

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	VHF・UHF帯における建物外壁用電波吸収パネルの開発及びその特性評価に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	山根俊博
Author(English)	Toshihiro Yamane
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第8709号, 授与年月日:2012年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:西方 敦博
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第8709号, Conferred date:2012/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

VHF・UHF帯における
建物外壁用電波吸収パネルの開発
及びその特性評価に関する研究

東京工業大学大学院 理工学研究科

電気電子工学専攻

博士課程 09D13102

山根 俊博

指導教員 西方 敦博

2012年2月

目次

第1章 緒論	1
1.1 背景	1
1.2 テレビ放送の受信障害対策	1
1.3 電波吸収パネル特性評価時のエッジ散乱波の影響	3
1.4 本論文の目的	4
1.5 本論文の構成	5
1.5.1 第2章「地上デジタル放送の受信障害に対する電波吸収パネルの設置効果」	5
1.5.2 第3章「建物外壁用 VHF・UHF 帯電波吸収パネルの設計」	5
1.5.3 第4章「建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定」	7
1.5.4 第5章「物理光学近似 (PO) によるエッジ散乱波影響の定量的評価」	7
1.5.5 第6章「金属板反射波に含まれるエッジ散乱波分離」	8
1.5.6 第7章「電波吸収パネル反射波に含まれるエッジ散乱波分離と反射係数補正」	8
第2章 地上デジタル放送の受信障害に対する電波吸収パネルの設置効果	9
2.1 はじめに	9
2.2 受信障害領域試算のための条件	9
2.3 受信障害領域試算のモデル	10
2.4 受信障害領域の試算結果	12
2.5 まとめ	17
第3章 建物外壁用 VHF・UHF 帯電波吸収パネルの設計	19
3.1 はじめに	19
3.2 電波吸収パネルの構造	20
3.3 反射係数の計算方法	22
3.3.1 一様近似解析	22
3.3.2 各部材の材料定数	24
3.4 棧形フェライトと平板フェライトの比較	26

3.5	2層形電波吸収パネルの設計	27
3.5.1	石層の厚さの決定	27
3.5.2	栈形フェライトの構造パラメータ	31
3.5.3	石層の水分の影響	33
3.5.4	入射角度の影響	35
3.6	3層形電波吸収パネルの設計	36
3.6.1	コンクリート層の挿入による広帯域化	36
3.6.2	コンクリート層の厚さ	36
3.7	まとめ	39
第4章	建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定	41
4.1	はじめに	41
4.2	電波吸収パネルの構造	42
4.3	建築部材としての制約条件	44
4.4	設計計算	45
4.4.1	各部材の材料定数	45
4.4.2	設計計算結果	51
4.5	電波吸収パネルの反射係数測定手順	53
4.6	タイムドメイン法	55
4.6.1	測定原理	55
4.6.2	ネットワークアナライザによる時間窓の演算処理結果	56
4.7	測定結果と考察	61
4.7.1	PCCW タイプの表面材料による影響	61
4.7.2	PCCW タイプの表面材含水率の影響	63
4.7.3	PCCW タイプのフェライト間ギャップの影響	64
4.7.4	PCCW タイプの表面材料固定方法の影響	66
4.7.5	GCW タイプ空気層の影響	68
4.7.6	計算値と測定値の比較	70
4.8	まとめ	71
第5章	物理光学近似 (PO) によるエッジ散乱波影響の定量的評価	73
5.1	はじめに	73
5.2	計算方法	75
5.2.1	等価波源	75
5.2.2	反射係数の算出	76
5.3	PO 計算値におけるエッジ散乱波	78
5.3.1	計算モデル	78
5.3.2	計算結果	79

5.4	エッジ散乱波振幅 $\propto 1/\sqrt{f}$ となる条件	82
5.5	まとめ	87
第 6 章	金属板反射波に含まれるエッジ散乱波分離	89
6.1	はじめに	89
6.2	エッジ散乱波の分離方法	89
6.3	PO 計算値におけるエッジ散乱波の分離結果	91
6.4	測定値におけるエッジ散乱波の分離結果	92
6.4.1	GTD によるエッジ散乱波の算出	92
6.4.2	モーメント法による入射界算出	93
6.4.3	検証に用いる金属板反射波の測定値	98
6.4.4	金属板エッジ散乱波の分離結果	99
6.4.5	金属板反射波の補正結果	99
6.5	まとめ	102
第 7 章	電波吸収パネル反射波に含まれるエッジ散乱波分離と反射係数補正	103
7.1	はじめに	103
7.2	PO 計算値を利用したエッジ散乱波の補正	104
7.2.1	検証に用いる反射係数測定値	104
7.2.2	エッジ散乱波の補正方法	106
7.2.3	PO によるエッジ散乱波算出結果	108
7.2.4	反射係数の補正結果	109
7.3	一般調和解析 (GHA) によるエッジ散乱波の補正	110
7.3.1	検証に用いる反射係数測定値	110
7.3.2	エッジ散乱波の補正方法	112
7.3.3	反射波の光路長軸上の分解結果	114
7.3.4	反射係数の補正結果	120
7.4	まとめ	124
第 8 章	結論	125
付 録 A	棧型フェライト層の等価材料定数の導出	129
A.1	等価材料定数テンソル	129
A.2	等価材料定数	134
	謝辞	136
	本研究に関する報告	137

第1章 緒論

1.1 背景

近年、我々の回りでは通信波や放送波、レーダ波など、様々な用途・周波数の電波が利用されており、電波は生活の上で欠かせない存在となっている。電波の利用拡大に伴い、電波を利用した様々なシステムの障害が顕在化し、その対策が検討されてきた。例えば、橋梁や建物による反射障害として、マルチパスによる船舶レーダや航空機の超短波全方向式無線標識（VHF Omnidirectional Range, 以下VORとする）の偽像が挙げられる。レーダやVORの偽像は、航行の支障となるだけでなく、偽像の場所に他の船舶や航空機が航行していた場合、事故が発生する危険性もある。対策としては、橋梁や建物壁面に電波吸収パネルを設置することなどが実際に行われている [1]。

その他、社会的な影響が大きい障害として、地上アナログ放送のテレビゴースト障害が挙げられる。日本のテレビ放送は、1953年に地上アナログ放送（モノクロ）が始まり、1960年のカラー化を経て2011年には地上デジタル放送が開始されている。日本経済の発展により都市部での高層建物の建設が進むと、直達波と建物外壁からの反射波からなるマルチパスによるテレビゴースト障害が顕在化し、その対策が検討されてきた。

1.2 テレビ放送の受信障害対策

従来、地上アナログ放送のテレビゴースト障害では、下記のような対策が行われてきた。

- ① 反射波の影響が少ない地域に共同アンテナを設置する。
- ② ケーブルテレビを利用する。
- ③ 指向性アンテナを利用し、反射波の受信レベルを低減する。
- ④ 建物の外壁面に電波吸収パネルを設置して放送波の反射を抑制する。

このうち①や②の対策は、低層から中層の建物には有効であるが、高層や超高層建物のように障害範囲が広い場合、その対策費用が膨大となるという問題がある。

第1章 緒論

対策方法はそれぞれの対策費用の試算して選定されるが、特に高層から超高層の建物では④の電波吸収パネルの設置が選定される場合が多い。都市部の地上アナログ放送には VHF 帯、UHF 帯双方の周波数帯域が用いられるため、広帯域で電波の反射を効果的に抑制する電波吸収体が求められてきた。

一方、地上デジタル放送では、反射波の遅延時間がガードインターバルを超えた場合、ブロックノイズやブラックアウトなどの受信障害が発生する可能性がある。実際、放送波の山岳反射による受信障害が報告されている [2]。一般に地上デジタル放送では、放送波の反射点から離れた地域に受信障害が発生するため、反射点の特定が難しい。現在は主に山岳反射のような比較的反射点が特定しやすい受信障害が顕在化しているが、反射点を特定する技術の進展により、高層建物での反射も今後問題となることが想定される。また、平成 18 年 11 月 27 日付の総務省からの通達「都市受信障害対策共同受信施設の地上デジタル放送対応に係る考え方」では、地上アナログ放送のテレビゴースト障害の場合と同様に、受信障害の発生源（反射点）の建物の所有者が対策費用を負担することとされている。そのため建物からの反射波により受信障害が発生した場合、建物側での対策が求められる。ガードインターバルを超えるマルチパスによる受信障害への対策としては、上記①～④のテレビゴースト障害に対する対策に加え、マルチパス等化器 [3] によりマルチパスの影響を低減する方法が検討されている。しかし、各戸にマルチパス等化器を設置した場合、対策費用が膨大となる可能性がある。

地上アナログ放送の終了に伴いホワイトスペースとなった VHF 帯については、テレビ以外の放送に使用されることが決定しており、その通信方式等が検討されている。利用される通信方式によってはマルチパスの影響による受信障害が発生する可能性がある。

地上デジタル放送が UHF 帯を利用していることや、今後 VHF 帯を利用する放送システムへの対応を考慮すると、今後も電波吸収パネルは広帯域特性を有することが望ましい。しかし、テレビゴースト障害対策に一般的に用いられてきたフェライト電波吸収体は、そのほとんどが VHF、UHF どちらか一方に対する狭帯域電波吸収体である。その他外壁用広帯域電波吸収パネルとしては、フェライトモルタル [4][5] を利用した製品が存在する。Mg 系と Mn 系のフェライトをモルタルにそれぞれ混入した 2 層のフェライトモルタル層により、電波の反射を低減する構造である。フェライトモルタルを利用した電波吸収パネルでは、下記の問題が挙げられる。

- フェライトモルタル層の重量が大きいと、建物全体の構造設計に影響を与える。
- 2 層のフェライトモルタル層を別途製作する必要があり、製作に手間がかかる。

1.3. 電波吸収パネル特性評価時のエッジ散乱波の影響

- フェライトモルタルに含まれる水分が電波吸収特性に影響を与えるため、フェライトモルタルの水分管理が必要。

軽量の広帯域電波吸収体としては、グリッド形フェライト電波吸収体 [6] が知られている。グリッド形フェライト電波吸収体は、水平、垂直両偏波に有効であり、従来電波暗室で広く利用されている。これに対してスティック状のフェライトを一定の間隔で並べた構造の棧形フェライト電波吸収体 [7] は、水平もしくは垂直いずれかの偏波に対して有効である。

都市部での放送波には主に水平偏波が利用されるため、棧形フェライト電波吸収体が適用可能である。これまで棧形フェライト電波吸収体については、反射特性についての基本的な検討がなされていた。しかし、建物の外装材に棧形フェライト電波吸収体を適用する場合、重量や耐候性、意匠性などの建築上のさまざまな制約条件を考慮して所定の特性を有する電波吸収パネルを設計することが求められる。

1.3 電波吸収パネル特性評価時のエッジ散乱波の影響

建物外壁用電波吸収パネルの特性評価として、建物に取り付けるサイズと同程度の電波吸収パネルを作成し、オープンサイトにてタイムドメイン法で反射係数を測定することが一般的に行われる。特に VHF 帯ではパネルサイズが波長と同程度となるため、反射係数の測定値はパネルサイズの有限性に起因するエッジ散乱波の影響を受ける。

散乱体からの反射波の測定値に含まれるエッジ散乱波の影響については、文献 [8] や [9] などで検討されている。文献 [8] では、空間定在波法による測定値に対して、散乱波を正規反射波とエッジ散乱波の波源に置き換えたモデルを仮定し、測定値にフィッティングすることによりエッジ散乱波を推定している。FDTD 法によるシミュレーション値については、同モデルでほぼ再現されることが確認されているが、測定値と同モデルによる計算値には差異が生じている。また、散乱体の誘電率推定を目的としているため、垂直入射のみの検討である。文献 [9] では、散乱体のエッジ部分に口の字形状の遮蔽体を一定の距離離して設置した状態で斜入射時の散乱波を測定し、測定値から遮蔽体の影響を差し引くことにより、エッジ散乱波の影響を低減している。同文献では、縦横 1.2 m の正方形形状の散乱体を測定しており、建物外壁用電波吸収パネルのようなパネルサイズが大きい場合への適用は難しい。

第1章 緒論

1.4 本論文の目的

本論文では、VHF・UHF 帯における建物外壁用電波吸収パネルの開発とエッジ散乱の影響を考慮した特性評価法の確立を目的とする。本論文で検討する建物外壁用広帯域電波吸収パネルは、首都圏での地上アナログ放送のテレビゴースト対策を目的として開発し、既に都内の超高層建物に実装されている。首都圏での地上アナログ放送は、VHF 帯、UHF 帯双方の周波数帯域の水平偏波を利用するため、軽量で広帯域な周波数特性を有し、水平偏波を効果的に吸収する棧型フェライト電波吸収体を建物外壁パネルに内蔵した。建物外壁パネルとしては、高層から超高層建物に最も一般的に用いられるガラスカーテンウォール (Glass Curtain Wall, 以下、GCW とする) とプレキャストカーテンウォール (PreCast Curtain Wall, 以下、PCCW とする) について検討する。

テレビゴースト対策用電波吸収パネルの開発の目標性能は、首都圏での地上アナログ放送の周波数である 90MHz から 490MHz において、TM 斜入射にて反射を -14dB 以下に抑制することと設定した。 -14dB の値は、テレビゴースト障害対策の広帯域電波吸収体の一般的な要求仕様から決定した。入射偏波については、都市部の地上アナログ放送では主に水平偏波が採用されていることから TM 斜入射とした。

地上デジタル放送への移行に伴い、地上アナログ放送のテレビゴースト対策用に開発した建物外壁用広帯域電波吸収パネルについて、地上デジタル放送の受信障害に対する設置効果を検討する。第2章に示す試算結果に基づき、地上デジタル放送の受信障害対策に対応した電波吸収パネルの目標性能は、テレビゴースト対策用電波吸収パネルと同様、反射波を -14dB 以下に抑制するものと設定する。周波数帯域は、東京スカイツリーからの地上デジタル放送の周波数帯域 488～560MHz (予定) と今後の VHF 帯の放送システムへの対応を想定し、90～560MHz とする。入射偏波については、テレビゴースト対策用電波吸収パネルと同様に TM 斜入射を対象とする。建物外壁電波吸収パネルの設計手法や特性評価結果について、地上デジタル放送への対応も含めて論じる。

反射係数の測定結果により明らかになった課題として、反射係数の測定値と1次元の伝送線路モデルによる計算値の差異の要因を検討する。具体的には、パネルサイズの有限性に起因する、エッジ散乱波の影響を考慮した反射係数の評価方法を確立する。物理光学近似 (Physical Optics, 以下、PO とする) [10] や一般調和解析 (Generalized Harmonic Analysis, 以下、GHA とする) を利用し、反射係数に含まれるエッジ散乱波の影響を補正する方法を論じる。

1.5 本論文の構成

第1章では、本論文の背景、目的について述べている。第2章では、建物外壁用電波吸収パネルの地上デジタル放送の受信障害に対する設置効果について述べる。第3章では、本論文で取り扱う建物外壁用広帯域電波吸収パネルの構造とその設計方法を述べる。第4章では、建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定結果と建物への実装時の様々な制約条件が電波吸収特性に与える影響を述べる。第5章から第7章では、第4章で明らかになった課題として、反射係数の測定値と1次元の伝送線路モデルによる計算値の差異の要因を検討する。具体的には、電波吸収パネルの反射係数の測定値に影響を与えるエッジ散乱波の影響を検討する。まず第5章では、POを用いることにより、エッジ部分の電磁流の摂動を考慮しない場合について、エッジ散乱波の特性を検討した結果を述べる。第6章では、電波吸収パネル測定時のリファレンス値となる金属板からの反射波に含まれるエッジ散乱波について、正規反射波が周波数特性を持たないことを利用して分離し、除去した結果について述べる。第7章では、電波吸収パネルからの反射波に含まれるエッジ散乱波について、POによる計算結果もしくはGHAを利用して分離し、反射係数に含まれるエッジ散乱波の影響を補正した結果を述べる。第8章では、本論文全体の結論を述べる。以下に第2章から第7章の概要を述べる。各章の関係を図示したものが図1.1である。

1.5.1 第2章「地上デジタル放送の受信障害に対する電波吸収パネルの設置効果」

第2章では、地上デジタル放送の受信障害に対する建物外壁用電波吸収パネルの設置効果について述べる。

本論文で検討する建物外壁用広帯域電波吸収パネルは、首都圏での地上アナログ放送のテレビゴースト対策を目的として開発した。地上デジタル放送への移行に伴い、地上デジタル放送の受信障害に対する建物外壁用電波吸収パネルの設置効果を示す。具体的には、建物外壁に電波吸収パネルを設置した場合と設置していない場合について、地上デジタル放送の受信障害が生じ得る領域を比較し、電波吸収パネルの設置効果を試算した結果について述べる。

