(b) x-z 面 ($y=525$ mm)



(c) y-z 面 (x=600 mm)

図7-12. 各面における正規化反射波レベル分布図 (1.5 GHz)

これらの結果から内寸法 $S_x=900$ mm, $S_y=S_z=650$ mm の電波暗箱において、波源側の電波吸収体を平板型 (反射係数: -5.5 dB@1.5 GHz) からピラミッド型 (反射係数: -38.9 dB@1.5 GHz) に変更することで、波源側が平板型電波吸収体の結果である図5-12(a), (b)の結果に比べ、図7-12(a), (b)の結果から波源側の正規化反射波レベルが改善していることが確認できる。更に、波源側以外の領域の正規化反射波レベルにおいても全面にわたって改善している。一方、正規化反射波レベル -30 dB 以下の測定可能領域は、これまでと同様に、電波暗箱内全域でなく、図7-12において、斜線で示した領域のみとなり、この場合も測定時には、この領域内に評価対象物を設置することが、誤差を抑えた評価を行うために必要である。測定可能領域として、 400 mm \times 250 mm \times 450 mm の領域が得られている。y 方向の領域が縮小しているが、この場合もこの領

域は、スマートフォンクラスのサイズを評価するのに十分な領域である。更に、タブレットサイズの評価にも適用の可能性があると考える。

表7-2に、波源側をピラミッド型電波吸収体に変更することで、電波暗箱特性が改善されたことを明確にするため、電磁界解析シミュレーション結果の全ポイントデータから正規化反射波レベル -30 dB 以下と -35 dB 以下のポイント数を求め、全データ数に対する割合をパーセントで算出した。表中に従来構造との比較をまとめる。尚、このデータは、離散している全てのデータから求めているので、先に示した測定可能領域から求められる割合とは異なる。この表から正規化反射波レベル -30 dB 以下の割合が、波源側の電波吸収体をピラミッド型電波吸収体にするだけで、0.7 %減少した結果となっているが、これは、シミュレーションの観測点を増やすことで、この差は無くなり同等の結果が得られると考える。波源側の電波吸収体を変更することによる効果は、正規化反射波レベル -35 dB 以下の結果から、この電波吸収体による反射波が抑圧されることにより正規化反射波レベルが低減していることである。

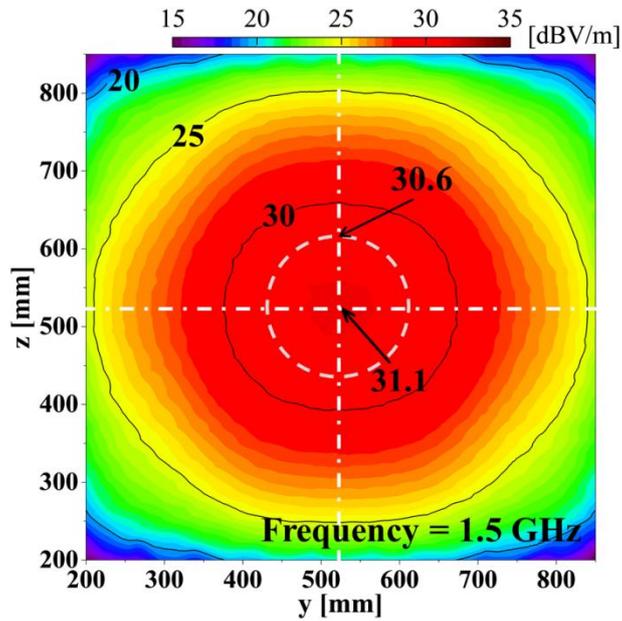
表7-2. 電波暗箱構造による正規化反射波レベルの比較 (1.5 GHz)

Normalized Reflected Wave Level	-30 dB Below (%)	-35 dB Below (%)
Monotonous Type	32.2	11.4
Pyramid Type	31.5	16.0

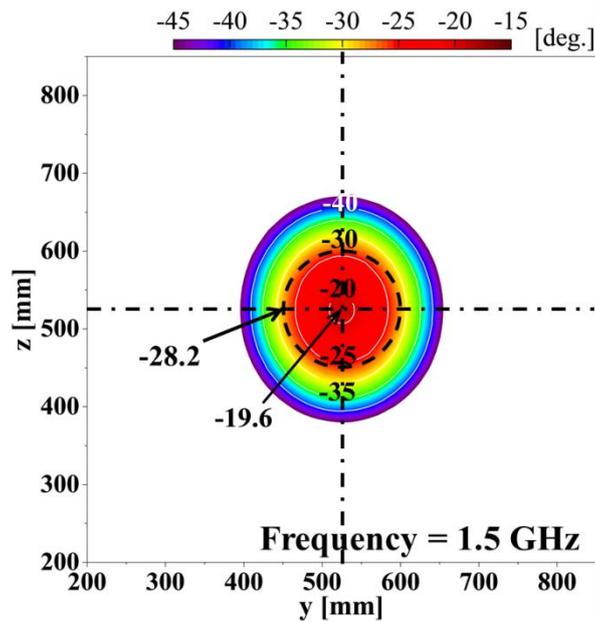
次に、波源側をピラミッド型電波吸収体に変更した場合においても平面波に近い理想的なフィールドが得られているかを確認した。電界振幅および位相分布の結果を図7-13にそれぞれ示す。また、これまでの検討と同様に、同図

第7章 移動通信端末を設置した場合の特性

に移動通信端末のサイズを直径150 mmの円と仮定した円を点線で示す。



(a) 電界振幅分布 (y-z 面)



(b) 位相分布 (y-z 面)

図7-13. 電界振幅分布, 位相分布特性(中心座標: $x=600$ mm, $y=z=525$ mm)

図7-13の結果から移動通信端末と仮定した円内の振幅は、 ± 0.25 dB、位相は ± 4.30 度以内の変化に収まっており、これらの変化は、非常に小さい。以上の結果から波源側の電波吸収体をピラミッド型電波吸収体に置換えた場合においてもこれまでと同様の結果を得た。これにより、本検討でも振幅、位相分布のみの評価であるが、送信アンテナ近傍で、平面波に近い理想的なフィールドが、この構造においても得られていることを確認した。

以上の結果から波源側の電波吸収体をピラミッド型電波吸収体に置換えることで、懸念としていた波源への影響による電波暗箱の明らかな特性劣化は確認されず、むしろ効果として特性改善を確認した。また、これによる電波暗箱の外形寸法の増加は、この1.5 GHzでの検討において、x軸方向へ150 mmの増加のみに留まっており、外形寸法の目標値は、この場合においても十分満足している。次節では、この新たに提案した電波暗箱構造において、移動通信端末を設置した場合のオフセット特性を設置位置による影響も含めて確認する。

7.3.2 移動通信端末を設置した場合の特性

以上の検討結果から波源側にピラミッド型電波吸収体を配置した新たな電波暗箱構造において、これまでと同等以上の特性が得られていることを確認した。以下、この電波暗箱を適用して、移動通信端末を設置した場合、波源側の電波吸収体の特性改善によるオフセットを求めた。移動通信端末であるスマートフォン或いはタブレットの設置位置は、波源からの距離が、これまでと同じ位置である（波源から400 mmの位置）。それぞれの寸法形状およびモデル構造は、図7-2、図7-4で定義したものとなる。その結果を、図7-14および図

第7章 移動通信端末を設置した場合の特性

7-15にそれぞれ示す。

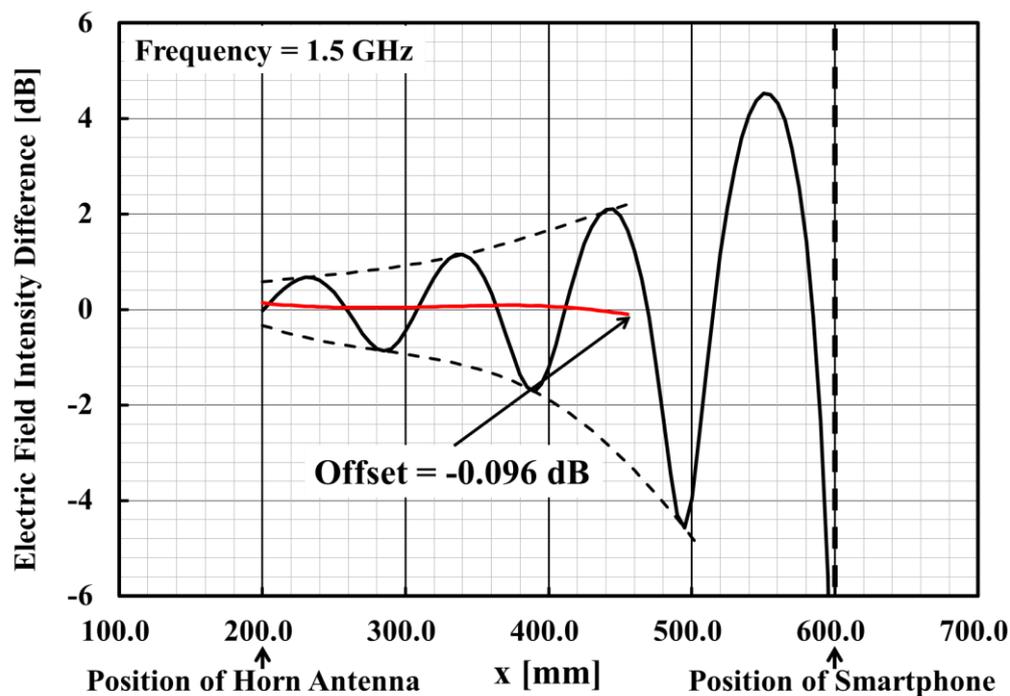


図7-14. 定在波特性 (スマートフォン)

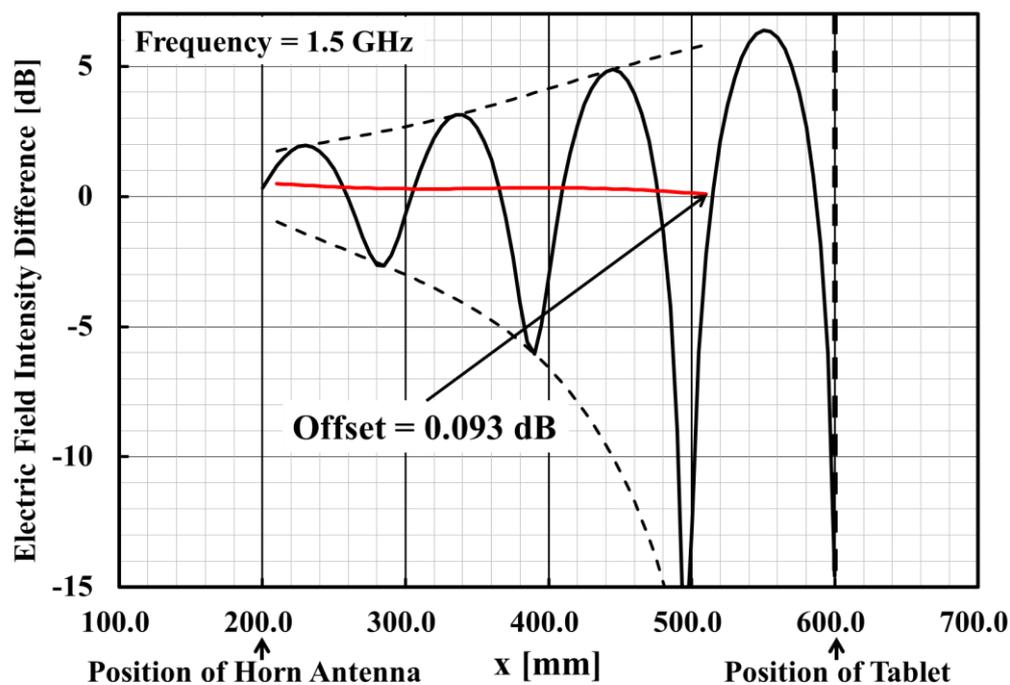


図7-15. 定在波特性 (タブレット)

これらの結果からスマートフォンおよびタブレットの双方で、波源側の電波吸収体を平板型からピラミッド型電波吸収体に変更することで、波源側の面から発せられる多重反射の影響が抑えられ、それぞれの位置で求めたオフセットが、目標値の $|0.1|$ dB 以下に改善されていることから移動通信端末上でもオフセットが、 $|0.1|$ dB 以下になっていることが言える。

この改善効果を明確にするために、波源側の電波吸収体の違いによるオフセット特性を比較した図を、それぞれ図7-16および図7-17に示す。尚、波源位置が異なるため、波源位置を基準に合わせて表現している。図7-16から波源側をピラミッド型電波吸収体に変更することで、波源側からの多重反射波が抑えられ、波源から10 mmまでは、オフセットが、0.1 dB を超えているが、それ以降は、 $|0.1|$ dB 以下の結果を得ており、改善効果が確認できる。

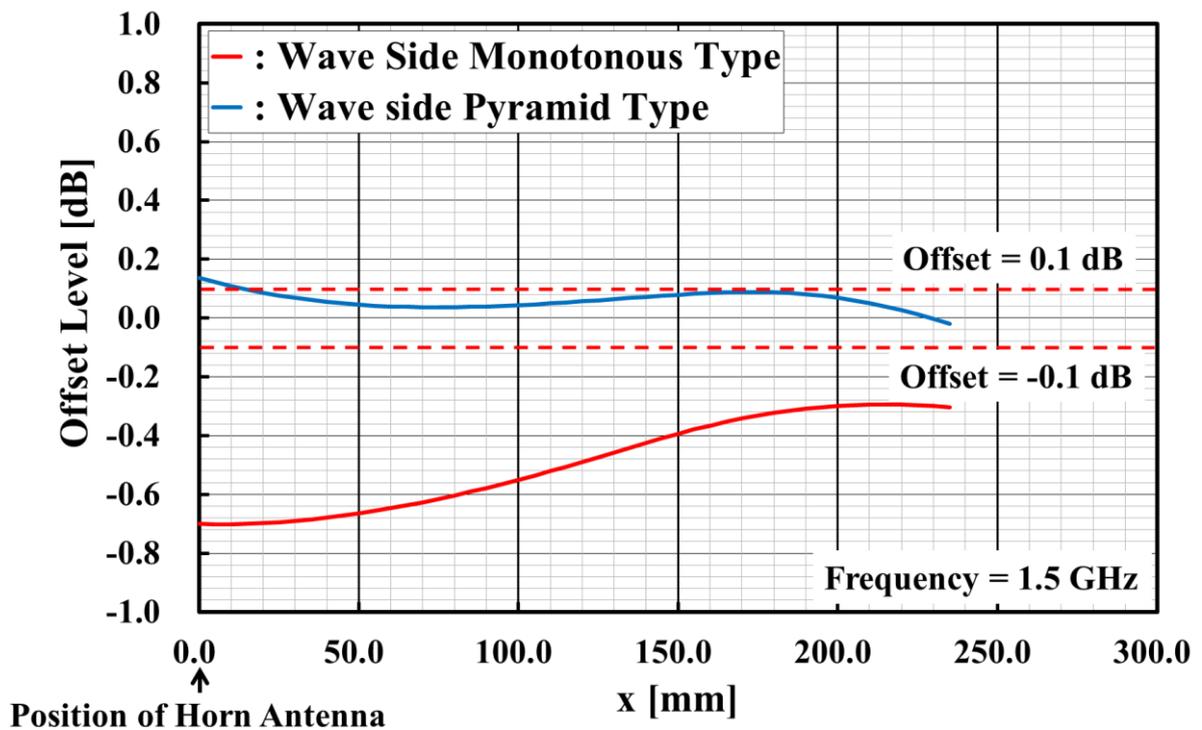


図7-16. オフセット特性の比較 (スマートフォン)

第7章 移動通信端末を設置した場合の特性

図7-17に示すタブレットの場合、スマートフォンに比べ、表面積が大きい
ため、スマートフォンのオフセット特性とは異なり、全体的にオフセットが、
 $|0.1|$ dB 以下でなく、タブレットが設置している位置に近づくことで、オフセ
ットが、 $|0.1|$ dB 以下になる特性である。しかし、電波吸収体を変更すること
によるオフセットの改善効果は、十分確認できる。また、移動通信端末が設置
している位置が、受信点となる。この地点で、これまでの検討からオフセット
は、 $|0.1|$ dB 以下を本論の目標値とした。これは、特性への影響を考慮した条
件となる。図7-17のタブレットの特性を見ると x の位置によりオフセット
が低減する傾向を示しているので、この条件は満足していると考ええる。