1.5.2 第3章「建物外壁用 VHF・UHF 帯電波吸収パネルの設計」

第3章では、建物の外装材としての制約条件を考慮した建物外壁用広帯域電波吸収パネルの設計方法を述べる。建築工期短縮のためにしばしば用いられる PCCW

第1章 緒論

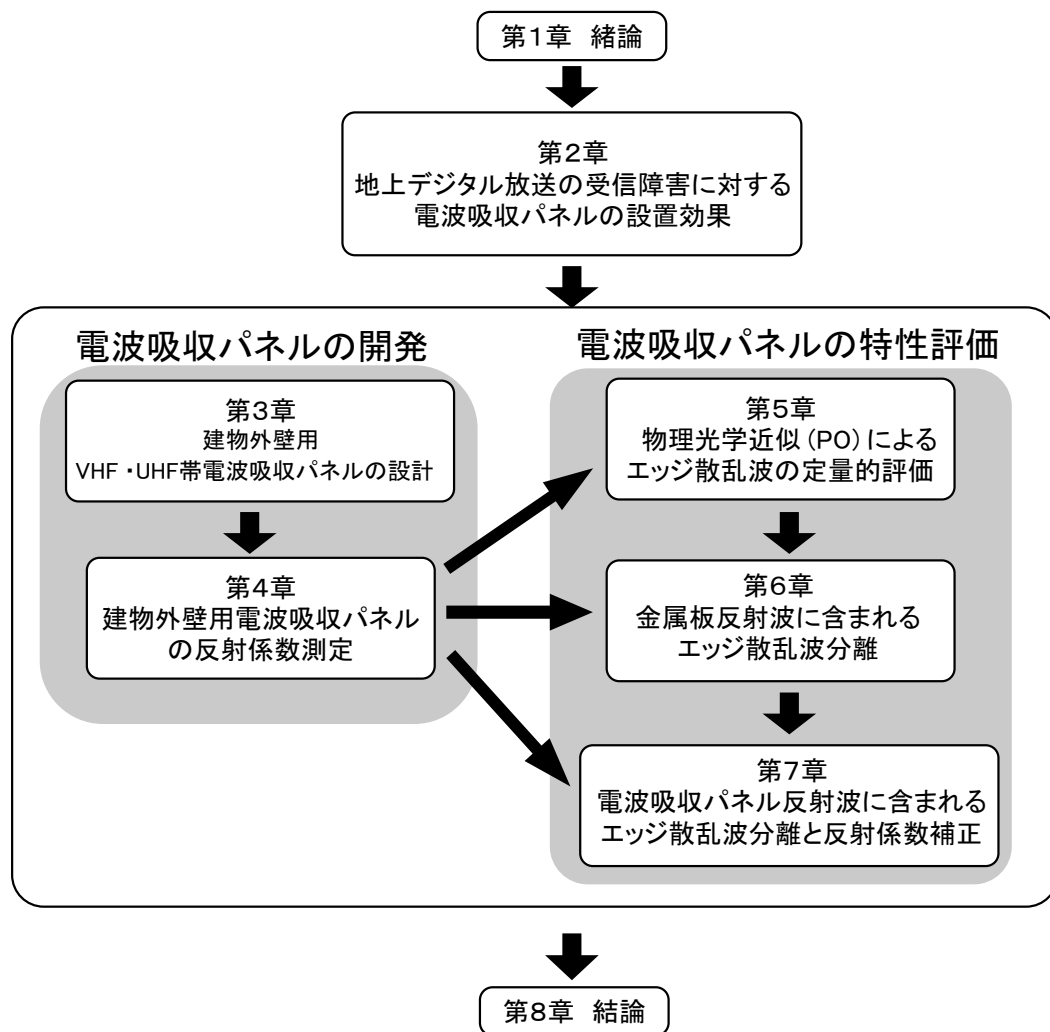


図 1.1: 本論文の構成

に棧形フェライト電波吸収体を内蔵することで、軽量で広帯域な電波吸収特性を有する電波吸収パネル [11] を設計する。

建築的制約条件を満足した上で広帯域な電波吸収特性が得られるように各部材の厚さや棧型フェライト電波吸収体の棧構造を設計する。1次元の伝送線路モデルに帰着させて反射係数を計算し、棧構造の設計を行った方法について述べる。

1.5.3 第4章「建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定」

第4章では、第3章の方法で設計した電波吸収パネルについて、建物に取り付ける大きさと同程度の大きさ（1辺の長さが3.5m以上）の電波吸収パネルを測定した結果を述べる。

ベクトルネットワークアナライザ（Vector Network Analyzer, 以下、VNA とする）のタイムドメイン機能を利用して電波吸収パネルの反射係数の複素振幅を測定する。入射角度は 30° と 60° の2通り、入射偏波はTM斜入射のみとし、TE斜入射については測定を行わない。目標性能としては、周波数帯域 90～560MHz において反射波を -14dB 以下に抑制するものとする。電波吸収パネルの設計計算では、施工誤差等によって電波吸収特性が劣化する場合を考慮し、目標性能に対して 3～4 dB 程度のマージンを見込むことが一般的である。測定値における目標性能の -14 dB に対して 4 dB のマージンを見込み、設計計算における目標性能は -18 dB と設定する。

第3章で取り扱った PCCW タイプに加え、建物の外観を向上させるためにしばしば用いられる GCW に棧型フェライト電波吸収体を適用した GCW タイプの電波吸収パネルについても検討する [12]。

さらに電波吸収パネルの建物実装時の様々な条件が電波吸収性能に与える影響について、実験的に検討する。

1.5.4 第5章「物理光学近似 (PO) によるエッジ散乱波影響の定量的評価」

第4章で示した電波吸収パネルの反射係数の測定結果において、測定値と1次元の伝送線路モデルを用いた計算値に差異が生じていた。測定値と計算値の差異の主な要因の一つとしては、エッジ散乱波の影響が想定される。

第5章では、電波吸収パネルの反射係数に対するエッジ散乱波の影響について、PO を用いて検討する。PO による反射波の計算値には、エッジ散乱波を含む反射波、すなわち正規反射波とエッジ散乱波の双方が含まれており、エッジ散乱波の影響が検討可能である。ただし、PO ではエッジ部分での電磁流の摂動を考慮せ

第1章 緒論

ず、エッジ散乱波の算出結果には誤差を含むため、POによりエッジ散乱波の基本的な特性を検討する。

まずPOによる反射係数の算出方法について述べる。さらにPOによる反射波の計算値に含まれる正規反射波とエッジ散乱波を分離し、正規反射波に対するエッジ散乱波の割合を定量的に求める。また、周波数に対するエッジ散乱波の複素振幅の特性について検討する。

1.5.5 第6章「金属板反射波に含まれるエッジ散乱波分離」

第6章では、反射係数測定時のリファレンス値となる、金属板からの反射波に含まれるエッジ散乱波の補正について述べる。第5章の検討で得られたエッジ散乱波振幅 $\propto 1/\sqrt{f}$ の関係により、金属板からの反射波に含まれる正規反射波とエッジ散乱波を分離する。分離したエッジ散乱波を反射波から除去することにより、エッジ散乱波の影響を補正する。

まず本論文で提案するエッジ散乱波の分離方法について述べる。次にPOによる金属板からの反射波の計算値を用いて本分離方法の有用性を確認する。さらに金属板からの反射波の測定値に適用し、エッジ散乱波の分離による効果を定量的に評価する。

1.5.6 第7章「電波吸収パネル反射波に含まれるエッジ散乱波分離と反射係数補正」

第7章では、電波吸収パネルからの反射波に含まれるエッジ散乱波の分離について述べる。さらに本章と第6章で得られた金属板と電波吸収パネルの反射波から分離したエッジ散乱波により、電波吸収パネルの反射係数を補正する。

反射係数に含まれるエッジ散乱波の補正方法として、POの計算値を利用する方法とGHAによる方法の2通りについて検討する。

POの計算値を利用する方法では、第6章で求めた金属板のエッジ散乱波とPOで求めた電波吸収パネルのエッジ散乱波を用い、伝送線路モデルを用いた反射係数の計算値を測定値に近づける方向に補正する。

GHAによる方法では、第6章で求めた金属板のエッジ散乱波とGHAで分離した電波吸収パネルのエッジ散乱波により反射係数の測定値を、エッジ散乱の影響を減らす方向に補正する。

第2章 地上デジタル放送の 受信障害に対する 電波吸収パネルの設置効果

2.1 はじめに

第2章では、地上デジタル放送の受信障害に対する電波吸収パネルの設置効果について述べる。本論文で検討する建物外壁用広帯域電波吸収パネルは、首都圏での地上アナログ放送のテレビゴースト対策を目的として開発したが、地上デジタル放送への移行に伴い、地上デジタル放送の受信障害に対する電波吸収パネルの設置効果を試算する。具体的には、建物外壁に電波吸収パネルを設置した場合と設置していない場合について、地上デジタル放送の受信障害が生じ得る領域を比較し、電波吸収パネルの設置効果を示す。

2.2 受信障害領域試算のための条件

地上デジタル放送では、遅延時間がガードインターバル長 $126\ \mu\text{s}$ を超える反射波は不良電力となり、受信障害を引き起こす恐れがある [13]。直達波と反射波の DU 比 20dB 以下、かつ遅延時間 $126\ \mu\text{s}$ 以上となる領域を受信障害の生じ得る領域と設定し、電波吸収パネル設置による同領域の削減効果を試算する。DU 比の閾値として設定した 20dB は市販のデジタルテレビ受信機の特性の測定結果 [14]、遅延時間 $126\ \mu\text{s}$ は地上デジタル放送のガードインターバル長から決定した。また、ワンセグ受信機等を考慮して、アンテナの指向性は無指向性と仮定した。地上アナログ放送のテレビゴースト対策用電波吸収パネルの一般的な目標性能を適用し、電波吸収パネルの反射係数は -14dB とする。

2.3 受信障害領域試算のモデル

図2.1に示す2次元領域内で、地上デジタル放送において受信障害の生じ得る領域を試算する。放送塔を想定した送信点と建物を想定した反射点をそれぞれ、 X 軸上の X 座標20kmと50kmの位置に設定した。ここで、送信点と反射点の距離を d_1 、反射点と受信点の距離を d_2 、送信点と受信点の距離を d_3 、 X 軸と反射点から受信点に向かう方向のなす角を θ とする。反射点の建物を通常の建物とした場合と電波吸収パネルを設置した建物とした場合について、100km四方の検討範囲内の受信点のDU比と遅延時間 T_d を求める。

建物の反射パターンは建物の形状や向きにより異なるため、建物を、ある散乱断面積 σ を有する散乱体と仮定する。散乱体としては幅 $W = 50\text{m}$ 、高さ $H[\text{m}]$ の建物を想定し、その向きは最悪条件、すなわち受信点への散乱波強度が最大となる向きとする。散乱体の高さ H としては、東京都庁程度の高さまでの建物を想定し、 $H = 150\text{m}$ 、 200m 、 250m の3通りについて検討する。周波数 f は首都圏のNHK総合テレビジョンの中心周波数を想定して $f = 557\text{MHz}$ とする。建物外装材での反射により、反射波は通常の建物では0dB、電波吸収パネルを設置した建物では-14dB減衰するものとする。

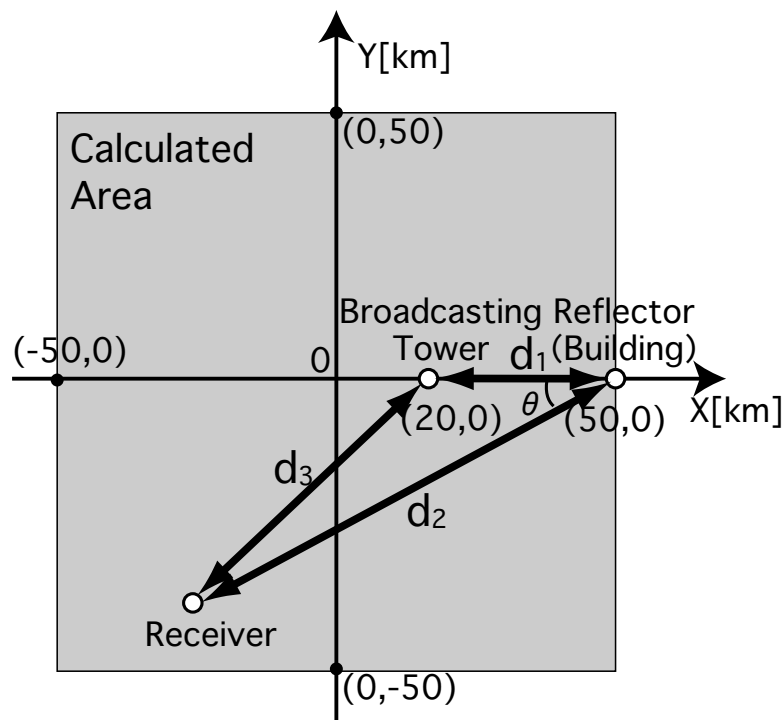


図 2.1: 試算モデル

2.3. 受信障害領域試算のモデル

通常の建物と電波吸収パネルを設置した建物の DU 比 DU_{ref} と DU_{abs} をレーダー方程式 [15] によりそれぞれ式 (2.1) と (2.2), 遅延時間 T_d を式 (2.3) により求めた。

$$DU_{ref}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{4\pi(d_1 \cdot d_2)^2}{\sigma \cdot d_3^2} \quad (2.1)$$

$$DU_{abs}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{4\pi(d_1 \cdot d_2)^2}{\sigma \cdot d_3^2} + 14 \quad (2.2)$$

$$T_d[\mu\text{s}] = \frac{d_1 + d_2 - d_3}{300} \quad (2.3)$$

ここで λ を放送波の波長とすると, σ は式 (2.4) により求まる [16]。

$$\sigma[\text{m}^2] = \frac{4\pi(W \cdot H)^2}{\lambda^2} \cdot \left(\cos \frac{\theta}{2} \right)^2 \quad (2.4)$$

2.4 受信障害領域の試算結果

遅延時間 T_d を図 2.2, 建物の高さ $H = 150\text{m}$, 200m , 250m について, 通常の建物と電波吸収パネルを設置した建物の DU 比の分布を図 2.3 から図 2.8 に示す。遅延時間 T_d については, 検討した 3 通りの建物の高さ H について同様の結果である。ここで, 遅延時間の閾値 $126\mu\text{s}$ を太線で示しており, 太線の左側が遅延時間 $126\mu\text{s}$ を超える領域となる。

図 2.3 から, $H = 150\text{m}$ の場合, 通常の建物では送信点から 8km 程度以内の範囲 (破線内) の外側では, DU 比 20dB 以下となっている。これに対して図 2.4 の電波吸収パネルを設置した建物では, $T_d > 126\mu\text{s}$ の全領域で DU 比 20dB 以上となっている。また, 通常の建物, 電波吸収パネルを設置した建物共に, 建物の高さ H が高くなると DU 比 20dB 以下の領域が拡大している。

受信障害の生じ得る領域は, 図 2.3 から図 2.8 の DU 比 20dB 以下 (破線の外側), かつ太線で示した遅延時間 $126\mu\text{s}$ の左側の領域となる。図 2.4, 図 2.6 と図 2.8 より, 電波吸収パネルを設置した建物においても, 建物の高さ H が高くなると DU 比 20dB 以下の領域は拡大し, $H = 250\text{m}$ では $T_d > 126\mu\text{s}$ かつ DU 比 20dB 以下の領域が存在している。通常の建物と電波吸収パネルを設置した建物について, 受信障害の生じ得る領域の面積を計算した結果を表 2.1 に示す。

表 2.1: 受信障害が生じ得る領域の面積

H	通常の建物	電波吸収パネルを設置した建物
150m	7604[km ²]	0[km ²]
200m	7673[km ²]	0[km ²]
250m	7702[km ²]	3786[km ²]

表 2.1 より, 建物の高さ $H = 150\text{m}$ や $H = 200\text{m}$ の場合, 反射波を -14dB に抑制する電波吸収パネルを設置した建物では, 受信障害の生じ得る領域が全て解消された。建物の高さ $H = 250\text{m}$ の場合, 受信障害の生じ得る領域の面積は約半分程度に低減している。地上デジタル放送で受信障害が発生した場合, 建物外壁への電波吸収パネル設置が有効であることが確認された。