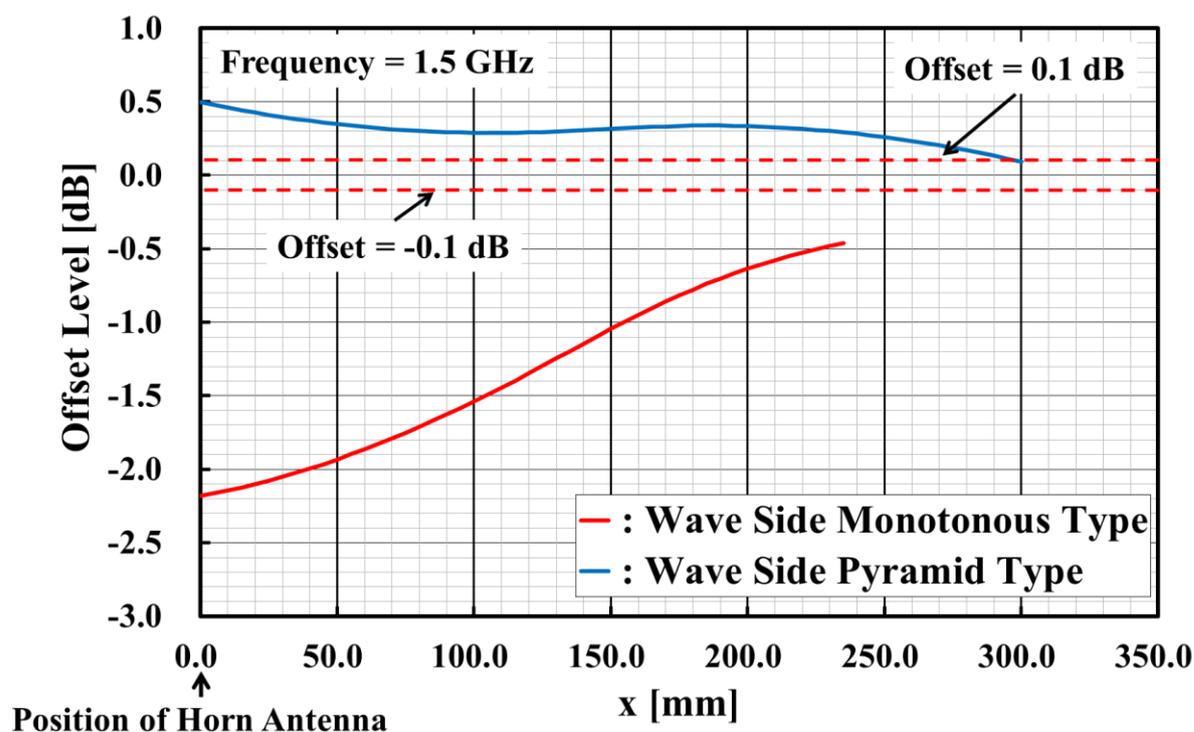


図7-17. オフセット特性の比較 (タブレット)

次に、この電波暗箱構造において、移動通信端末（UE）の設置位置による影響を求めた。図7-18に、設置位置を示す。設置位置は、これまでの設置位置である波源から400 mmの位置 ($x=600$ mm) を基準に、1.5 GHzの1波長である 200 mmを前後させて、設置した場合のオフセット特性を求めた。具体的には、 $x=400$ mm, 800 mmの位置になる。設置した移動通信端末は、これまでと同様に、スマートフォン或いはタブレットである。以下、それぞれの条件におけるオフセット特性を図7-19～図7-22に示す。また、設置位置によるオフセットの影響を明確にするために、波源位置を基準にしたオフセット特性の比較も図7-23および図7-24に示す。

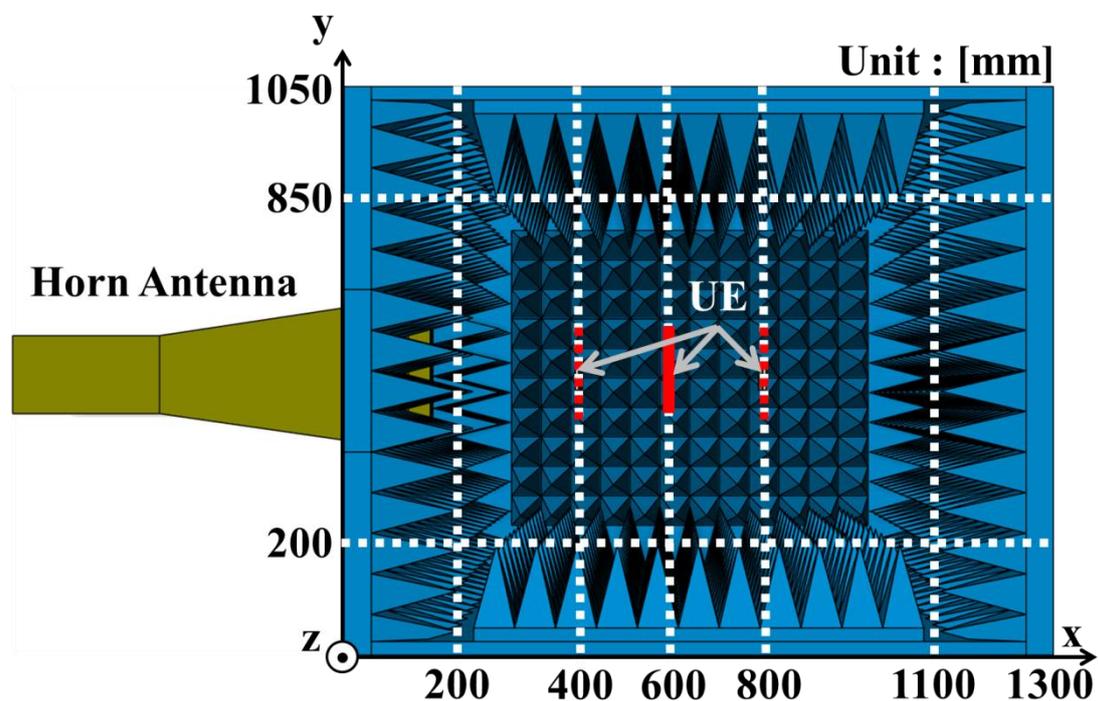


図7-18. 電波暗箱内のUEの設置位置 (Internal View)

第7章 移動通信端末を設置した場合の特性

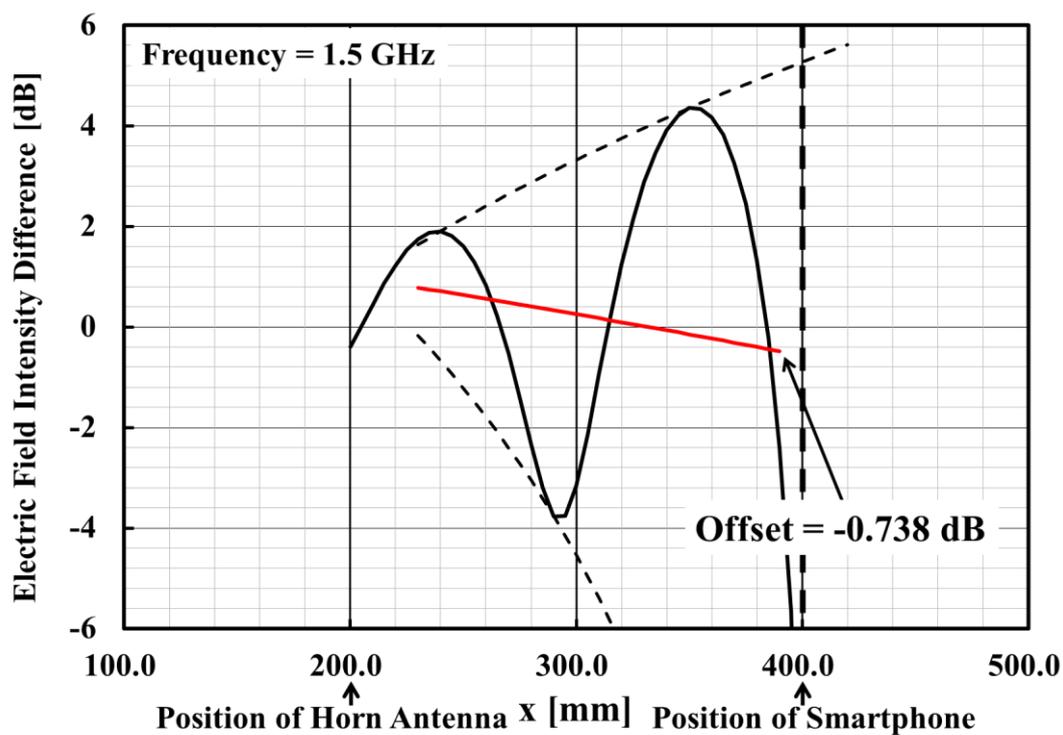


図7-19. 定在波特性 (スマートフォン)

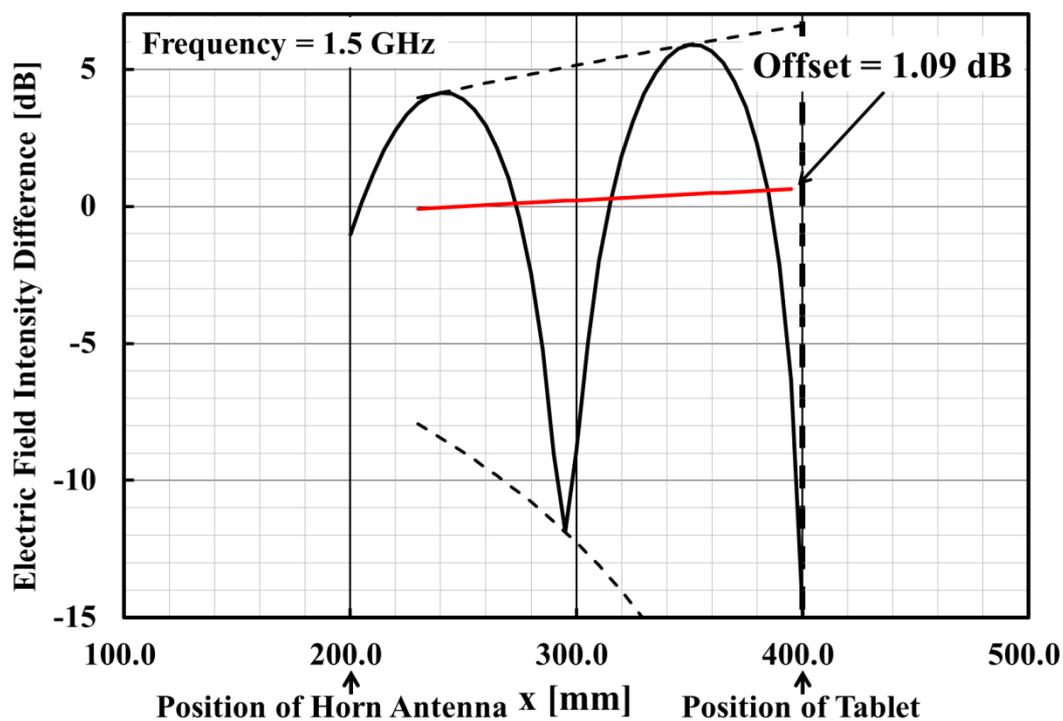


図7-20. 定在波特性 (タブレット)

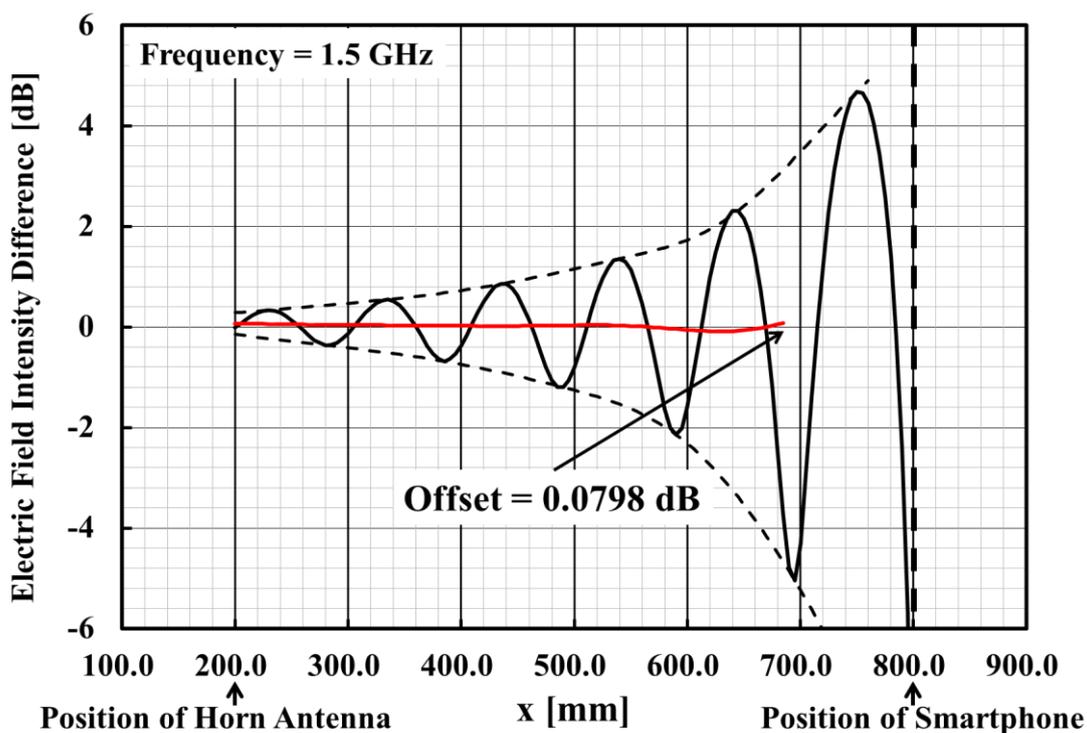


図7-21. 定在波特性 (スマートフォン)

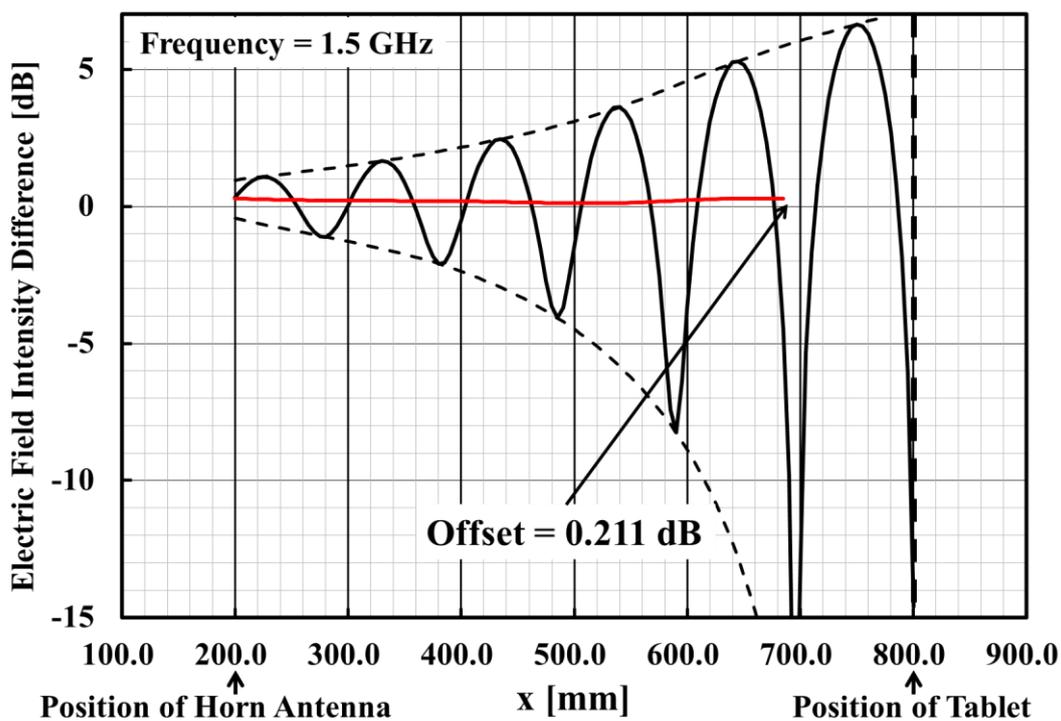


図7-22. 定在波特性 (タブレット)

第7章 移動通信端末を設置した場合の特性

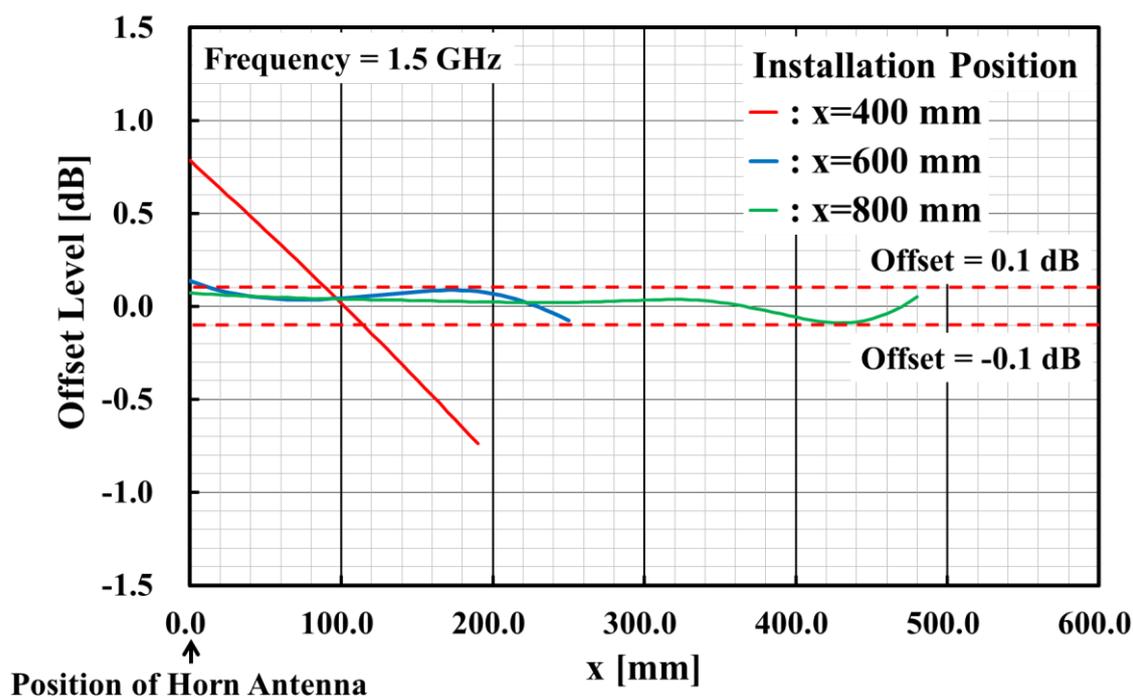


図7-23. 設置位置による定在波特性の比較 (スマートフォン)