2.4. 受信障害領域の試算結果

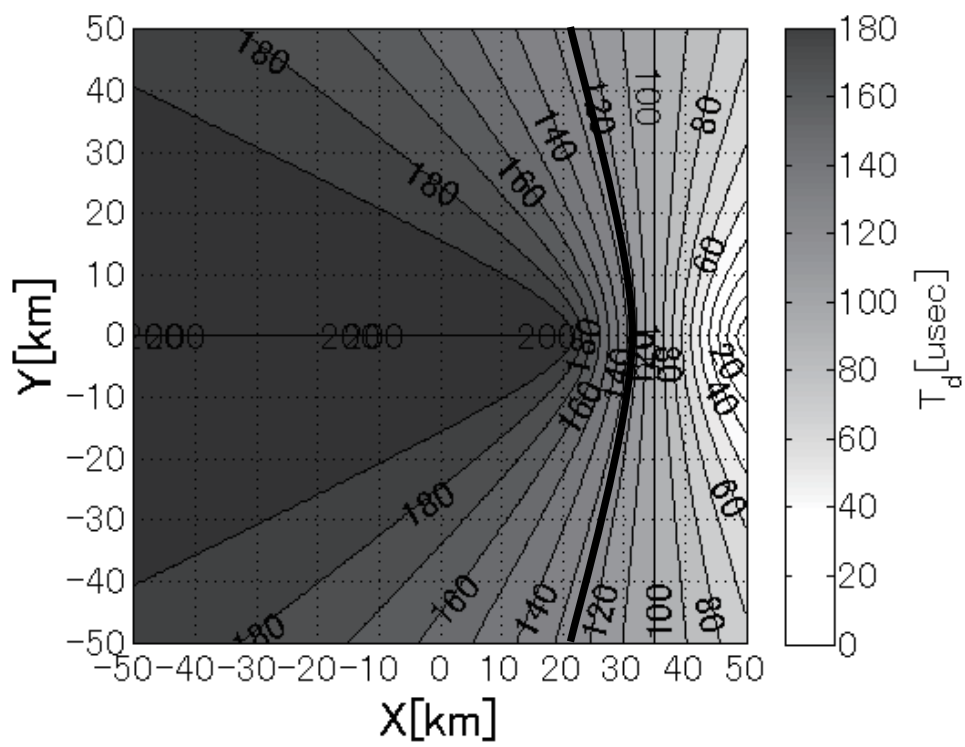


図 2.2: 遅延時間 T_d の計算結果

第2章 地上デジタル放送の受信障害に対する電波吸収パネルの設置効果

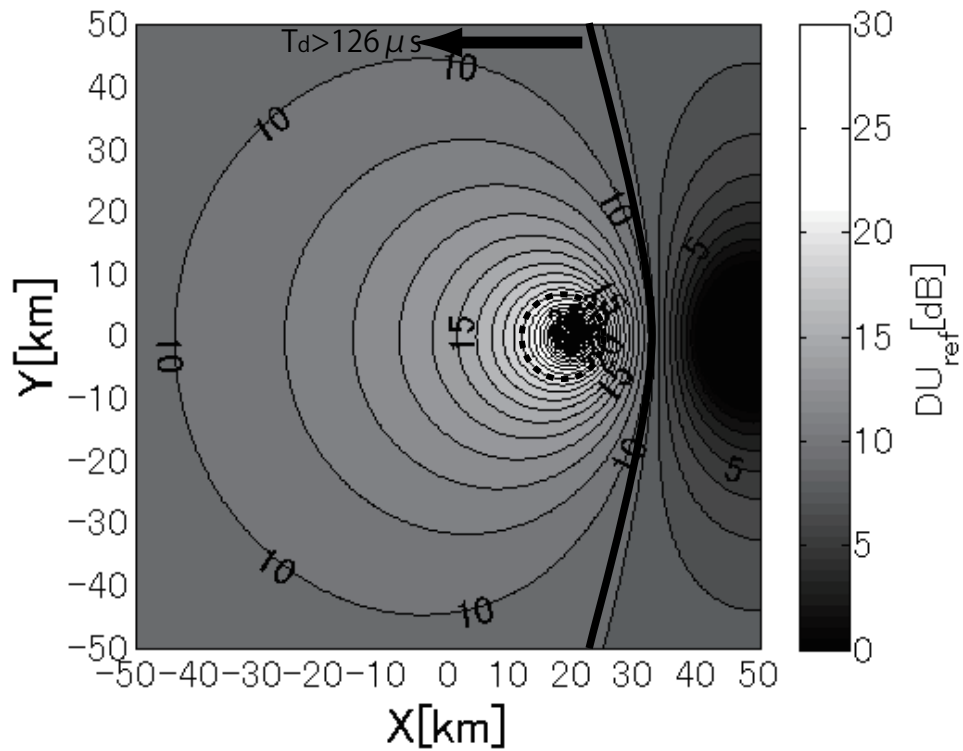


図 2.3: DU 比の計算結果（通常の建物, $H = 150m$ ）

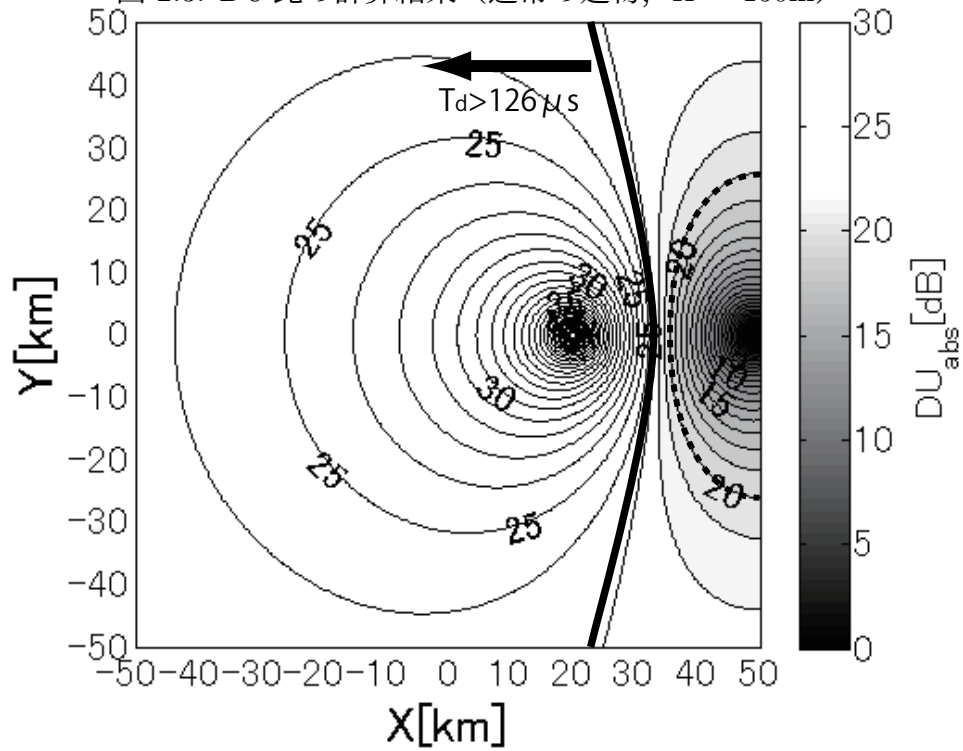


図 2.4: DU 比の計算結果（電波吸収パネルを設置した建物, $H = 150m$ ）

2.4. 受信障害領域の試算結果

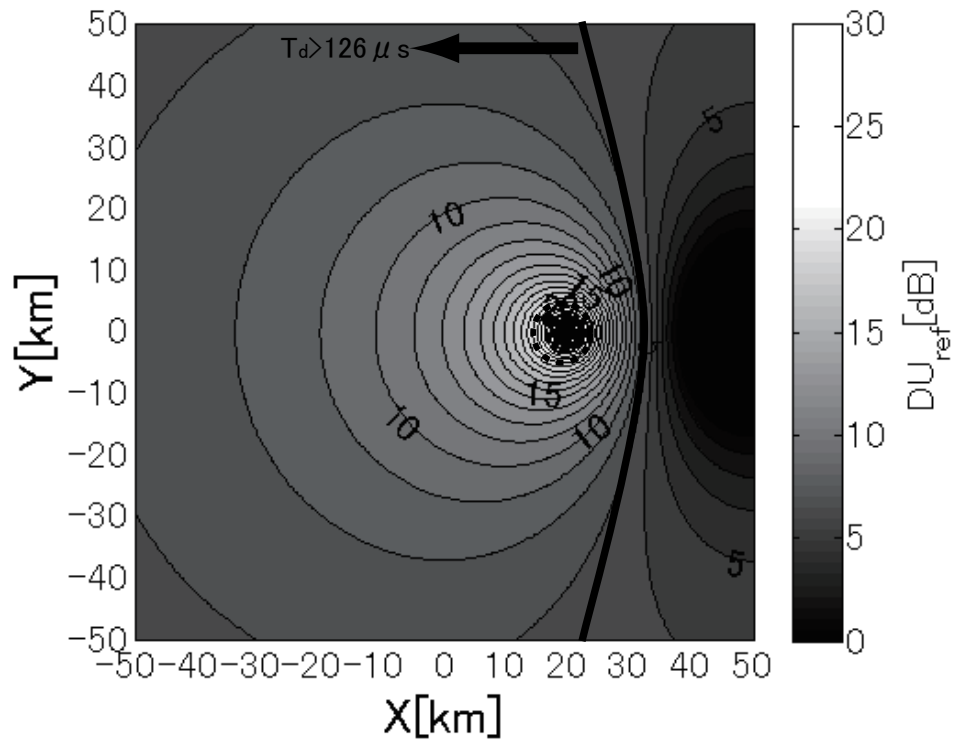


図 2.5: DU 比の計算結果（通常の建物, $H = 200\text{m}$ ）

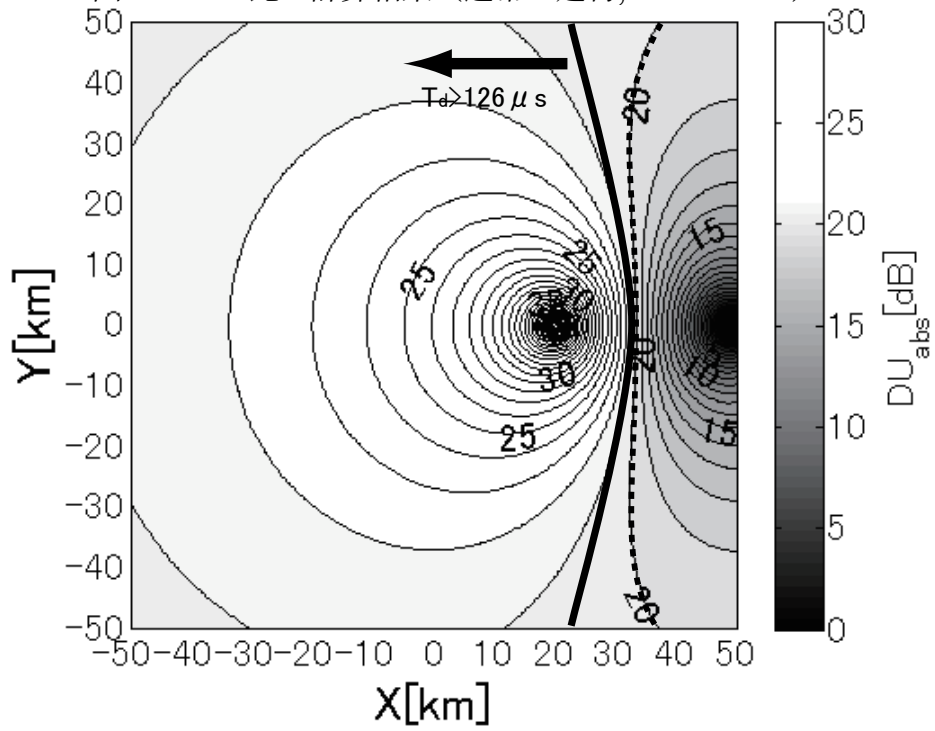


図 2.6: DU 比の計算結果（電波吸収パネルを設置した建物, $H = 200\text{m}$ ）

第2章 地上デジタル放送の受信障害に対する電波吸収パネルの設置効果

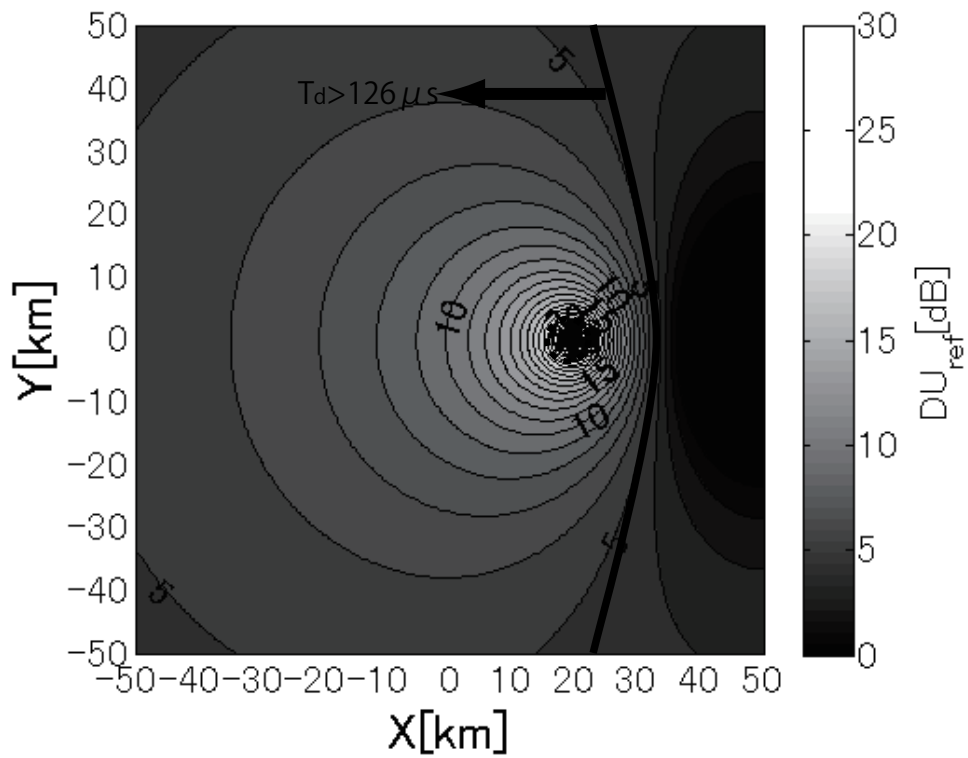


図 2.7: DU 比の計算結果（通常の建物, $H = 250\text{m}$ ）

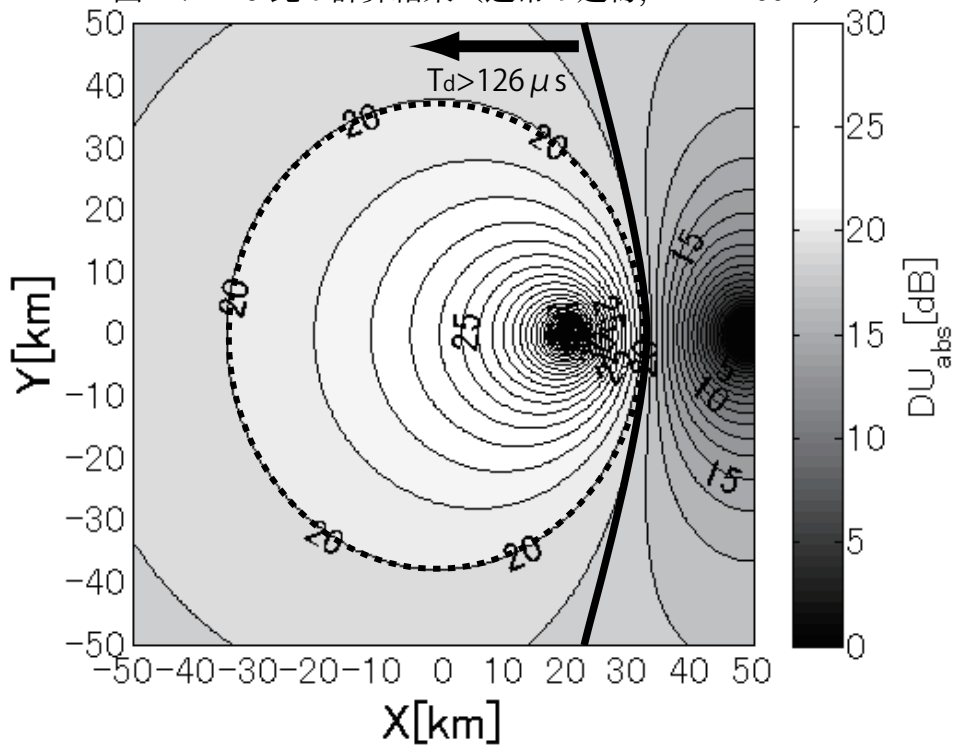


図 2.8: DU 比の計算結果（電波吸収パネルを設置した建物, $H = 250\text{m}$ ）

本試算結果に基づき、地上デジタル放送の受信障害対策用の電波吸収パネルの目標性能は、反射波を -14dB 以下に抑制するものと設定する。周波数帯域は、東京スカイツリーからの地上デジタル放送の周波数帯域 $488\sim 560\text{MHz}$ （予定）と今後の VHF 帯の放送システムへの対応を想定し、 $90\sim 560\text{MHz}$ とする。入射偏波については、都市部の地上デジタル放送には主に水平偏波が採用されていることから TM 斜入射を対象とする。

2.5 まとめ

第2章では、地上デジタル放送の受信障害に対する電波吸収パネルの設置効果について述べた。通常の建物と反射波を -14dB 以下に抑制する電波吸収パネルを設置した建物について、地上デジタル放送の受信障害の生じ得る領域を試算した。以下に、本章の検討にて得られた結果や知見を示す。

- 本章で取り扱った検討モデルでは、建物の高さ $H = 150\text{m}$ や $H = 200\text{m}$ の場合、建物外壁への電波吸収パネル設置によって受信障害が生じ得る領域は全て解消した。
- 建物の高さ $H = 250\text{m}$ の場合、外壁に電波吸収パネルを設置した建物では、通常の建物の場合と比較して同領域は約半分程度に低減された。
- 上記結果により、今後地上デジタル放送の受信障害が顕在化した場合、建物外壁に電波吸収パネルを設置することにより、受信障害が生じ得る領域を低減可能である。

第3章 建物外壁用VHF・UHF帯電波吸収パネルの設計

3.1 はじめに

第3章では、建物の外装材としての制約条件を考慮した建物外壁用広帯域電波吸収パネルの設計方法を述べる。建築工期短縮のためにしばしば用いられるプレキャストカーテンウォール (PreCast Curtain Wall, 以下, PCCW とする) に棧形フェライト電波吸収体を内蔵することで、軽量で広帯域な電波吸収特性を有する電波吸収パネルを設計する。

PCCW はあらかじめ工場で製作され、鉄骨などの構造部材に取り付けられる一辺が数m程度以上の外壁部材である。工場製作により品質向上や建築工期の短縮が可能となるため、高層建物には最も一般的に採用されている。PCCW を電波吸収パネルとして工場製作することにより、施工精度に起因する電波吸収特性の劣化が防止できる。さらに建物に取り付ける前に電波吸収性能の全数検査を行うことにより、工程の手戻りがなくなるというメリットがある。

本章では、建築的制約条件を満足した上で広帯域な電波吸収特性が得られるように各部材の厚さや棧型フェライト電波吸収体の棧構造を設計する。1次元の伝送線路モデルに帰着させて反射係数を計算し、棧構造の設計を行った方法について述べる。

本章における目標性能は、首都圏以外の地上デジタル放送へやマルチメディア放送（予定）への対応も考慮し、90MHz から 770MHz の周波数帯域において、反射係数を -14dB 以下に抑制するものと設定する。ただし、一部の検討において測定誤差等に対するマージン 4dB を見込む場合は、設計計算上の目標性能を -18dB と設定する。

3.2 電波吸収パネルの構造

第3章で取り扱う PCCW タイプの電波吸収パネル（図 3.1 参照）は、層 I から V の 5 層の部材で構成される。PC 板（層 I～III）と表面材料である御影石（層 V，厚さ d_s ）の間に棧形フェライト電波吸収体を挟み込んだ構造となっている。

層 II の金属メッシュは電波に対する短絡面を設定するものであり、構造的に PC 板を構成するための鉄筋（同図では省略）とは別に設けている。層 III は、入射角度 θ_i が小さい場合に整合を取ることを目的に設けている。層 I のコンクリート層の厚さは、電波吸収特性に影響しないため、任意に決定できる。

図 3.1 の層 III の厚さ $d_c = 0\text{mm}$ として、層 II を金属メッシュの代わりに亜鉛メッキ鋼板（厚さ 0.5mm ）としたタイプ（図 3.2 参照）についても検討する。電波吸収パネルの短絡面より入射面側の層数から、図 3.1 と図 3.2 の電波吸収パネルをそれぞれ、3 層形と 2 層形電波吸収パネルとする。御影石層の厚さ d_s は、建築的制約条件のもとで決定する。棧形フェライト電波吸収体の構造パラメータ t , b , d の決定方法については、後述する。