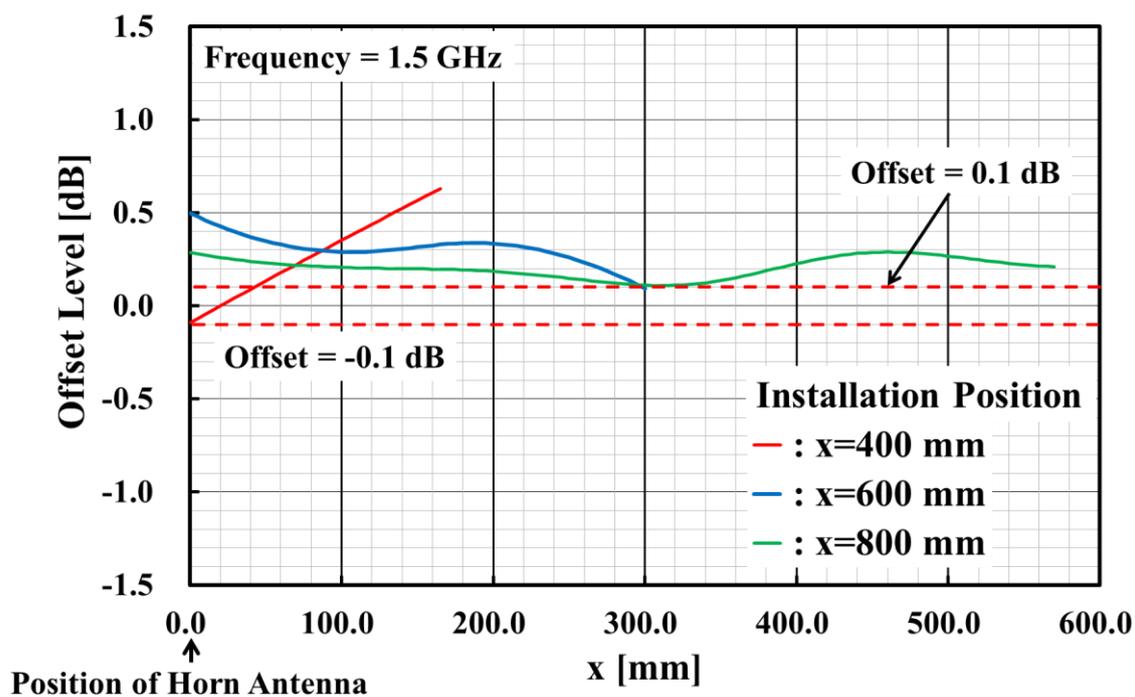


図7-24. 設置位置による定在波特性の比較 (タブレット)

第7章 移動通信端末を設置した場合の特性

以上の結果から波源側の電波吸収体を平板型からピラミッド型電波吸収体に置換えることで、 $x=600$ mm の位置において、波源側の面からの多重反射によるオフセットが $|0.1|$ dB 以下で、BER 特性への影響を抑えた値になっていることを確認した。波源からの設置位置に関して、今後、実機による検証が必要であるが、本シミュレーション結果から移動通信端末 (UE) の設置位置を $x=600$ mm (波源から 400 mm の位置) を起点にした場合、波源に近づけることで、BER 特性に影響を与えるオフセットが発生している。これらの結果より、現状、スマートフォンの場合、設置位置は、図 7-12 の斜線で示した評価可能領域内において、 $x=600$ mm 以上の位置に設置するのが、誤差を抑えた評価結果を得るために必要である。次に、表面積の大きいタブレットの場合、波源から遠ざけた設置位置 $x=800$ mm で、オフセットの目標値である $|0.1|$ dB 以下を超えるオフセットが発生している。これは、図 7-12 で、 $x=800$ mm における評価可能領域とタブレットのサイズを比較すると、評価可能領域より、タブレットのサイズが上回ったため、側面等からの反射波の影響も加わり、これらの影響で、 $|0.1|$ dB を超えるオフセットが発生したと考えられる。以上の結果から移動通信端末の設置位置は、評価可能領域内で、極力、波源から遠ざけることが、誤差を抑えた結果を得るために必要である。以上、本電波暗箱では、スマートフォンおよびタブレットの双方で満足する設置位置は、 $x=600$ mm 付近にすることである。これにより測定誤差を抑えた結果を得ることができる。更に、タブレットサイズの測定では、オフセットによる測定誤差を抑えるために、測定値の誤差補正も有効な手段と考える。これは、今後の検討項目とする。

7.4 第7章のまとめ

これまで検討してきた電波暗箱に、移動通信端末であるスマートフォン或いはタブレットを設置した場合の特性について、シミュレーションから検証を行った。その結果、波源側に敷き詰めた平板型電波吸収体の影響で、多重反射によるオフセットが発生し、そのオフセットが、BER特性評価に誤差として影響を与えることを明らかにした。

この検証結果を踏まえ、波源側の電波吸収体を平板型からピラミッド型電波吸収体に置換えた。その電波暗箱の特性を確認して、新たな電波暗箱構造の提案を行った。この新たな電波暗箱において、移動通信端末を設置した結果、設置位置によるが、 $x=600$ mm (波源から400 mm) の位置で、オフセットが、BER特性に影響を与えないレベルになっていることを確認した。また、電波暗箱の外形寸法は、この場合においても十分目標値を満足している。更に、700 MHzで所望の特性が得られるピラミッド型電波吸収体に置換えた場合、この場合も y , z 方向で、50 mmを超えているが、目標の最大体積は、満足している。

評価時の注意点として、波源近傍においては、依然として、オフセットが発生している。したがって評価時には、QZ レベル -30 dB 以下を満たした領域で、且つ、波源から遠ざけた位置に、移動通信端末を設置するのが、オフセットによる誤差を抑えた評価を行うために必要である。また、タブレットの結果からスマートフォンに比べ、タブレットの表面積が大きいため、オフセットが発生しやすい。このため、設置位置に注意することが必要である。また、特にタブレットサイズの測定では、測定精度を上げるために測定値の誤差補正も有効な手段と考える。これは、今後の検討項目とする。

以上、本章の結果から設置位置を注意して、移動通信端末の表面積により測定値の誤差補正が必要な場合もあるが、この電波暗箱の内寸法サイズは、タブレットサイズまで対応可能との結論を得た。これにより、ほぼ、現状の全移動通信端末の受信評価に適用可能と考えられる。今後、以上のシミュレーション結果から導き出された結論の妥当性を、実機による実験で検証することが、今後の検討項目として残される。

参考文献

- (1) 村山健太郎・小林一彦・三枝健二：「携帯端末設置による電波暗箱内部の電磁界の影響」，電子情報通信学会ソサイエティ大会，B-4-37， p. 245 (2016-9).
- (2) 安斎弘樹・才川亮・水本哲弥・内藤喜之：「ピラミッド形電波吸収体の特性解析ー近似モデルと TE 波への適用ー」，電子情報通信学会論文誌 B-II 研究速報，Vol.J78-B-II No.3, pp191 -199 (1995-3).
- (3) 岩井誠人：「移動通信における電波伝搬」，コロナ社，pp.143 - 158 (2012-11).
- (4) Andrea Goldsmith： “Wireless Communications”， Cambridge University Press (2005-8).
- (5) 斉藤洋一：「デジタル無線通信の変復調」，電子情報通信学会 (1996-2).

第7章 移動通信端末を設置した場合の特性

- (6) John G. Proakis, and Masound Salehi : “Communication Systems Engineering”, Chapter9 ”Digital Transmission via Carrier Modulation”, Section2 ”Carrier-Phase Modulation”, Subsection2 “Probability of Error for Phase Modulation in an AWGN Channel”, Page 638, Equation(9.2.33), Prentice Hall (1994).

第8章 結論

移動無線通信において、特に2000年以降急速に需要が拡大し、発展してきた携帯電話に代表されるセルラー通信は、音声中心の時代からスマートフォンおよびタブレット等に見られるデータ通信が中心となる時代へと変遷していく中、通信速度の高速化を目的に、約5年を周期に、新しい通信方式が採用されてきた。それに伴い高速通信を行う一手段として通信帯域の広帯域化が進められた。広帯域を得るための一例として、既存の通信バンドを組合せて、所望の帯域を確保するCA(Carrier Aggregation)技術によるシステムが実用化されている。2020年の東京オリンピック開催に合わせて商用サービスが開始される5Gシステムでは、IoT(Internet of Things)等の実現を意識して10 Gbpsを超える通信速度を目指し、新たな無線通信周波数として、6 GHz以下の周波数帯およびミリ波帯(準ミリ波帯も含む)の利用が検討され、将来に向けた広帯域移動通信の本格的な運用を目指している。このような移動通信の変革から次世代移動通信端末は、既存の端末に比べ、ミリ波帯(準ミリ波帯も含む)の対応も含め、更なるマルチバンド化が進められる。このため次世代移動通信端末の送受信特性評価では、LTE(Long Term Evolution)までの通信方式に見られる単一の周波数で行える評価と異なり、アンテナおよび高周波回路の周波数特性も含めた電波を発生した広帯域な評価を行うことが重要である。この評価を行うには、既存の無線システムへの干渉を避けるために、閉空間で広帯域な評価環境である電波暗室内での評価が一般的と考える。しかし、コストおよび利便性の観点から電波暗室に代わる評価環境のニーズが、今後、一層高まると予測する。この低コストで利便性が高い評価環境として移動可能な電波暗箱が考えられるが、移動通信

第8章 結論

端末の評価環境として適用できるか明確でないのが現状である。

本研究では、基礎研究として上記の背景からダウンサイジングを意識して、DL(Down Link)-CA の動作検証も可能とする電波暗室に代わる広帯域な閉空間評価環境を低コストで利便性が高く、更に移動可能な電波暗箱に求め、まずは次世代移動通信端末の受信評価環境の構築を目指した。その評価環境は、自由空間と同等で、また、波源は、基地局からの信号を想定して平面波に近づけることである。その実現の可能性を示すことを目的に、基礎検討から研究を行った。本研究の成果を各章毎にまとめると以下のようなになる。

第1章では、序論として本研究の背景、目的そして論文構成について述べた。背景で、セルラー通信の技術動向から現状の課題を明らかにして本研究の必要性を示し、目的で、本研究の目指すところとして、電波暗箱内に受信評価が行える環境の構築と目標とする電波暗箱サイズ（電波暗室の1/10以下に相当する最大外形寸法：2.0 m × 1.5 m × 1.5 m）を明確にした。また、電波暗箱内で主に用いる電波吸収体は、多くの電波暗室内および電波暗箱内で用いられ、更に特性面からピラミッド型電波吸収体を適用した。最後に論文構成について触れ、次章に繋げた。尚、検討周波数は、現状の移動無線通信システムの動向と電波吸収体の特性から700 MHz～3 GHzとした。

第2章では、第3章以降で、各構造の電波暗箱特性を有限要素法による電磁界解析シミュレーションから求めるために、電波暗箱内に用いるウレタンフォームを基に、カーボンを浸透させたピラミッド型電波吸収体の材料定数である複素比誘電率を、市販の電波吸収体を使用して実験から求めた。この実験で求めた周波数以外の複素比誘電率に関しては、分散性媒質の Debye 型緩和式を適用して導出した。その妥当性は、試作した電波暗箱内の電界強度分布を実験よ

り求め、この実験結果とシミュレーション結果とを比較することで確認した。これにより本シミュレーション結果が電波暗箱の電磁界解析に有効であることを示した。

第3章では、第2章で求めた複素比誘電率を用いて、700 MHzにおいて、電磁界解析シミュレーションから現状一般に使用されている既存の電波暗箱内の電界分布と自由空間の電界分布を比較することで、既存の電波暗箱の問題点を明らかにした。電波暗箱内の電界分布は、伝搬にしたがって自由空間と比べ、大きな減衰が発生している。また、電波吸収体からの反射波の影響が少ない領域が狭く、明らかに自由空間の電界分布と異なった結果を得た。更に、その特性は、周波数依存が高い。このため既存の電波暗箱は、例えば DL-CA に対応した広帯域な周波数範囲で、移動通信端末の受信評価を行う環境として適さないことを明らかにした。

第4章では、閉空間評価環境として電波暗箱が、次世代移動通信端末の受信評価に適用可能となるために必要となる性能を求めた。一般に電波暗箱の性能は、その性能指標の一つである QZ(Quiet Zone)で表現される。本論では、移動通信端末の受信特性に影響を与えない直接波に対する反射波の振幅比以下の領域を QZ、その振幅比を QZ レベルと定義した。この QZ レベルと受信特性である BER(Bit Error Rate)特性との関係をマイクロ波通信システムシミュレータにより、その関係を明らかにすることで、次世代移動通信端末の受信評価に適用できる電波暗箱の性能を示した。この結果から QZ レベルを -30 dB 以下を本論の目標値とした。尚、BER を求める際には、無線通信の基本的な変調方式である QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)を用いた。

第5章では、前章で求めた QZ レベル -30 dB 以下を実現する電波暗箱構造を、第2章で問題点を明らかにした既存の電波暗箱特性を参考に提案した。その構

第8章 結論

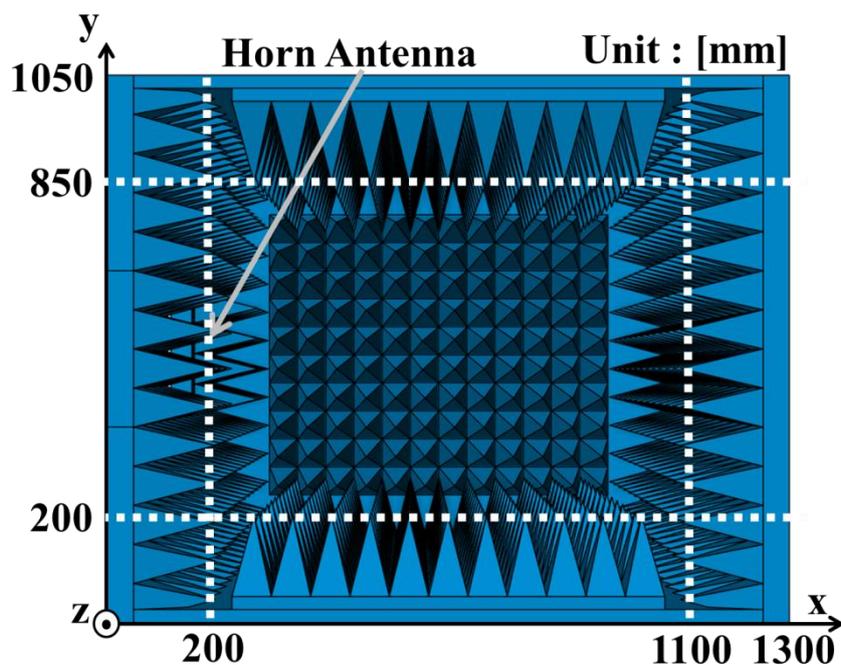
造は、波源であるアンテナに、指向性の鋭いホーンアンテナを用い、電波暗箱の側面からの反射波を抑え、対面の電波吸収体からの反射波を主とする構造である。また、波源をホーンアンテナにすることで、平面波に近づけている。この目標性能を満足し、小型化を意識した電波暗箱の現状における最良寸法は、各寸法をパラメータに電磁界解析シミュレーションを行うことで求めた。その結果、電波暗箱の全領域ではないが、タブレットサイズまでの評価が可能な QZ レベル -30 dB 以下の評価可能領域が得られ、提案する電波暗箱の有効性を示した。また、波源は、送信アンテナ近傍においても、振幅、位相分布のみの評価であるが平面波に近い理想的なフィールドが得られていることを確認した。尚、求められた電波暗箱の体積は、検討を行った 700 MHz および 1.5 GHz の双方において目標とした最大外形寸法から求めた最大体積を満足している。

第6章では、提案した電波暗箱の広帯域化に向けた検討項目について、また、小型化および特性改善の可能性を示した。広帯域化は、評価周波数の最低周波数で反射係数が -40 dB 程度以下のピラミッド型電波吸収体を適用し、送信アンテナには、EMC (Electro-Magnetic Compatibility) 評価等に、一般に適用されているダブルリッジホーンアンテナを用いることで広帯域化が可能である。小型化については、 700 MHz で特性改善を行った電波暗箱において、反射係数の違う2種類のピラミッド型電波吸収体を適切に配置することで、電波暗箱の体積で 54.1% の削減を実現し、小型化の可能性を示した。また、特性改善については、波源に対する入射角度を $|35|$ 度以下になるようにピラミッド型電波吸収体を傾けることで、特性改善が可能であることを示した。

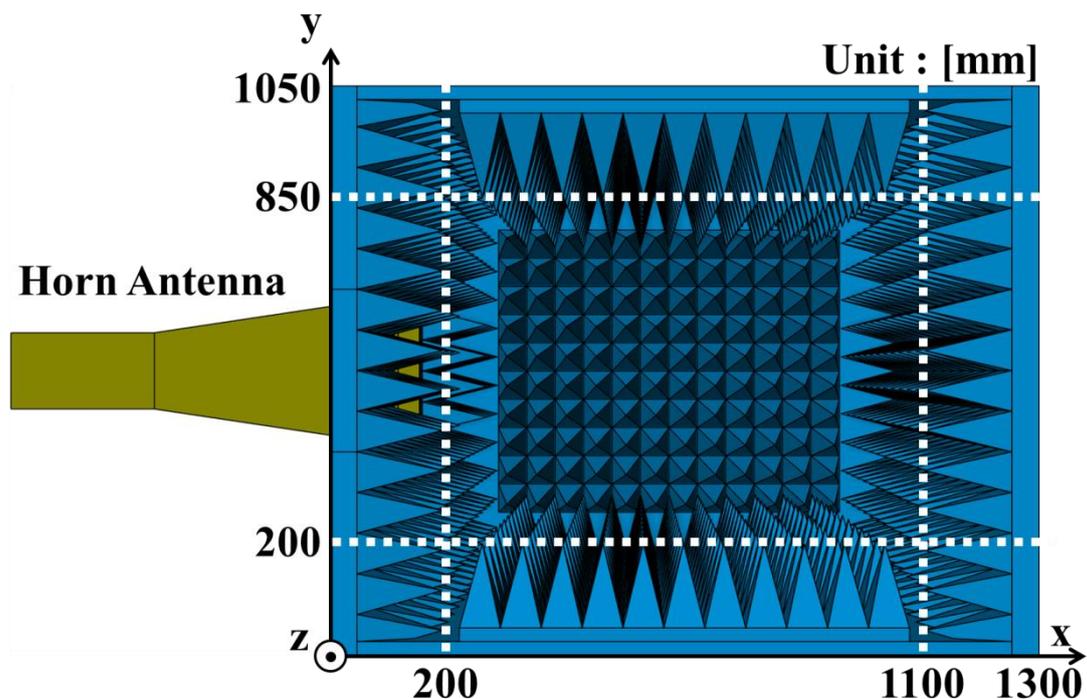
第7章では、実用化を目指して、スマートフォン或いはタブレットなどの移動通信端末を実際に電波暗箱内に設置して評価した場合の問題点を明らかにして、特性改善のため第5章の電波暗箱構造から新たな構造の提案を行った。こ