3.2. 電波吸収パネルの構造

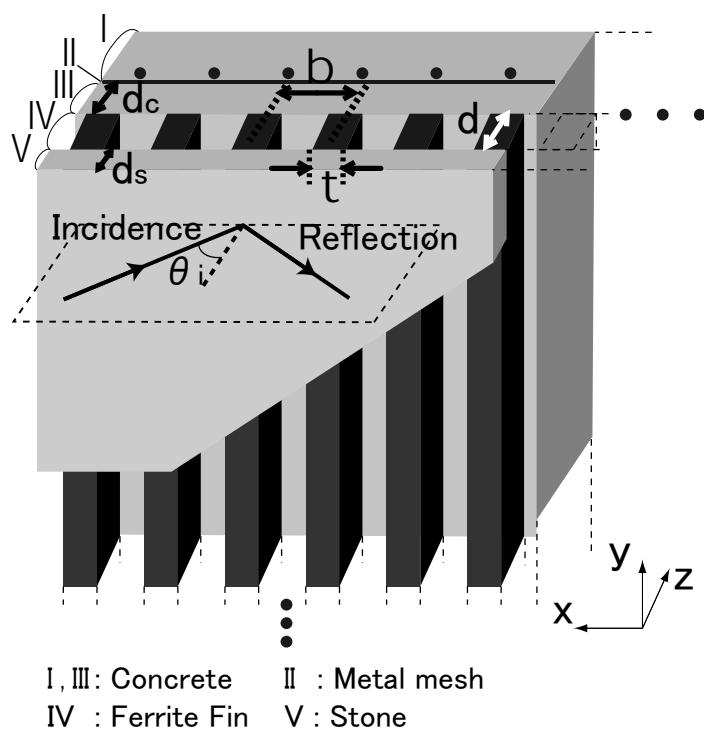


図 3.1: PCCW タイプの電波吸収パネルの構造 (3 層形)

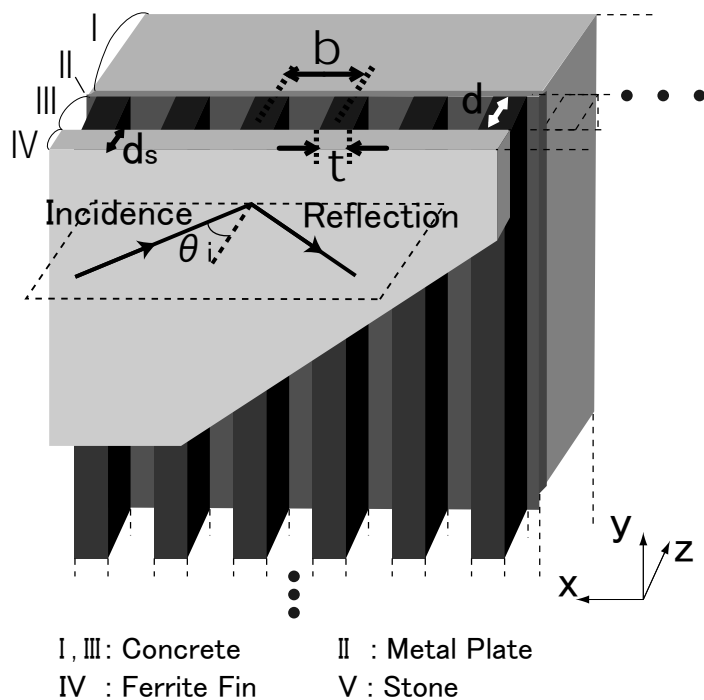


図 3.2: PCCW タイプの電波吸収パネルの構造 (2 層形)

3.3 反射係数の計算方法

3.3.1 一様近似解析

本論文では、電波吸収パネルに対して平面波が TM 斜入射する場合についてのみ想定するが、後述の物理光学近似に基づく反射係数の計算において TE 斜入射の取り扱いも必要となる。ここでは TE, TM 射入射双方の反射係数の計算方法について、3 層形電波吸収パネルを一例として説明する。なお、等価材料定数の導出については、付録 A にて詳説する。

電波吸収パネルの TE と TM 斜入射の平面波に対する反射係数 R^{TE} と R^{TM} は、1 次元伝送線路モデルよりそれぞれ式 (3.1) と (3.2) により与えられる。

$$R^{\text{TE}} = \frac{Z_{in} - \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \cdot \frac{1}{\cos \theta_i}}{Z_{in} + \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \cdot \frac{1}{\cos \theta_i}} \quad (3.1)$$

$$R^{\text{TM}} = \frac{Z_{in} - \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \cdot \cos \theta_i}{Z_{in} + \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \cdot \cos \theta_i} \quad (3.2)$$

ここで、 Z_{in} は電波吸収パネルの入力インピーダンス、 θ_i は入射波の入射角度、 ε_0 と μ_0 は真空の誘電率と透磁率である。 Z_{in} は縦続接続された多段の伝送線路モデルにより計算される [1]。

図 3.1 の電波吸収パネルの層 I～V を第 1～ N 層 ($N = 5$) とし、第 n 層 (n : 層の番号) の入射側表面から見た入力インピーダンスを Z_n とおくと、 $Z_{in} = Z_N$ であり、 Z_N は式 (3.3) の漸化式により数値計算される。ただし、 d_n は第 n 層の厚さであり、第 2 層が金属メッシュまたは金属板のため、 $Z_2 = 0 \Omega$ とおく。

$$Z_n = Z_{cn} \frac{Z_{n-1} + Z_{cn} \tanh \gamma_{zn} d_n}{Z_{cn} + Z_{n-1} \tanh \gamma_{zn} d_n} \quad (n = 3, 4, \dots, N) \quad (3.3)$$

層 III と V のような均質な層では、その内部での z 方向伝搬定数 γ_{zn} と特性インピーダンス Z_{cn} は、比誘電率 ε_{rn} 、比透磁率 $\mu_{rn}(= 1)$ を用いて式 (3.4)～(3.6) で与えられる。ただし、 Z_{cn} の上付きの添え字は入射モードを示す。

$$\gamma_{zn} = jk_0 \sqrt{\varepsilon_{rn}\mu_{rn} - \sin^2 \theta_i} \quad (3.4)$$

$$Z_{cn}^{\text{TE}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \cdot \frac{\mu_{rn}}{\sqrt{\varepsilon_{rn}\mu_{rn} - \sin^2 \theta_i}} \quad (3.5)$$

$$Z_{cn}^{\text{TM}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \cdot \frac{\sqrt{\varepsilon_{rn}\mu_{rn} - \sin^2 \theta_i}}{\varepsilon_{rn}} \quad (3.6)$$

3.3. 反射係数の計算方法

ここで、 k_0 は自由空間内の波数 $2\pi f\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ (f は周波数 [Hz]) である。

棧型フェライトを周期的に含む不均質な層については、異方性を持つ均質平板で近似する。比誘電率テンソル、比透磁率テンソルの各対角要素は条件 $b \ll \lambda_0$ (λ_0 は波長 [m]) のもとで、式 (3.7)～(3.10) で与えられる [17]。

$$\varepsilon_{rx} = \frac{\varepsilon_{rf}}{\varepsilon_{rf}(1 - t/b) + t/b} \quad (3.7)$$

$$\varepsilon_{ry} = \varepsilon_{rz} = \varepsilon_{rf} \cdot \frac{t}{b} + \left(1 - \frac{t}{b}\right) \quad (3.8)$$

$$\mu_{rx} = \frac{\mu_{rf}}{\mu_{rf}(1 - t/b) + t/b} \quad (3.9)$$

$$\mu_{ry} = \mu_{rz} = \mu_{rf} \cdot \frac{t}{b} + \left(1 - \frac{t}{b}\right) \quad (3.10)$$

ただし ε_{rf} と μ_{rf} はフェライトの比誘電率と比透磁率である。なお、本近似式と空間回路網法による反射係数の算出値の差異は、入射角度 $\theta_i = 0^\circ$ と 30° の場合で 3dB 程度以下となる [18]。本近似式による反射係数の算出値には、3dB 程度の近似誤差が含まれることが想定される。

異方性を考慮した等価比誘電率 ε_{req} 、等価比透磁率 μ_{req} は式 (3.11)～(3.14) で与えられる [19]。ただし、上付きの添え字は入射モードを示す。

$$\varepsilon_{req}^{\text{TE}} = \varepsilon_{ry} + \left(\frac{1}{\mu_{rx}} - \frac{1}{\mu_{rz}}\right) \cdot \sin^2 \theta_i \quad (3.11)$$

$$\mu_{req}^{\text{TE}} = \mu_{rx} \quad (3.12)$$

$$\varepsilon_{req}^{\text{TM}} = \varepsilon_{rx} \quad (3.13)$$

$$\mu_{req}^{\text{TM}} = \mu_{ry} + \left(\frac{1}{\varepsilon_{rx}} - \frac{1}{\varepsilon_{rz}}\right) \cdot \sin^2 \theta_i \quad (3.14)$$

棧形フェライトの層については、式 (3.4)～(3.6) の ε_{rn} 、 μ_{rn} の代わりに $\varepsilon_{req}^{\text{TE}}$ 、 μ_{req}^{TE} や $\varepsilon_{req}^{\text{TM}}$ 、 μ_{req}^{TM} を用いることで、TE と TM 斜入射時の z 方向伝搬定数 γ_{zn} と特性インピーダンス Z_{cn} を求める。

3.3.2 各部材の材料定数

設計計算を行うため、使用するフェライトの材料定数をネットワークアナライザ (HP8510) と 39D の同軸管を用いた S パラメータ法 [20] によって測定した。積形フェライト電波吸収体に用いるフェライトの複素比透磁率 $\mu_r (= \mu'_r - j\mu''_r)$ は、比較的大きな周波数特性を有しており、設計計算結果に大きな影響を与える。積形フェライト電波吸収体を使用するフェライトの複素比透磁率 μ_r は、式 (3.15) に示す周波数分散式で与えられるものと仮定した [21]。

$$\mu_r = 1 + \frac{K}{1 + j \frac{f}{f_r}} \quad (3.15)$$

ただし、 f [MHz] は動作周波数を示しており、 K と f_r [MHz] はその積が磁性材料としての良さをあらわす量の 1 つとして知られる定数である。設計計算に使用するフェライトの定数は、実測結果をもとに最小二乗法による推定を行い、 $K = 1025.9$, $f_r = 8.06$ MHz と決定した。

図 3.3 は式 (3.15) から求めた複素比透磁率の計算値と実測値との比較を示している。実部、虚部ともに両者はほぼ一致しており、今回使用するフェライトの複素比透磁率が式 (3.15) で良好に表されることが確認された。フェライトの複素比誘電率は、図 3.4 に示した実測結果から、実部虚部ともに周波数による変動が 0.1 程度であったため、周波数によらず $\epsilon_r = 12.9 - j0.0$ とした。

その他の層の複素比透磁率は $\mu_r = 1.0 - j0.0$ とし、層 I と層 III のコンクリートの複素比誘電率は文献値 [22] から $\epsilon_r = 6.8 - j1.8$ 、層 V の御影石については図 3.5 に示した実測結果から、 $\epsilon_r = 5.7 - j0.12$ とした。なお、層 IV でフェライト以外には空気であるので、 $\epsilon_r = 1.0 - j0.0$ とした。これらの各部材の材料定数を用いて以降の設計計算を行う。

3.3. 反射係数の計算方法

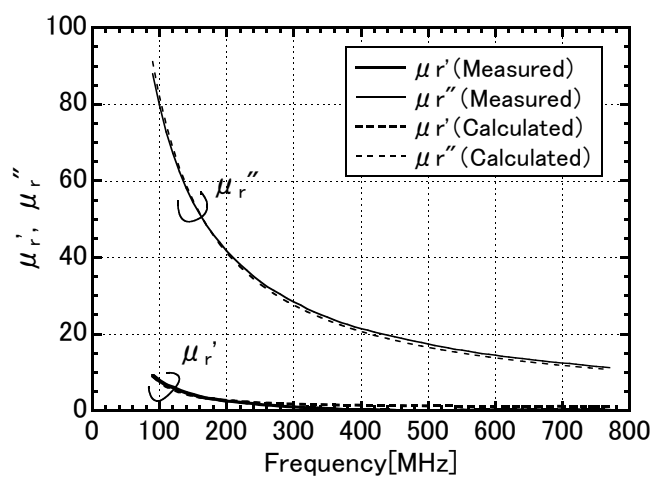


図 3.3: フェライトの複素比透磁率の実測値と近似式による計算値

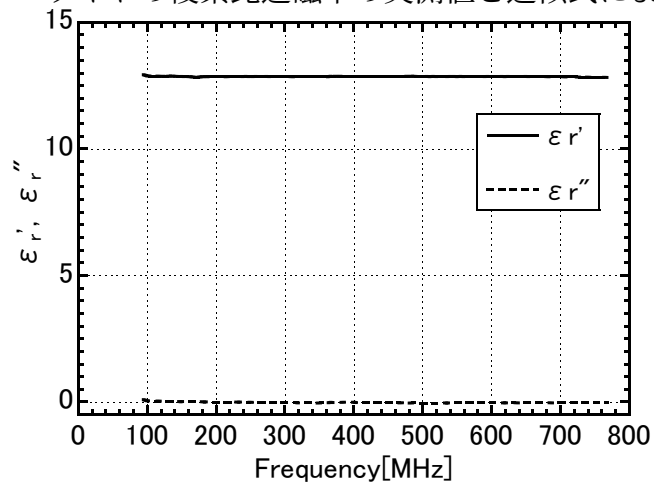


図 3.4: フェライトの複素比誘電率の実測値

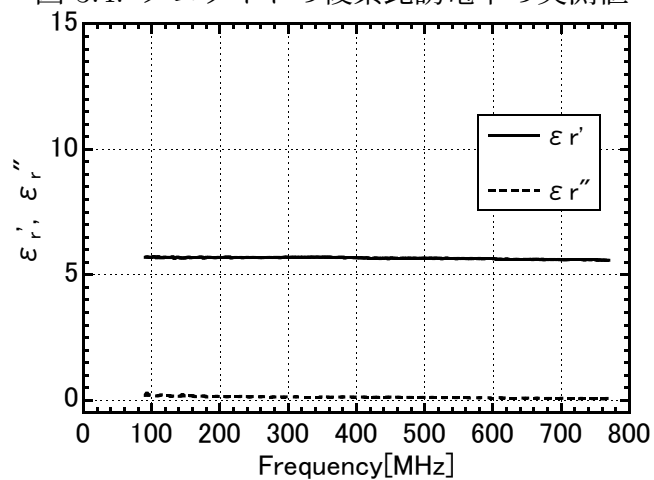


図 3.5: 御影石の複素比誘電率の測定値

3.4 棧形フェライトと平板フェライトの比較

図 3.6 は、入射角度 $\theta_i = 0^\circ$; $d_c = 0$ mm, $d_s = 10$ mm とした場合、すなわち 2 層形電波吸収パネルの垂直入射時の反射係数を示している。ここで棧形フェライト層 (層 IV) の構造パラメータを検討した結果、反射係数が -14 dB 以下となる周波数帯域が最も広帯域となる値が $d = 22$ mm と $t/b = 0.18$ であったため、これらの値を用いた。比較のため、層 IV を平板フェライト、すなわち $t/b = 1.0$ とした場合についても示している。平板フェライトを用いた場合についても反射係数が -14 dB 以下となる周波数帯域が最も広くなる d を選定し、 $d = 5$ mm とした。

棧形フェライトを用いた場合、平板フェライトと比較してフェライトの使用量が約 79 % と減少するにもかかわらず、反射係数が -14 dB 以下となる周波数帯域幅が平板フェライトでは 322MHz、棧形フェライトでは 857MHz となり、格段の広帯域化が可能である。

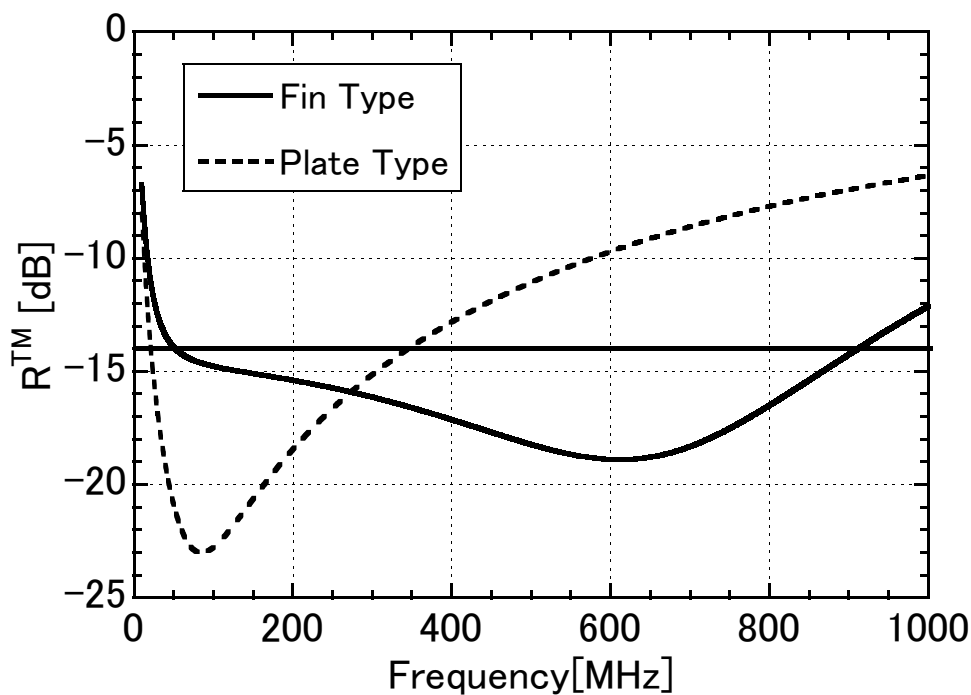


図 3.6: 棧形フェライトの広帯域特性

3.5 2層形電波吸収パネルの設計

本節では，図 3.2 に示した 2 層形電波吸収パネルについて，入射角度 $\theta_i = 0^\circ$ ，すなわち垂直入射時の反射特性を検討する。

3.5.1 石層の厚さの決定

図 3.7 は，フェライト層の厚さ $d = 0 \text{ mm}$ とし，石層と終端板のみのパネルについて，石層の厚さ d_s を $0 \sim 5000 \text{ mm}$ に変化させた場合の入力インピーダンスの変化を示している。ここで，周波数 $f = 430 \text{ MHz}$ とし，反射係数が -14 dB となる線を実線で同時に示している。同図のインピーダンス変化に対して，石層と終端板の間に棧型フェライト層を挿入することにより，電波吸収パネルとしての電波吸収特性を付与する。

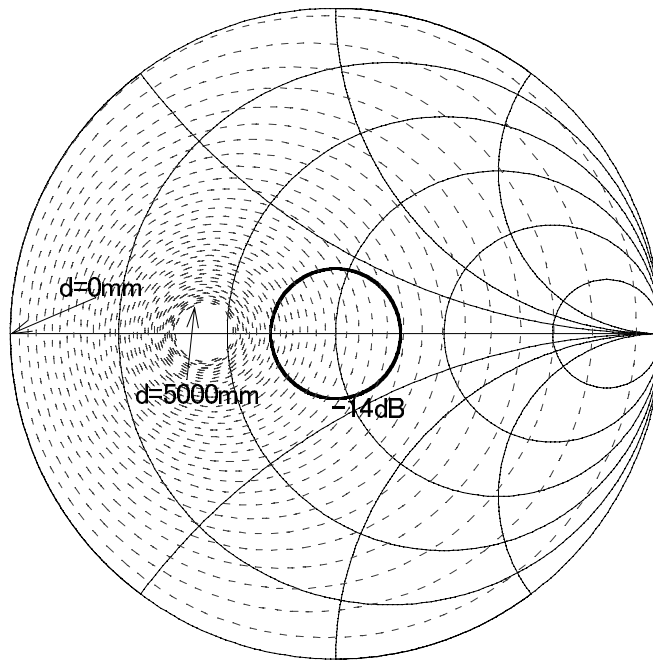


図 3.7: 石層の厚さによる入力インピーダンスの変化

電波吸収パネルの反射係数が -14 dB 以下となるためには，電波吸収パネルの入射面側の表面から終端板側を見込んだ入力インピーダンスが，図 3.8 中に実線で示した円の内側の領域となる必要がある。同図の灰色の領域は，石層が存在する場合に，石層表面から見込んだ反射係数が -14 dB 以下（つまり実線の円の内側）

第3章 建物外壁用 VHF・UHF 帯電波吸収パネルの設計

となるための、石層裏面から終端板側を見込んだ入力インピーダンスの領域である。ただし、図 3.8、図 3.9 はそれぞれ、石層の厚さ $d_s = 10, 30$ mm の場合の同領域であり、 $f = 90, 430, 770$ MHz の 3 通りについて示している。周波数が高くなるに従って、また d_s が大きくなるに従って同領域がスミスチャートの中心から左回りに変化している。

図 3.10 は、2 層形電波吸収パネルの $d_s = 0$ mm とし、棧形フェライト層のみのパネルについて、 $f = 90 \sim 770$ MHz の範囲で変化させた場合のスミスチャート上の軌跡を示している。反射係数の実部が 1.0 以下、虚部が正の領域では周波数が高くなるに従ってスミスチャートの右上方向に軌跡が変化する傾向がある。

図 3.8 もしくは図 3.9 と図 3.10 を比較すると、反射係数が -14 dB 以下となる領域と棧形フェライト層の入力インピーダンスの周波数の変化に対するスミスチャート上の変化の方向がほぼ垂直方向になっている。そのため広帯域な電波吸収特性を得るためには、反射係数が -14 dB 以下となる領域の周波数による変化が小さい方が望ましい。

図 3.8 と図 3.9 比較すると、 d_s が薄いほど周波数の変化による同領域の変化が小さいため、 d_s は出来る限り薄くする必要がある。しかしこれらの部材は破損すると落下による人的被害も想定されるため、部材の経年劣化なども考慮して十分な厚さが求められる。建築部材としての強度を考慮した結果、石層の厚さ $d_s = 10$ mm と決定した。

3.5. 2層形電波吸収パネルの設計

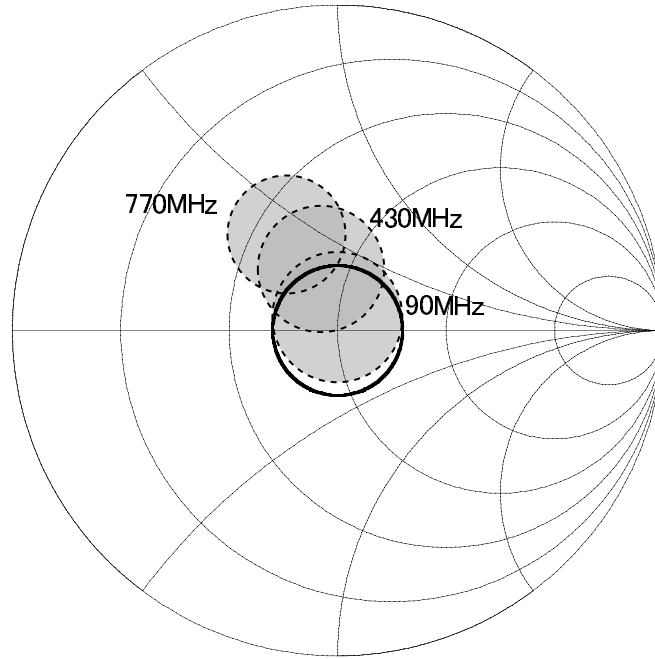


図 3.8: $|R^{\text{TM}}| < -14\text{dB}$ 以下の積層フェライトの入力インピーダンス ($d_s = 10\text{mm}$)

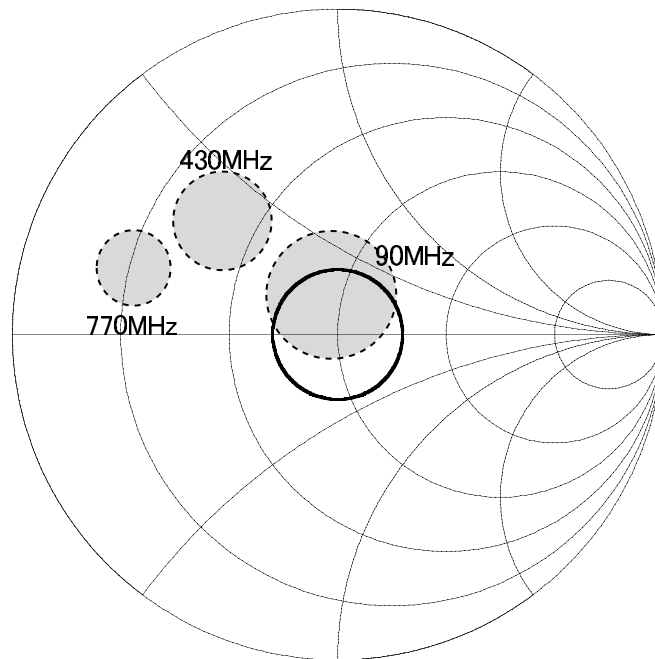


図 3.9: $|R^{\text{TM}}| < -14\text{dB}$ 以下の積層フェライトの入力インピーダンス ($d_s = 30\text{mm}$)

第3章 建物外壁用 VHF・UHF 帯電波吸収パネルの設計

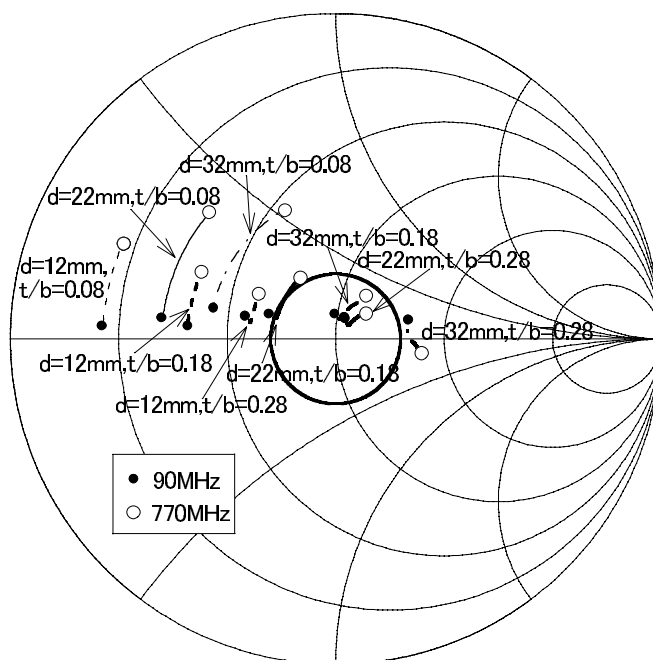


図 3.10: 単層棧形フェライト電波吸収体のインピーダンス特性

3.5.2 棧形フェライトの構造パラメータ

図 3.11 は、 $d_s = 10\text{mm}$ 、 $f = 430\text{ MHz}$ とし、 $d = 0 \sim 100\text{mm}$ の範囲で変化させた場合の棧形フェライト層の入力インピーダンスのスミスチャート上の軌跡を示している。 t/b については、軌跡が灰色の領域を通る 0.08, 0.18, 0.85 の 3 通りについての結果を示している。

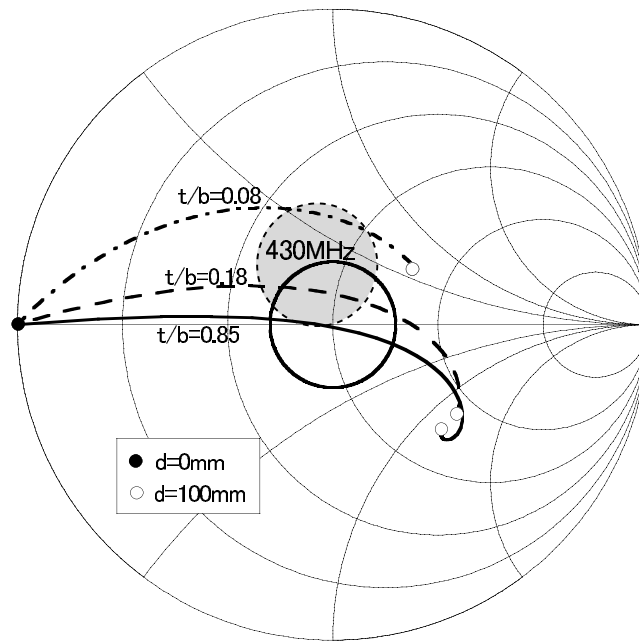


図 3.11: 構造パラメータによる入力インピーダンス変化

このような棧形フェライトの入力インピーダンスの軌跡が灰色の領域を通る各 t/b の値について、同領域内に入る d の範囲を求めることで、反射係数が -14dB 以下となるための d と t/b の満たす条件を求めることができる。

図 3.12 は、90, 430, 770 MHz の 3 周波数において反射係数が -14 dB 以下となる d と t/b の組み合わせの領域を示している。3 周波数の領域の共通部分が存在することが分かる。その中から d と t/b の組み合わせを選ぶことで、必要な周波数特性を有する電波吸収パネルを設計することができる。ここで、周波数による反射係数の変動が大きい場合は、同領域の計算を行う周波数を増加させればよい。

図 3.12 において 3 周波数で反射係数が -14dB 以下となるパラメータの一例として、 $d = 20\text{mm}$ 、 $t/b = 0.2$ の場合の反射係数の周波数特性を図 3.13 に示す。同図より、90MHz から 770MHz の周波数帯域において、反射係数が -14dB 以下となっている。

第3章 建物外壁用 VHF・UHF 帯電波吸収パネルの設計

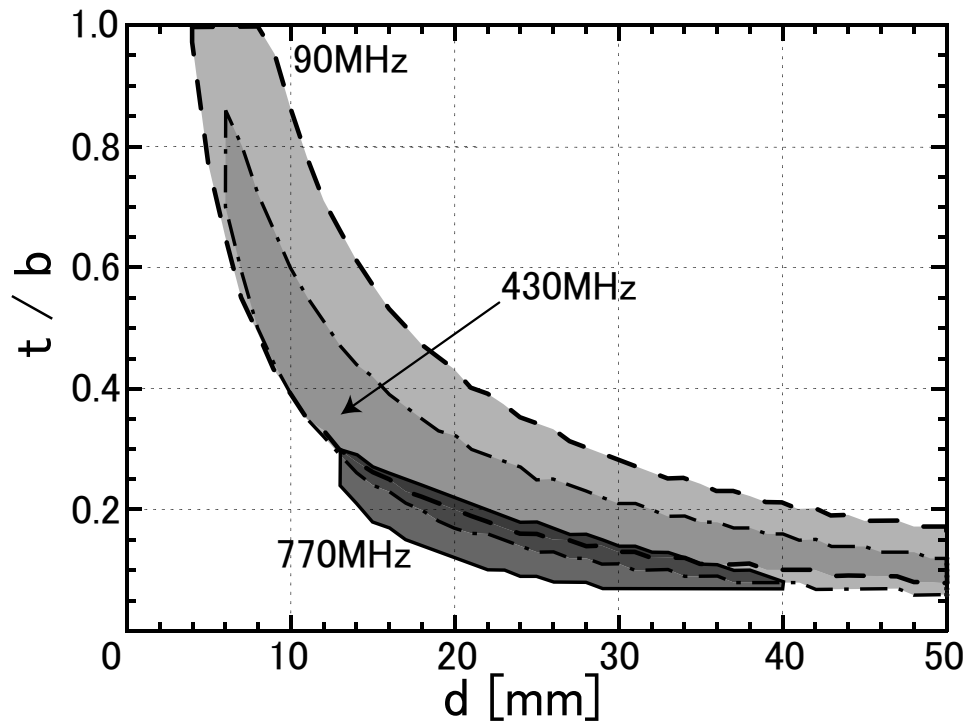


図 3.12: 反射係数が -14 dB 以下となるための t/b と d の組み合わせの範囲

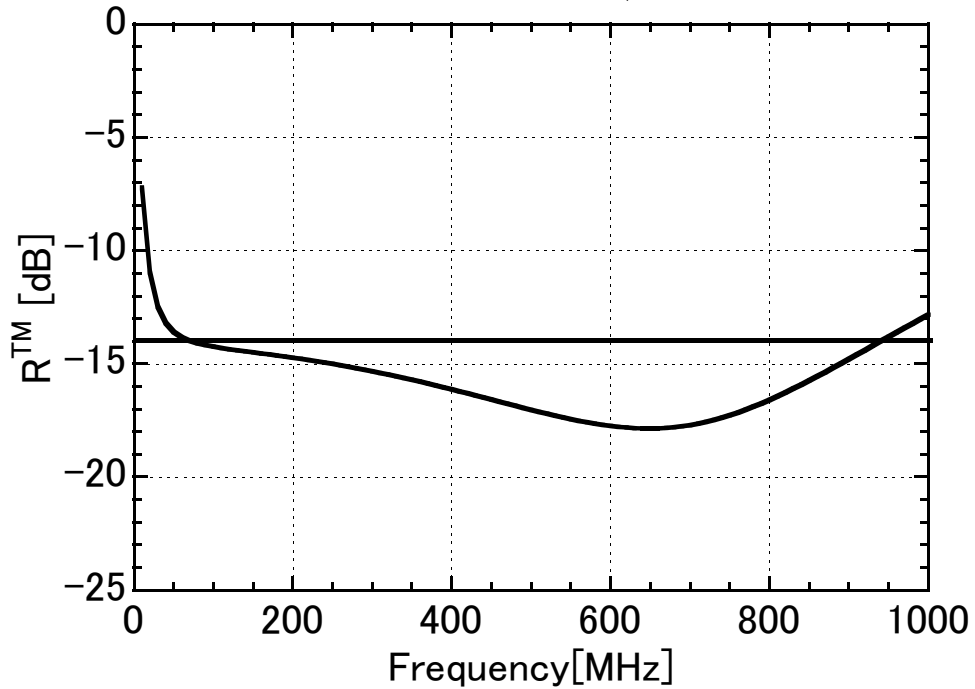


図 3.13: 設計計算結果の一例 ($t/b = 0.2$, $d = 20$ mm)

3.5.3 石層の水分の影響

建物外壁用電波吸収パネルでは、特に最外層となる石層（御影石）が雨などの影響によって吸水し、電波吸収特性に影響を与えることが懸念される。石層の吸水状態が電波吸収特性に与える影響について、乾燥、気乾と吸水の3つの吸水状態により検討する。

「乾燥状態 (Dry Condition)」は 105°C 、30%の恒温恒湿槽内で24時間乾燥させた後、「吸水状態 (Wet Condition)」は水中に24時間放置後の複素比誘電率 ϵ_r の測定結果から、それぞれ、 $\epsilon_r = 5.6 - j0.06$ と $5.9 - j0.14$ とした。また「気乾状態 (Normal Condition)」については、図3.5の結果と同様とし、 27°C 、50%の恒温恒湿槽内で4週間放置後の測定結果から、 $5.7 - j0.12$ とした。それぞれの複素比誘電率 ϵ_r の測定結果は、図3.14に示している。