の場合においても目標とする電波暗箱の最大体積を満足している。また、評価時の注意点として、移動通信端末の適切な設置位置について示した。

以上のように、本論では、基礎検討として、次世代移動通信端末の受信評価が行える自由空間と同等で、広帯域な評価環境を移動可能な電波暗箱に求め、評価に耐えうる電波暗箱構造を提案し、電磁界解析シミュレーションにより、その可能性を示した。更に、今後の実用化を目指して、アンテナの広帯域化の対応方法、小型化および特性改善の可能性を示した。また、実際に、移動通信端末を提案した電波暗箱内に設置した場合の問題点を明らかにして、特性改善のため、新たな電波暗箱構造の提案を行い、実用化に近づけたことが、本研究の成果である。本研究で1.5 GHzの検討から得られた、上部から内部を見た（上部のピラミッド型電波吸収体は、便宜上、除いている）基本的な電波暗箱構造図を現状の最良寸法も含め図8-1(a), (b)に示す。



(a) 電波暗箱構造図 (Internal View)



(b) ホーンアンテナも含めた電波暗箱構造図 (Internal View)

図8-1. 本研究で得られた最良寸法の基本的な電波暗箱構造図 (1.5 GHz)

尚, 第6章で示した小型化および特性改善を行うための構造は, 可能性まで留めているため, 今後の検討項目とした。

今後の検討項目として, 下記の項目が挙げられ, 電波暗箱の試作も含め, ①から④までの検討を行い, ⑤として最終的には, 検討から得られた構造の電波暗箱を試作して, 移動通信端末の受信評価を行い, 改善点を洗い出し, その改善を繰り返すのが, 実用化に向けて必要である。図8-2に, 実用化に向けて, 現時点で, 最終的な構造と考える電波暗箱内に移動通信端末である UE (User Equipment) を設置した電波暗箱内部の図 (上部から見た) を示す。また, 同図に, 検討項目を関連付けた番号も示す。この場合も上部のピラミッド型電波吸収体は除いている。評価時には, 下部と同様にピラミッド型電波吸収体を設置

する。尚、この図において表記した寸法は、現状、最良と考える内寸法を記述している。今後の検討により、更なる小型化を期待する。

➤ 実用化を目指した今後の検討項目

- ①. ダブルリッジホーンアンテナの近傍界での特性確認。
- ②. 試作した電波暗箱の特性から寸法形状の再検討。
- ③. ピラミッド型電波吸収体の傾き角度と適用範囲の最適化。
- ④. UE の設置可能範囲の再検討。
- ⑤. 上記を満足した電波暗箱を試作し、実際に移動通信端末の受信評価を行うことで、問題点を洗い出し、その問題点を解決した電波暗箱の試作と受信評価を行い、改善を繰り返す。

以上が、実用化に向けた現状考えられる検討項目である。

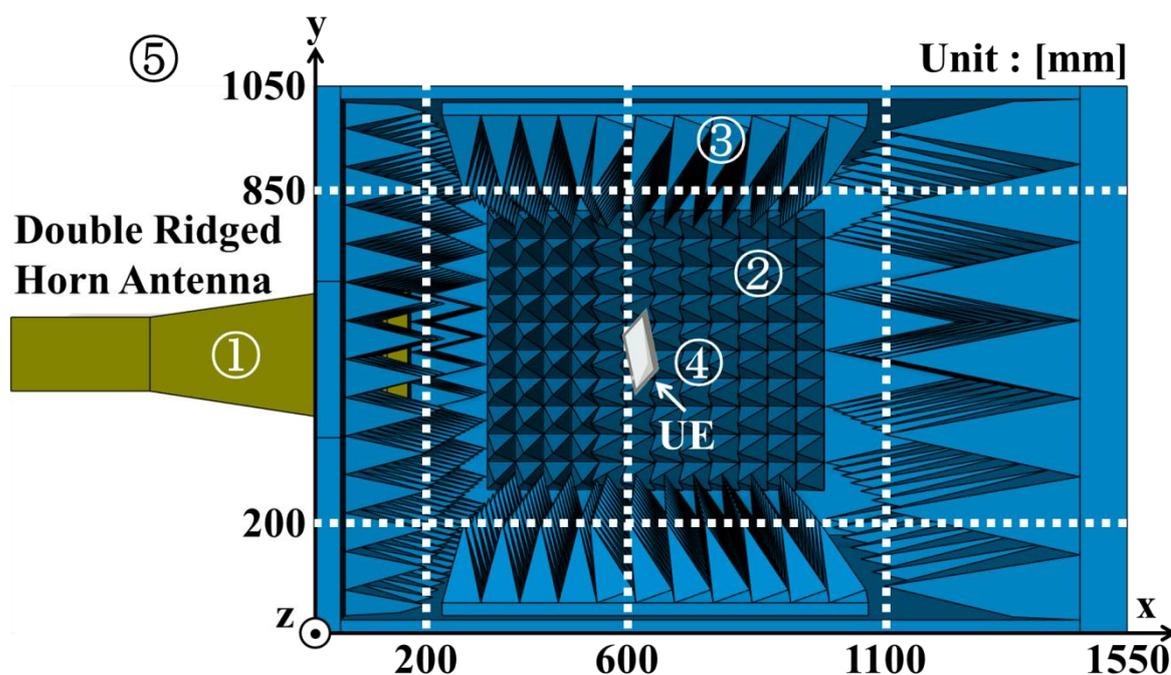


図8-2. UEも含めた最終的な構造と考える電波暗箱構造図 (Internal View)

第8章 結論

上記の電波暗箱の実用化に向けた検討以外に、電磁界解析シミュレーションの精度検証の点から、これまでの検討結果を基に試作した電波暗箱の評価結果と有限要素法を適用したシミュレーション結果の比較、更に、電磁界解析手法の違いによるシミュレーション結果の比較も含め、別途、今後の検討項目として、挙げられる。

今後の検討項目から特性改善することで、移動通信端末の受信評価が行える広帯域で簡易的な評価環境として、電波暗箱の提供が可能になると考える。尚、送信向けの評価環境については、図8-2に示す電波暗箱構造を基本に、評価環境として適用した場合の可能性も含め、今後の検討項目として残す。

謝辞

本論文を作成するにあたり，丁寧かつ熱心なご指導を賜りました，指導教員である日本大学理工学部電子工学科 三枝健二教授に心より感謝申し上げます。また，博士論文の審査において貴重なアドバイスを賜りました，日本大学理工学部電気工学科 山崎恆樹教授，日本大学理工学部電子工学科 大谷昭仁教授に心より感謝申し上げます。

本研究を進めるにあたり，実験，電磁界解析シミュレーション等のご協力および熱心にご議論を頂いた日本大学大学院理工学研究科博士前期課程電子工学専攻 村山健太郎様，日本大学理工学部電子情報工学科卒業生 保田麻耶様（現在，株式会社エクサに勤務）に，ここに感謝の意を表します。

最後に，本研究を進めるにあたり一番の理解者であり，献身的に支えてくれた妻に深謝します。

付録

著者発表論文等

本論文関連

－審査付論文－

- (1) 小林一彦・村山健太郎・保田麻耶・三枝健二：「次世代無線携帯端末向け受信評価用電波暗箱の基礎検討」，電気学会論文誌 A（基礎・材料・共通部門誌） Vol. 137, No.1, pp.34 - 45 (2017-1).

－口頭発表（国内）－

- (2) 村山健太郎・小林一彦・三枝健二：「携帯端末設置による電波暗箱内部の電磁界の影響」，電子情報通信学会ソサイエティ大会，B-4-37， p. 245 (2016-9).
- (3) 村山健太郎・保田麻耶・小林一彦・三枝健二：「携帯端末の無線通信特性評価用電波暗箱の広帯域化の検討」，電子情報通信学会総合大会，B-4-31， p. 351 (2016-3).
- (4) 村山健太郎・保田麻耶・小林一彦・三枝健二：「携帯端末の無線通信特性評価用電波暗箱の広帯域化の検討」，信学技報，EMCJ2015-128， pp.

23-28 (2016-3).

- (5) 保田麻耶・村山健太郎・小林一彦・三枝健二：「通信機器開発における電波暗箱の性能改善に関する研究」，第 59 回日本大学理工学部学術講演会，M-9，pp. 1027 - 1028 (2015-12).
- (6) 村山健太郎・保田麻耶・小林一彦・三枝健二：「通信機器開発における電波暗箱の性能改善に関する研究」，電子情報通信学会ソサイエティ大会，B-4-11，p. 224 (2015-9).
- (7) 村山健太郎・井上祐樹・小林一彦・三枝健二：「通信機器開発における電波暗箱の性能評価方法に関する研究」，第 58 回日本大学理工学部学術講演会，M- 8，pp. 1087-1088 (2014-12).

本論文以外の発表論文

● EMC 関連

－審査付論文－

- (8) 長谷部望・小林一彦：「球形チャンバーを用いた導電性材料のシールド効果測定法について」，電子情報通信学会論文誌 B，Vol. J70-B，No. 7，pp. 862-873 (1987-7).
- (9) 長谷部望・大野登・田村俊勝・小林一彦：「角形同軸線路型測定器を用

いたシールド材の透過特性」，テレビジョン学会誌，Vol. 41，No. 6
pp. 574-579 (1987-6).

－口頭発表（国内）－

- (10) 小林一彦・長谷部望：「球形チャンバーを用いた導電性材料のシールド効果測定法」，電子情報通信学会総合大会， p. 656 (1987-3).
- (11) 小林一彦・長谷部望：「球形チャンバーを用いた導電性材料のシールド効果測定法について」，第 30 回日本大学理工学部学術講演会， M-23, pp. 741-742 (1986-11).
- (12) 小林一彦・長谷部望：「球形チャンバーを用いた導電性材料のシールド効果測定法について」，電子通信学会光・電波部門全国大会， p. 1-98 (1986-9).
- (13) 小林一彦・大野登・田村俊勝・長谷部望：「球形シールド材測定器を用いた導電性材料の透過特性について」，第 29 回日本大学理工学部学術講演会， M-60, pp. 726-727 (1985-11).
- (14) 大野登・小林一彦・近藤誠・田村俊勝・長谷部望：「角形同軸線路を用いた導電性材料の透過特性測定法」，第 29 回日本大学理工学部学術講演会， M-59, pp. 724-725 (1985-11).

● GaAs デバイス関連

—審査付論文—

- (15) Satoshi MASUDA, Kazuhiko KOBAYASHI, Hidehiko KIRA, Masayuki KITAJIMA, Kazukiyo JOSHIN : “100-GHz Ultra-Broadband Distributed Amplifier in Chip-Size Package”, IEICE TRANS. ELECTRON., VOL.E87-C, No.7, pp. 1197-1203 (2004-7).
- (16) Taisuke Iwai, Kazuhiko Kobayashi, Yasuhiro Nakasha, Takumi Miyashita, Shiro Ohara, Kazukiyo Joshin : “42% High-Efficiency Two-Stage HBT Power -Amplifier MMIC for W-CDMA Cellular Phone Systems”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 48, No. 12, pp. 2567 - 2572 (2000-12) .
- (17) Kazuhiko KOBAYASHI, Toru MANIWA, Yoshio AOKI : “GaAs MMIC for 2.4 GHz Wireless LAN Applications”, IEICE TRANS. ELECTRON., VOL. E79-C, NO. 5, pp. 705 – 708 (1996-5).
- (18) Masafumi Shigaki, Syoichi Koike, Kazuo Nagatomo, Kazuhiko Kobayashi, Hidenori Takahashi, Tetsuji Nakatani, Norio Tanibe, Yoshiaki Suzuki : “38-GHz-Band High-Power MMIC Amplifier Module For Satellites On-Board Use” , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 40, NO. 6, pp. 1215-1222 (1992-6).

— 口頭発表 (国際会議) —

- (19) Satoshi Masuda, Kazuhiko Kobayashi, Hidehiko Kira, Masayuki Kitajima, Masakazu Takesue, Yoshihisa Kamiya, Kazukiyo Joshin : “A 100-GHz Distributed Amplifier in Chip-size Package”, WE5C-1, 2003 IEEE MTT-S Digest, pp. 1029-1032 (2003-6).
- (20) K. Kobayashi, T. Iwai, H. Itoh, N. Miyazawa, S. Ohara, K. Joshin : “0.03-cc Super-thin HBT-MMIC Power Amplifier Module with Novel Polyimide Film Substrate for W-CDMA Mobile Handsets”, 32nd European Microwave Conference-Milan, pp. 199-202 (2002-9).
- (21) T. Iwai, K. Kobayashi, Y. Nakasha, T. Miyashita, S. Ohara, K. Joshin : “42% HIGH EFFICIENCY TWO-STAGE HBT POWER AMPLIFIER MMIC FOR W-CDMA CELLULAR PHONE SYSTEM” WE3A-5, 2000 IEEE MTT-S Digest, pp. 869-872 (2000-6).

— 口頭発表 (国内) —

- (22) 岩井大介・小林一彦・宮下工・小原史朗・常信和清 : 「W-CDMA 携帯端末用 HBT パワーアンプ MMIC」, 電子情報通信学会総合大会, SC-7-5, pp. 185-186 (2001-3).
- (23) 馬庭 透・小林一彦・戸澤義春・高野 健・小原史朗・常信和清 : 「HBT を用いた W-CDMA 移動機用電力増幅器の高効率化に関する一検討」, 電

子情報通信学会総合大会，C-2-31， p. 86 (1997-3).

- (24) 小林一彦・馬庭透・青木芳雄：「2.4GHz SS 無線 LAN 用 GaAsMMIC の試作」，電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ大会，C-39， p. 39 (1995-9).

—技術雑誌—

- (25) Yoshio Aoki, Kazuhiko Kobayashi, Wayne Kennan : “Monolithic Microwave ICs for Telecommunication” FUJITSU Sci. Tech. J., 30,1, pp. 239-248 (1994-6).

● 超伝導フィルタ関連

—口頭発表（国内）—

- (26) 山中一典・赤瀬川章彦・中西輝・小林一彦・戸澤義春：「BSCCO膜を用いたマイクロストリップライン型高周波フィルタの検討」，低温工学，超伝導学会 Meetings of Cryogenics and Superconductivity 57, p. 183 (1997-11).
- (27) 小林一彦・赤瀬川章彦・山中一典・戸澤義春・加藤忠義：「次世代移動通信基地局高温超伝導フィルタの試作」，電子情報通信学会総合大会，B-5-144， p. 531 (1997-3).

● システム関連

— 口頭発表 (国内) —

- (28) 小林一彦・渡辺保信・菅野浩年・大出高義 : 「2.4GHz SS 無線 LAN カードモデム」, 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, B-485, p. 486 (1996-9).

— 技術雑誌 —

- (29) Kazuhiko Kobayashi, Shinji Saito, Kimitoshi Niratsuka : “Novel Compact RF Module for Mobile WiMAX Terminal Equipment”, FUJITSU Sci. Tech. J., 44,3, pp. 239-248 (2008-7).

● RF-CMOS デバイス関連

— 口頭発表 (国際会議) —

- (30) Paulo Augusto Dal Fabbro, Cedric Meinen, Maher Kayal, Kazuhiko Kobayashi, Yuu Watanabe : “A Frequency-Tunable Impedance Matching Network Based on Coupled Inductors for RF Power Amplifiers”, 2008 Asia Pacific Microwave Conference, pp. 2491-2494 (2008-12).

- (31) D. Yamazaki, N. Kobayashi, K. Oishi, M. Kudo, T. Arai, N. Hasegawa, K. Kobayashi : “2.5-GHz Fully-Integrated WiMAX Transceiver IC for a Compact, Low-Power-Consumption RF Module”, RMO2A-4, 2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp.109-112 (2008-6).
- (32) Paulo Augusto Dal Fabbro, Cedric Meinen, Maher Kayal, Kazuhiko Kobayashi, Yuu Watanabe : “A Dynamic Supply CMOS RF Power Amplifier for 2.4GHz and 5.2GHz Frequency Bands”, 2006 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 144-148 (2006-6).
- (33) Hiroyuki Satou, Hiroshi Yamazaki, Kazuhiko Kobayashi, Toshihiko Mori, Yuu Watanabe : “5.3GHz 1.6dB NF CMOS Low Noise Amplifier Using 0.11 um Technology”, MO1C-4, 2004 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 109-112 (2004-6).

－口頭発表（国内）－

- (34) 佐藤弘幸・山崎博・小林一彦・森俊彦・渡邊祐 : 「011 μ m CMOS テクノロジーを用いた 5.3 GHz 帯低雑音増幅器」, 電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ大会, C-2-27, p. 43 (2004-9).

本論文の関連特許

- (35) 「電波暗箱」, 出願番号 : 特願2016-251748

以上