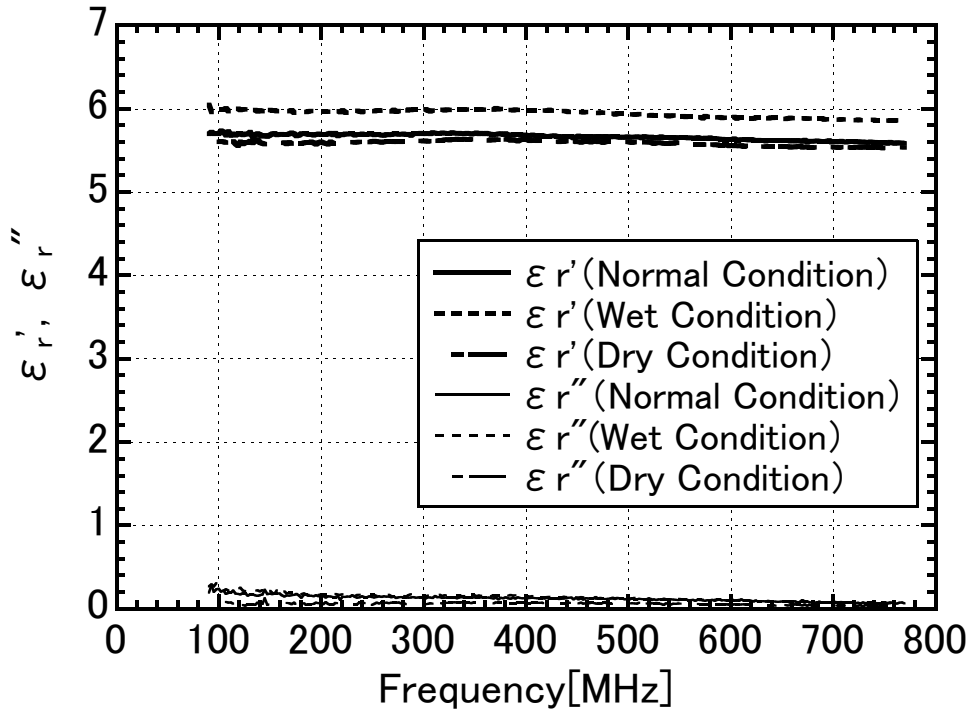


図 3.14: 吸水状態による御影石の複素比誘電率 ϵ_r

$\theta_i = 0^{\circ}$ 、 $d_c = 0\text{mm}$ 、 $d_s = 10\text{mm}$ とした場合について、層 V の石層の3つの吸水状態における反射係数を図3.15に示す。今回用いた最外層に御影石を用いた電波吸収パネルでは、吸水状態による反射係数の変化は「気乾状態」を基準とすると $\pm 1\text{dB}$ 以内となり、水分による影響はほとんど受けないことが明らかになった。

第3章 建物外壁用 VHF・UHF 帯電波吸収パネルの設計

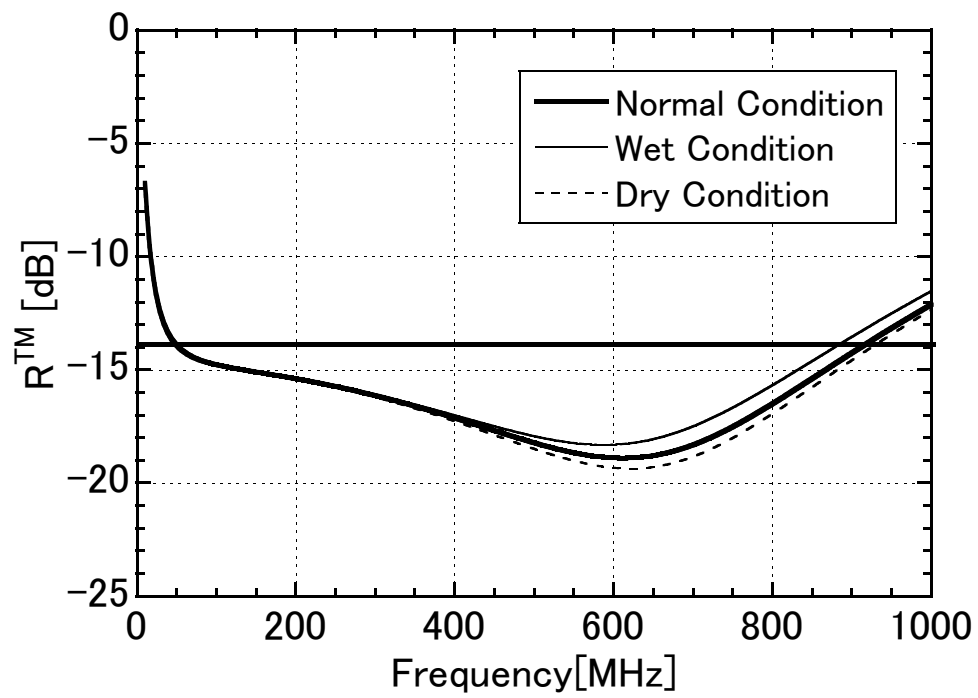


図 3.15: 石層の水分の影響

3.5.4 入射角度の影響

放送波の反射を抑制する目的で設置される電波吸収パネルでは、波源と建物の位置関係が決定されているため、一般に単一の入射角度に対する広帯域化で十分である。図 3.16 は、入射角度 $\theta_i = 0, 30, 60^\circ$ の3通りについて、電波吸収パネルの反射係数を示している。ただし、反射係数が -14dB 以下となる周波数帯域が最も広くなるような d と t/b の組み合わせを表 3.1 の通りに選択している。

同図から、入射角度が大きくなるに従って広帯域な反射特性が得やすい傾向が見られる。 d と t/b の積に比例するフェライト使用量は、 $\theta_i = 0^\circ$ と比較して $\theta_i = 30^\circ$ では約 85%， $\theta_i = 60^\circ$ では約 52%となる。入射角度 θ_i が大きくなるに従って、フェライト使用量を削減可能である。

表 3.1: 計算に使用した構造パラメータ $d, t/b$

パラメータ	$\theta_i = 0^\circ$	$\theta_i = 30^\circ$	$\theta_i = 60^\circ$
d	22mm	14mm	4mm
t/b	0.18	0.24	0.51

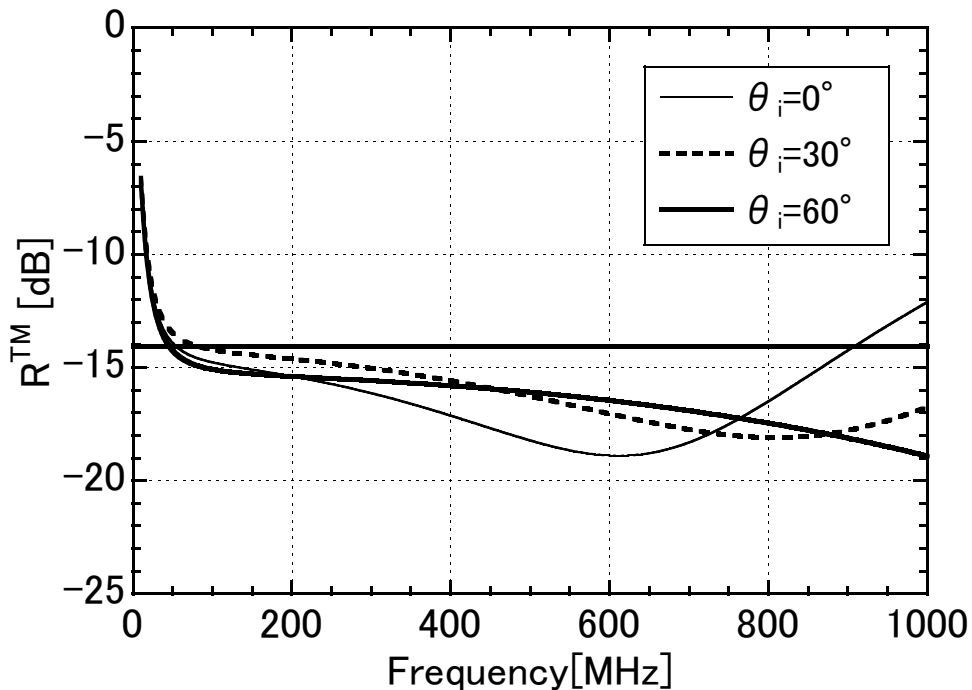


図 3.16: 入射角度の影響

3.6 3層形電波吸収パネルの設計

3.6.1 コンクリート層の挿入による広帯域化

前節で検討した入射角度 $\theta_i = 0, 30, 60^\circ$ では、2層形電波吸収パネルが計算上は目標性能を満足することを示した。建物に実装する電波吸収パネルの設計においては、施工誤差等によって電波吸収特性が劣化する場合を考慮して設計仕様に対して3～4 dB程度のマージンを見込むことが一般的である。そこで本節における計算上の目標性能としては、-14 dBに対して4 dBのマージンを見込んで-18 dBと設定する。

本節では、入射角度によっては2層形電波吸収パネルと比較して広帯域化が可能となる3層形電波吸収パネルの検討を行う。ここで $d_s = 10 \text{ mm}$ 、入射角度 $\theta_i = 0^\circ$ とする。

3.6.2 コンクリート層の厚さ

図3.17は、コンクリート層の厚さ d_c を0, 10, 20, 30mmに変化させた場合の電波吸収パネルの反射特性を示している。ただし、各 d_c において反射係数が-18 dBとなる帯域が最も広帯域になるように d と t/b を表3.2の通りに選択している。

表 3.2: 計算に使用した構造パラメータ $d, t/b$

パラメータ	$d_c = 0\text{mm}$	$d_c = 10\text{mm}$	$d_c = 20\text{mm}$	$d_c = 30\text{mm}$
d	30mm	19mm	8mm	7mm
t/b	0.15	0.24	0.5	0.67

同図では、 $d_c = 10 \text{ mm}$ と 20mm の場合に比較的広帯域な特性が得られており、最適な d_c が存在することが分かる。

図3.18は、各 d_c に対して反射係数が-18 dB以下となる周波数帯域を計算した結果である。 $d_c = 15 \text{ mm}$ とした場合に最も広帯域な反射特性が得られ、2層形電波吸収パネル ($d_c = 0\text{mm}$) と比較して約 36 MHz の広帯域化が可能となる。

3.6. 3層形電波吸収パネルの設計

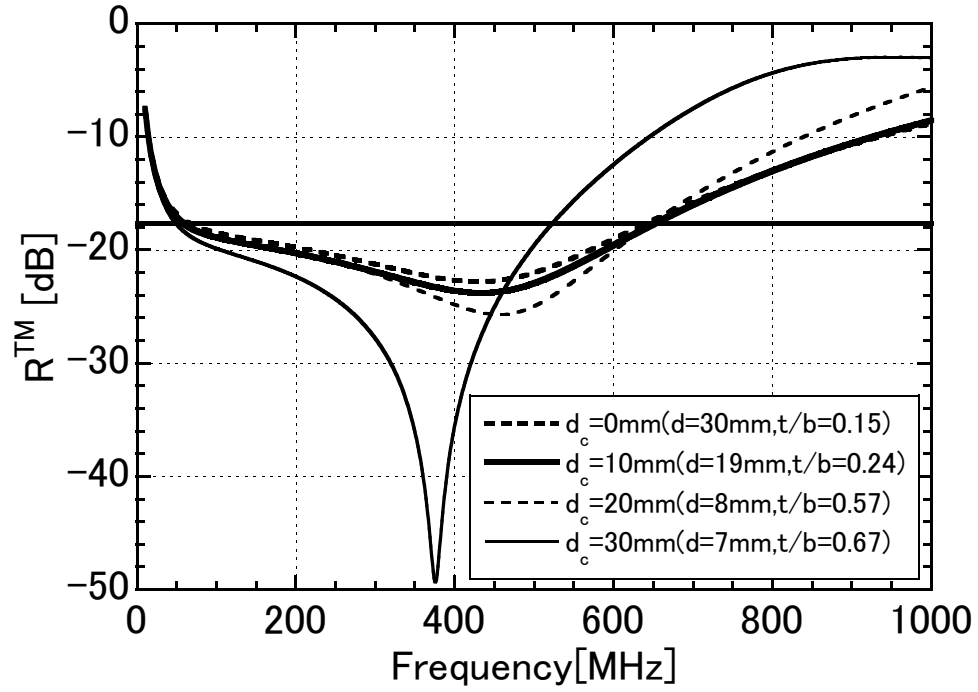


図 3.17: コンクリート層の厚さ d_c の影響

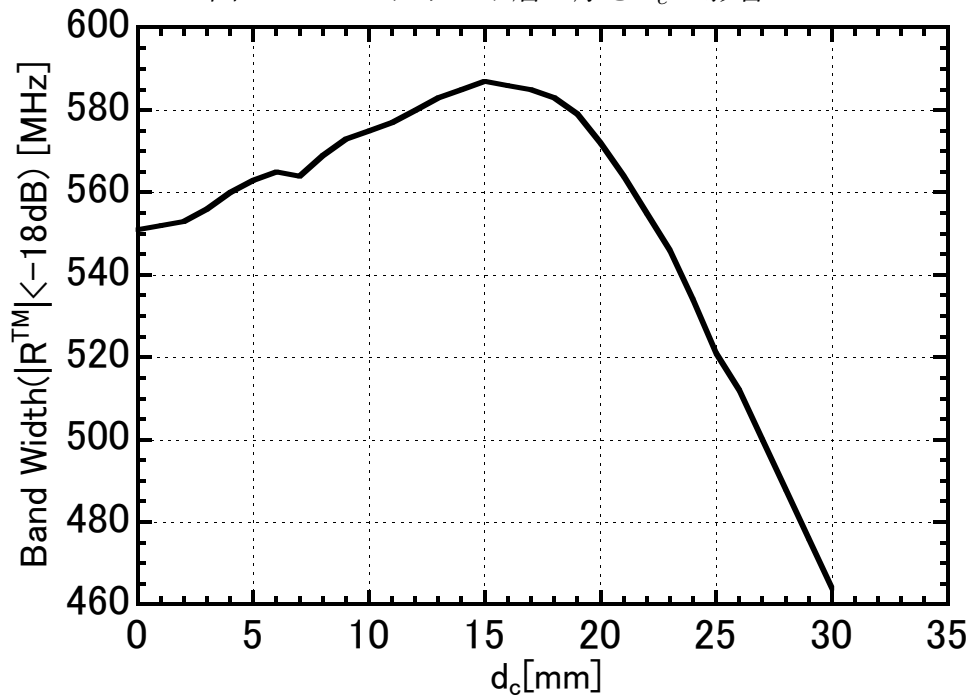


図 3.18: コンクリート層さ d_c と吸収帯域

第3章 建物外壁用 VHF・UHF 帯電波吸収パネルの設計

図 3.19 は $d_c = 15 \text{ mm}$ の場合について、 d の変化に対する棧形フェライト層の入力インピーダンス軌跡を示している。ここで、 $d_s = 10 \text{ mm}$ の石層の影響を考慮して反射係数が -18dB となる為のスミスチャート上の周波数ごとの領域を灰色と点線で示し、石層の影響を考慮しない場合の反射係数 -18 dB の円を実線で示している。周波数が高くなるに従って $d = 0 \text{ mm}$ の入力インピーダンスが左端から右回りに変化している。これはコンクリート層によって入力インピーダンスを調整可能であることを示している。そのため、入射角度によってはコンクリート層の挿入によって広帯域化が可能となる。

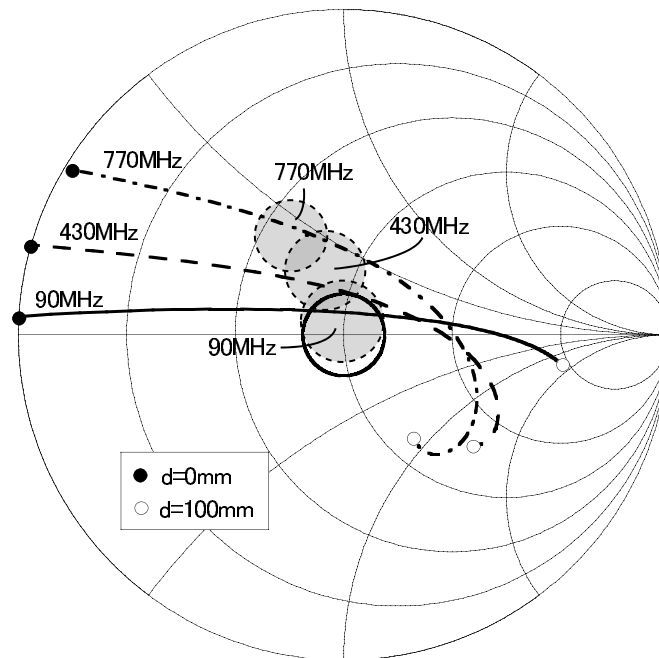


図 3.19: 3 層形電波吸収パネルの棧形フェライト層の入力インピーダンス

3.7 まとめ

本章では、棧形フェライト電波吸収体を適用したPCCWタイプの電波吸収パネルについて、建築的制約条件を考慮した設計手法について述べた。

まず、本論文で取り扱う建物外壁用電波吸収パネルの構造を示した。次に電波吸収パネルの構造パラメータの設計計算を行うため、1次元の伝送線路モデルを用いた反射係数の計算方法を述べた。棧型フェライト層の特性インピーダンスについては、異方性の等価材料定数を有する一様な層として近似して計算した。

反射係数を計算結果により、棧形フェライト電波吸収体の基本特性や構造パラメータなどが電波吸収特性に与える影響を示した。以下に、本章の検討にて得られた知見を示す。

- 棧形フェライト電波吸収体を用いた場合、平板フェライト電波吸収体と比較してフェライトの使用量が約 79 % と減少するにもかかわらず、反射係数が -14 dB 以下となる周波数帯域幅が平板フェライトでは 322MHz、棧形フェライト電波吸収体では 857MHz となり、格段の広帯域化が可能である。
- 棧型フェライト層に対して入射面側となる石層の厚さ d_s は、出来る限り薄いほど広帯域な電波吸収特性が得られる。さらに建築部材としての制約条件を考慮し、石層の厚さ $d_s = 10\text{mm}$ と決定した。
- 反射係数が -14dB 以下となるための棧型フェライト電波吸収体の構造パラメータの組み合わせの範囲を求めた。本結果を利用することにより、広帯域な電波吸収特性を有する電波吸収パネルを容易に設計することが可能となる。
- 電波吸収パネルの最外層となる石層について、降雨などによる吸水が反射係数に与える影響を検討した。その結果、吸水状態による反射係数の変化は「気乾状態」を基準とすると $\pm 1\text{dB}$ 以内となり、水分による影響はほとんど受けないことを示した。
- 入射角度 $\theta_i = 0, 30, 60^\circ$ の 3 通りについて、反射係数の周波数特性を求めた。その結果、入射角度が大きくなるに従って広帯域な反射特性が得やすい傾向が見られた。 $\theta_i = 0^\circ$ の場合と比較したフェライト使用量は、 $\theta_i = 30^\circ$ では約 85%、 $\theta_i = 60^\circ$ では約 52% となっており、入射角度が大きくなるに従って削減可能であることを示した。
- 2 層形電波吸収パネルでは広帯域特性が比較的得にくい入射角度 $\theta_i = 0^\circ$ について、金属板と棧型フェライト層の間にコンクリート層を挿入した 3 層形電波吸収パネルの広帯域化について検討した。コンクリート層の厚さ

第3章 建物外壁用 VHF・UHF 帯電波吸収パネルの設計

$d_c = 15\text{mm}$ に最適化することにより，設計計算において反射係数が -18dB 以下（「目標性能： -14dB 」－「測定時の誤差等に対するマージン： 4dB 」）となる周波数帯域が約 36MHz 拡大した。

第4章 建物外壁用電波吸収パネルの 反射係数測定

4.1 はじめに

第4章では、第3章の方法で設計した電波吸収パネルについて、建物に取り付ける大きさと同程度の大きさ（1辺の長さが3.5m以上）の電波吸収パネルを作成し、反射係数を測定した結果を述べる。

ベクトルネットワークアナライザ（Vector Network Analyzer, 以下、VNAとする）のタイムドメイン機能を利用して電波吸収パネルの反射係数の複素振幅を測定する。入射角度は30°と60°の2通り、入射偏波はTM斜入射のみとし、TE斜入射については測定を行わない。目標性能としては、首都圏での地上デジタル放送やマルチメディア放送（予定）への対応を考慮し、周波数帯域90～560MHzにおいて反射波を-14dB以下に抑制するものとする。ここで電波吸収パネルの設計計算では、施工誤差等によって電波吸収特性が劣化する場合を考慮し、目標性能に対して3～4 dB程度のマージンを見込むことが一般的である。測定値における目標性能の-14 dBに対して4 dBのマージンを見込み、設計計算における目標性能は-18 dBと設定する。

第3章で取り扱ったプレキャストカーテンウォール (PreCast Curtain Wall, 以下、PCCWとする) タイプに加え、建物の外観を向上させるためにしばしば用いられるガラスカーテンウォール (Glass Curtain Wall, 以下、GCWとする) に栈型フェライト電波吸収体を適用した GCW タイプの電波吸収パネルについても検討する。

さらに電波吸収パネルの建物実装時の様々な条件が電波吸収性能に与える影響について、実験的に検討する。

4.2 電波吸収パネルの構造

本章で取り扱う2層形と3層形のPCCWタイプの電波吸収パネルの構造を、それぞれ図4.1と図4.2に示す。第3章の電波吸収パネルと比較すると、2層形の第VI層もしくは3層形の第V層が表面材料となっている。表面材料の材質としては、様々な意匠上の仕様に対応するため、ビニロン繊維補強セメント複合材 (Vinylon Fiber Reinforced Cement composition, 以下VFRCとする)、押し出し成型板 (Extruded Cement Panel, 以下ECPとする)、御影石の3種類とする。

GCWタイプの電波吸収パネル構造を図4.3に示す。GCWタイプの電波吸収パネルは層Iから層IVの4層の部材で構成されており、その前面に空気層 (層V, 厚さ $d_a = 100\text{mm}$) をおいて表面材料となるガラス (層VI, 厚さ d_s) が配置されている。入射角度 θ_i の入射波に対して亜鉛メッキ鋼板 (層II, 厚さ 0.5mm) の裏側の石膏ボード (層I, 厚さ 12.5mm) の材料と厚さは、電波吸収特性に影響しないため任意に変更できる。層IVは、厚さ 12.5mm の石膏ボードである。

2層形のPCCWタイプやGCWタイプの層IIIやPCCWタイプの層IVとなる棧形フェライト電波吸収体の構造パラメータとなるフェライト層の厚さ d 、フェライトの幅 t と配列周期 b の決定方法は後述する。

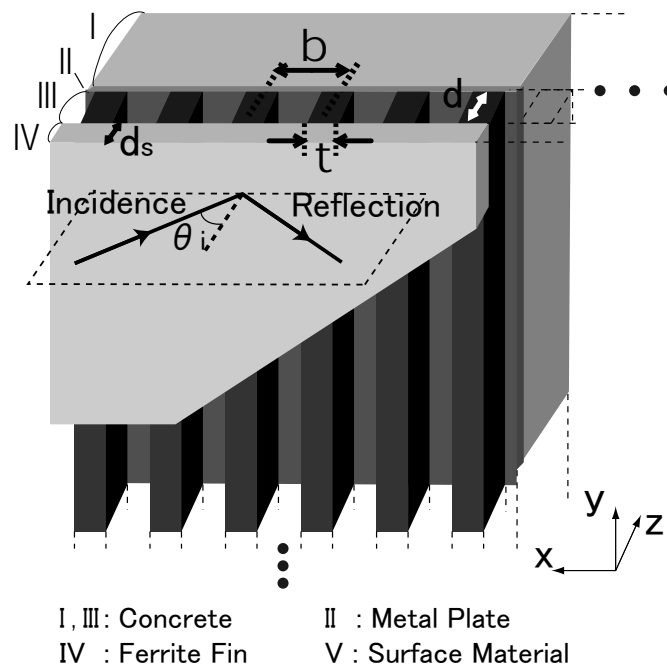


図 4.1: PCCW タイプの電波吸収パネルの構造 (2層形)

4.2. 電波吸収パネルの構造

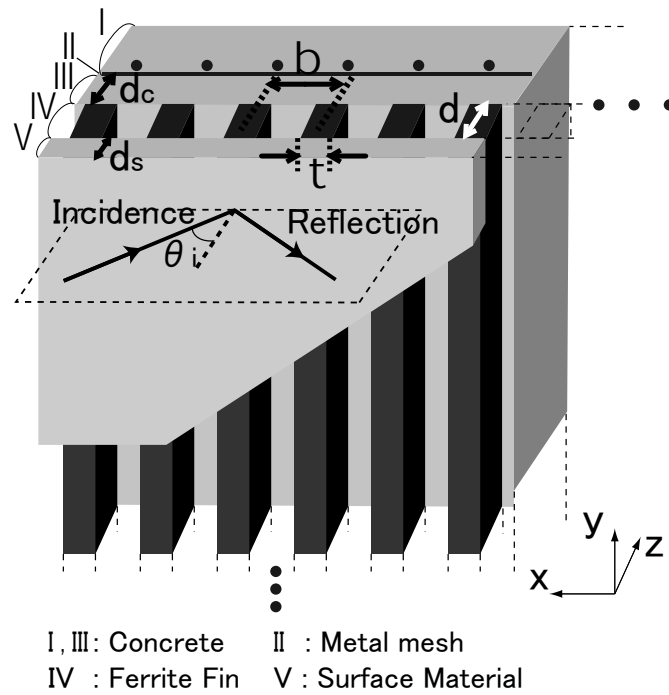


図 4.2: PCCW タイプの電波吸収パネルの構造 (3 層形)

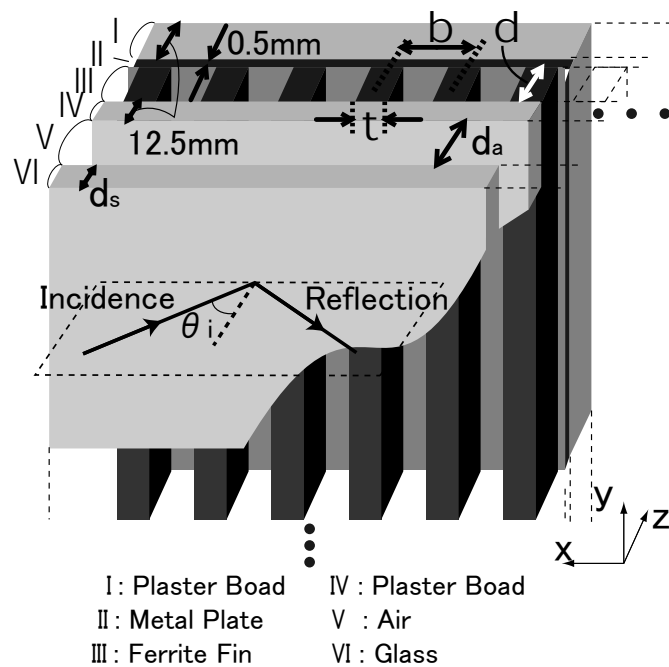


図 4.3: GCW タイプの電波吸収パネルの構造

4.3 建築部材としての制約条件

第3章の3.5節の結果より，良好な電波吸収特性を有する電波吸収パネルを設計するためには，棧形フェライト電波吸収体の前面の部材，すなわち GCW タイプの層 VI や PCCW タイプの層 IV(2 層形) もしくは層 V(3 層形) が薄いことが望ましい。しかしこれらの部材は破損すると落下による人的被害も想定されるため，部材の経年劣化なども考慮して十分な厚さが求められる。建築部材としての強度を考慮した結果，決定した表面材料の厚さを表 4.1 に示す。

表 4.1: 表面材料の厚さ d_s				
	VFRC	ECP	御影石	ガラス
d_s	15mm	10mm	10mm	12mm

PCCW タイプの層 III(3 層形) の厚さ d_c が薄い場合 (ただし, $d_c > 0\text{mm}$), 剥離等の問題が懸念される。これは, コンクリートの粗骨材が層 III に入りにくくなり, 強度が得られないためである。そこで, $d_c = 0\text{mm}$, もしくは $d_c \geq 15\text{mm}$ の制約条件で前章と同様な方法で d_c を最適化した結果, $d_c = 0\text{mm}$, もしくは $d_c = 15\text{mm}$ とした。

4.4 設計計算

4.4.1 各部材の材料定数

栈型フェライトの構造構造パラメータの設計計算に用いるフェライトの複素比透磁率 μ_r については、前章と同様に式 (3.15) の周波数分散式で与えるものと仮定し、 $K = 1025.9$, $f_r = 8.06\text{MHz}$ とした。

フェライト以外の部材については、 $\mu_r = 1.0 - j0.0$ とした。フェライト、御影石とコンクリートの複素比誘電率 ϵ_r についても前章と同様の値を用い、それぞれ $\epsilon_r = 12.9 - j0.0$, $5.7 - j0.12$ と $6.8 - j1.8$ とした。ガラスの複素比誘電率は文献値 [22], 石膏ボードについては前章と同様に S パラメータ法による測定結果 (図 4.4 参照) に基づき、それぞれ $\epsilon_r = 7.0 - j0.0$ と $2.5 - j0.0$ とした。VFRC と ECP の複素比誘電率については次節で述べる。

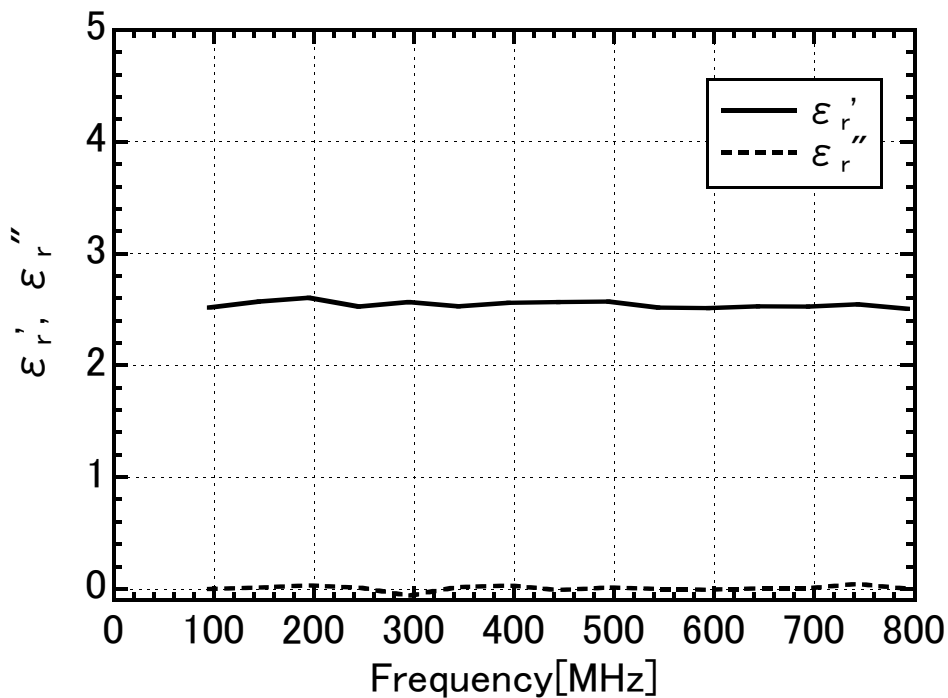


図 4.4: 石膏ボードの複素比誘電率測定結果

電波吸収パネルの各部材の複素比誘電率は周波数特性を有するが、設計計算の簡略化や計算時間の短縮のため、本論文では周波数の変動に対して複素比誘電率は一定と仮定する。ここでは PCCW タイプで表面材料が御影石の電波吸収パネルと GCW タイプの電波吸収パネルについて、複素比誘電率の周波数特性が反射係数に与える影響を以下に示す。

第4章 建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定

PCCW タイプで表面材料が御影石の電波吸収パネルと GCW タイプの電波吸収パネルについて、複素比誘電率の周波数特性を考慮した場合と周波数に対して一定とした場合の反射係数の計算結果を、図 4.5 と図 4.6 に示す。ただし、それぞれ入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° とし、計算に用いた構造パラメータ t, d, b, d_c を表 4.2 に示す。両図の結果から、複素比誘電率の周波数特性による反射係数の影響は、0.2dB 程度以内となっている。特にコンクリートは周波数によって複素比誘電率が 1.0 程度変動するが、コンクリート層が入射波に対して棧形フェライト電波吸収体の背面となり、複素比誘電率の変化による電波吸収パネルの入力インピーダンスの変化が小さいためと考えられる。

表 4.2: 計算に用いた構造パラメータ

	PCCW タイプ (御影石)		GCW タイプ	
	$\theta_i = 30^\circ$	$\theta_i = 60^\circ$	$\theta_i = 30^\circ$	$\theta_i = 60^\circ$
t	8mm	8mm	8mm	8mm
d	17mm	17mm	17mm	17mm
b	27mm	38mm	27mm	42mm
d_c	15mm	0mm	15mm	0mm

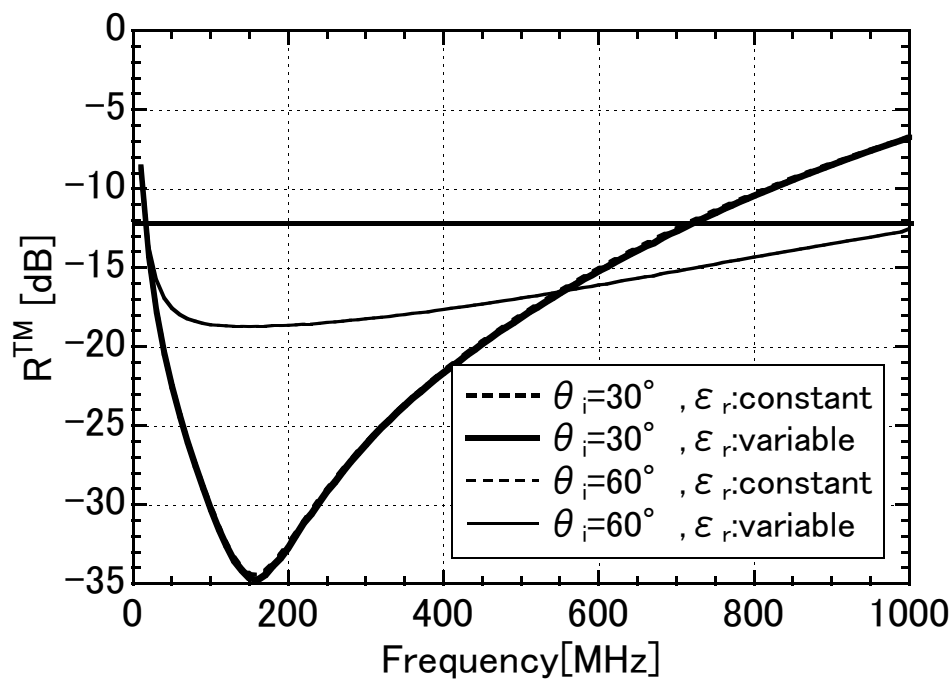


図 4.5: 複素比誘電率の周波数特性の影響 (PCCW タイプ, 御影石)

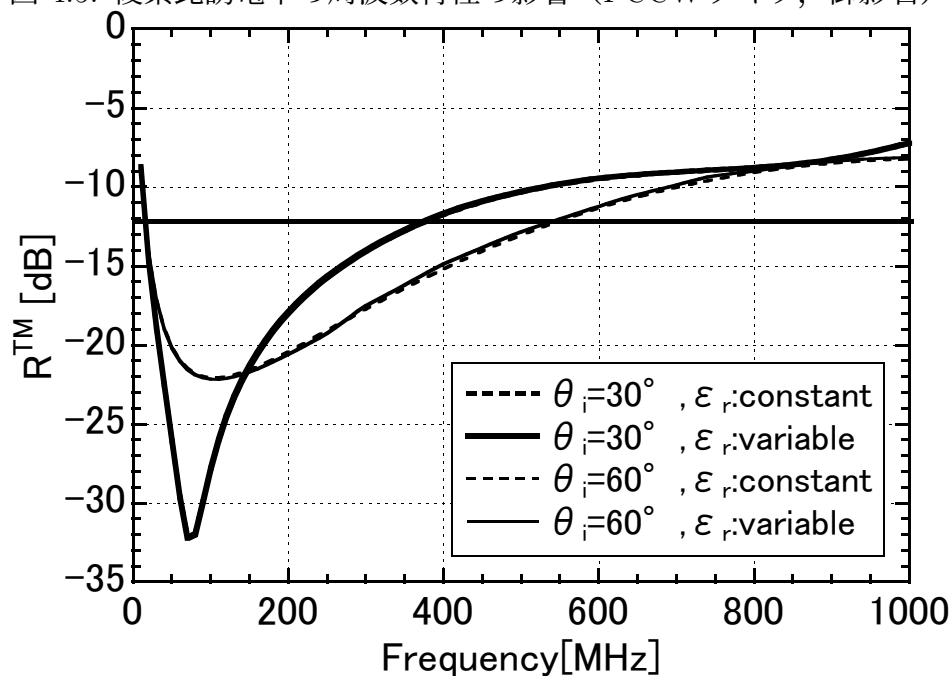


図 4.6: 複素比誘電率の周波数特性の影響 (GCW タイプ)

第4章 建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定

特にセメント系の表面材料である ECP と VFRC については、降雨による吸水のために複素比誘電率が変化することが想定される。図 4.7 に示す測定フローにより、含水率の変化に対する複素比誘電率を測定した。含水率 W_c [%] は式 (4.1) で定義する。

$$W_c = \frac{W_m - W_0}{W_m} \times 100 \quad (4.1)$$

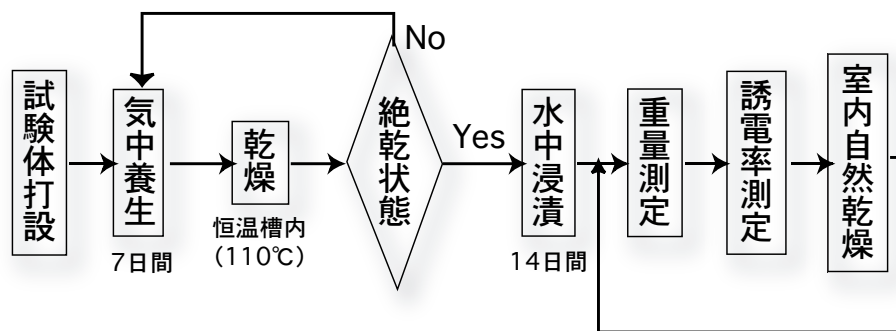


図 4.7: セメント系表面材料の複素比誘電率測定フロー

ここで、 W_m [g] は測定時の試験体重量、 W_0 [g] は絶乾重量とする。絶乾重量は、110℃の恒温槽において乾燥を行い、試験体の重量が定常状態となった際の重量とした。

ECP と VFRC について、100, 200, 600MHz の複素比誘電率の測定結果をそれぞれ、図 4.8 と図 4.9 に示す。図 4.8 の ECP については、含水率が大きくなると複素比誘電率は周波数によって実部が 1.0 程度、虚部は 1.5 程度変動している。建物実装時には含水率は 6% 程度であり、これらの含水率では複素比誘電率の周波数による変動は実部、虚部ともに 0.5 程度以内である。ECP の複素比誘電率としては、含水率 6%、600MHz の複素比誘電率を採用し、 $6.3 - j 0.5$ とした。ここで、本論文では地上デジタル放送の周波数帯域に主眼を置いて検討するため、同帯域に近い 600MHz の複素比誘電率を用いた。ECP については、含水率が設計計算時の 6% から 5% に低下しても複素比誘電率の変動は実部、虚部ともに 0.3 程度以下であり反射係数に与える影響小さいと考えられる。

図 4.9 の VFRC では、含水率 W_c が高くなると大きな周波数依存性を示している。特に VHF 帯となる 100MHz や 200MHz では、含水率が高くなると実部、虚部ともに上昇している。これは、表層での反射が大きかつ安定しない原因となり、PCCW タイプで表面材料を VFRC とした場合は VHF 帯の電波吸収特性が得にくいことが想定される。VFRC の出荷時は含水率を 7% 程度に管理するが、建

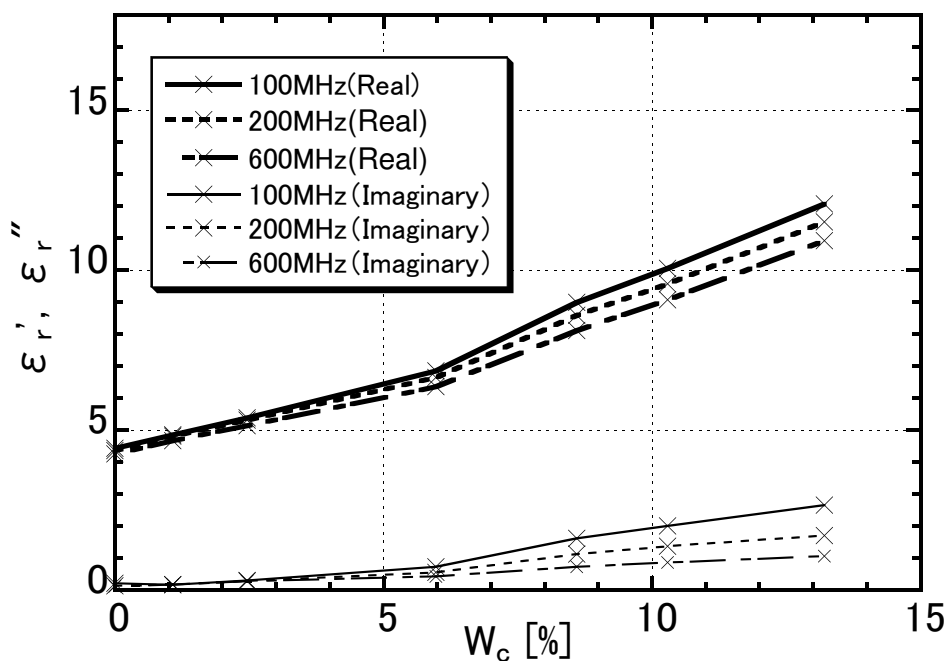


図 4.8: ECP の複素比誘電率測定結果

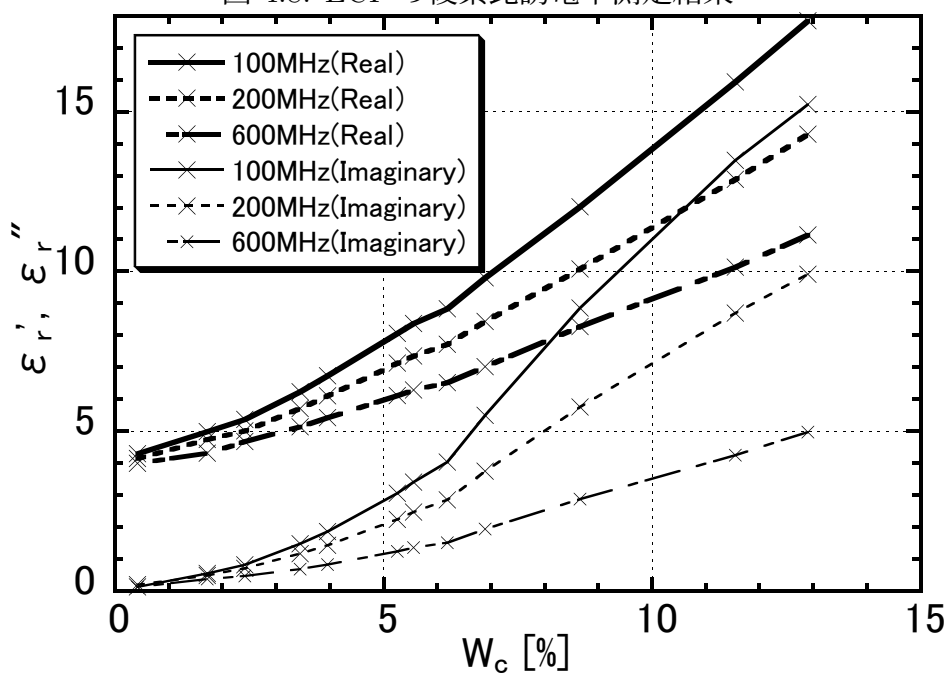


図 4.9: VFRC の複素比誘電率測定結果

第4章 建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定

物実装後の吸水による含水率の上昇を防止するため、撥水材の塗布などの対策が必要である。

設計計算の簡略化と計算時間短縮のため、設計計算では VFRC についても周波数に対して複素比誘電率は一定と仮定する。VFRC の複素比誘電率の決定について以下に述べる。PCCW タイプの表面材料を厚さ $d_s = 15\text{mm}$ ，含水率 $W_c = 7.0\%$ の VFRC，入射角度 $\theta_i = 60^\circ$ とし，周波数 100, 200, 600MHz の複素比誘電率の測定値により反射係数を計算した結果を図 4.10 に示す。計算に使用した VFRC の誘電率は同図中，その他パラメータを表 4.3 に示す。

表 4.3: 計算に用いたパラメータ

	t	d	b	d_c
サイズ	8mm	17mm	40mm	0mm

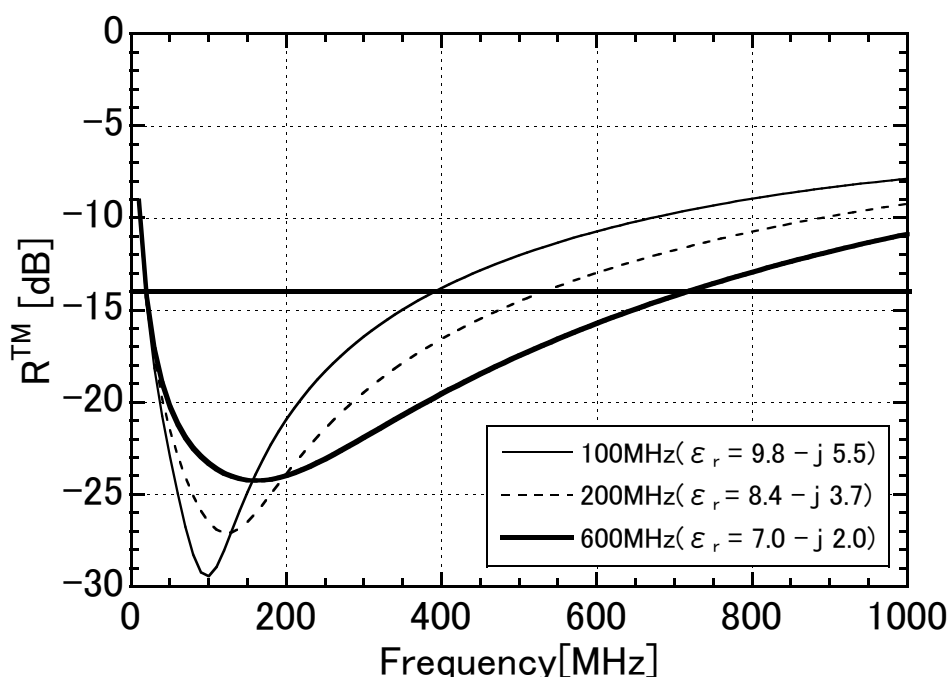


図 4.10: PCCW タイプの VFRC の複素比誘電率の影響

VFRC の複素比誘電率が変化すると，反射係数が -14dB となる下限周波数は約 20MHz でほとんど変化しないが，上限周波数は複素比誘電率によって約 390MHz から 710MHz に変化している。600MHz の誘電率を採用することで，反射が -14dB 以下となる周波数帯域の上限周波数と地上デジタル放送の周波数帯域を比較的再現できる。そこで VFRC の設計計算では，含水率 7.0%，周波数 600MHz の複素比誘電率 $\varepsilon_r = 7.0 - j2.0$ を用いる。

4.4.2 設計計算結果

棧形フェライト電波吸収体の構造は、図 4.1 から図 4.3 に示したフェライト層の厚さ d 、フェライトの幅 t と配列周期 b の 3 つの構造パラメータによって決定される。棧形フェライトの形状を決定する d と t は、既製品の形状に合わせることが現実的である。フェライトの成型には金型が必要であり、建物ごとに最適な形状の金型を製作すると大きなコストアップとなるためである。本章では、 $d = 17\text{mm}$ 、 $t = 8\text{mm}$ とし、 b については以下に示す設計計算の結果に基づいて決定する。

棧形フェライト電波吸収体の配列周期 b と PCCW タイプのコンクリート層の厚さ d_c は、伝送線路モデルによる TM 斜入射の反射係数 R^{TM} の計算結果により、目標性能を満足した上で最も広帯域な電波吸収特性が得られるように決定する。

地上デジタル放送のような広域放送におけるマルチパス対策の電波吸収パネルでは、放送波の到来方向と建物外壁の向きが一意に決定できる。そのため、単一の入射角度における反射波の抑制で十分である。入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° について、構造パラメータ b の変化に対する PCCW タイプの表面材料を ECP とした場合の反射係数の計算結果を、それぞれ図 4.11 と図 4.12 に示す。電波吸収パネルの各パラメータは $d_s = 10\text{mm}$ 、 $d = 17\text{mm}$ 、 $t = 8\text{mm}$ とした。 d_c については 0mm と 15mm のうちの広帯域な吸収特性が得られた結果を示しており、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° ではそれぞれ、 15mm と 0mm とした。

b の決定に際しては、測定誤差等を考慮して反射波の目標値 -14dB に対して 4dB のマージンを設定する。すなわち目標性能の周波数帯域 $90\sim 560\text{MHz}$ において反射波が -18dB （「目標性能： -14dB 」－「測定時の誤差等に対するマージン： 4dB 」）以下の特性が得られた上で、反射波が -18dB 以下となる周波数帯域が最も広帯域となる b を採用する。図 4.11 と図 4.12 の計算結果から、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° ではそれぞれ、 $b = 24\text{mm}$ と 38mm と決定した。

同様に、GCW タイプや PCCW タイプの ECP 以外の表面材料についても、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° について設計計算を行い、棧形フェライト電波吸収体の構造パラメータ b と PCCW タイプの層 III のコンクリート層の厚さ d_c を表 4.4 に示す値に決定した。

表 4.4: 計算に用いた構造パラメータ

タイプ	表面材料	$\theta_i = 30^\circ$		$\theta_i = 60^\circ$	
		b	d_c	b	d_c
GCW	ガラス	27mm	—	42mm	—
PCCW	VFRC	24.5mm	15mm	40mm	0mm
	ECP	24mm	15mm	38mm	0mm
	御影石	27mm	15mm	38mm	0mm

第4章 建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定

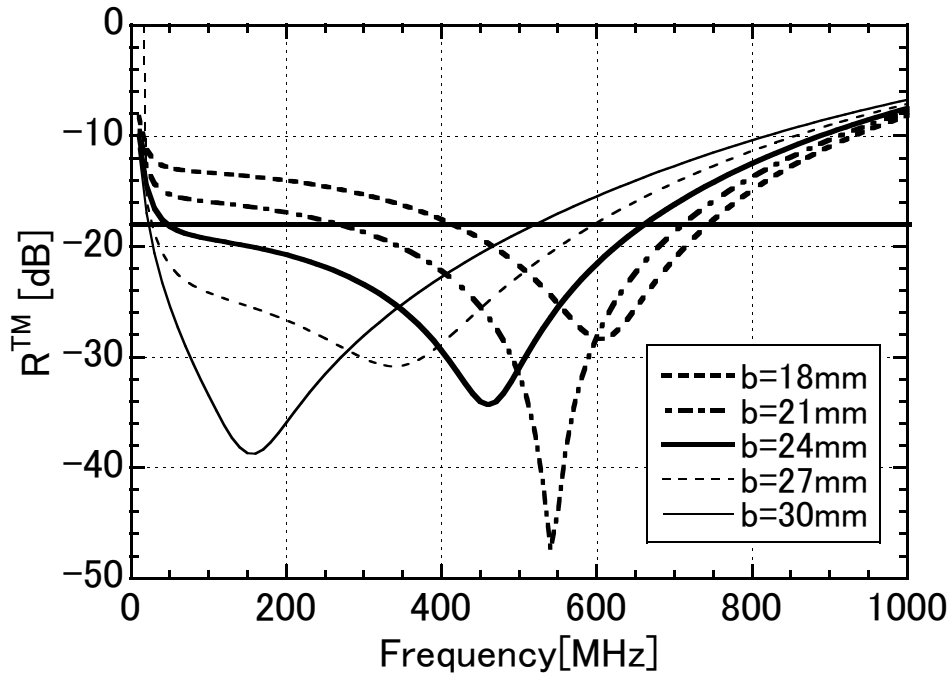


図 4.11: PCCW タイプ (ECP) の設計計算結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

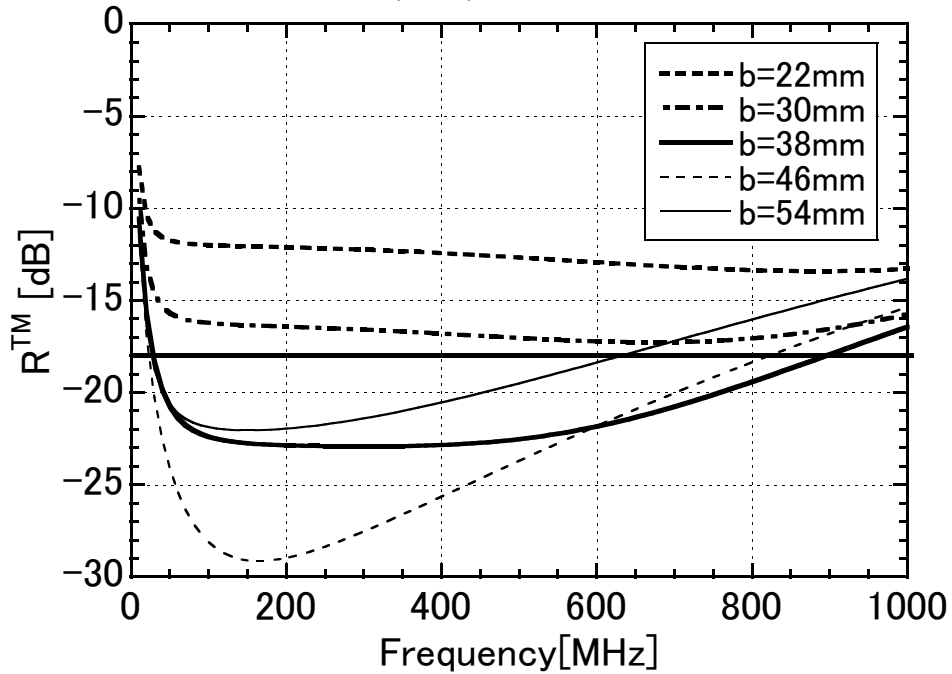


図 4.12: PCCW タイプ (ECP) の設計計算結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

4.5 電波吸収パネルの反射係数測定手順

建物に取り付ける大きさと同程度の電波吸収パネルを作成し、図 4.13 に示す配置でタイムドメイン法による電波吸収性能評価手法に関するガイドライン [23] に基づいて、オープンサイトにて入射角度 30° と 60° について反射係数を測定した。同ガイドラインによる測定方法は、外壁電波吸収パネルの目標性能に対する合否判定に利用されており、建物に取り付ける前の電波吸収パネルの出荷前検査に一般的に採用されている。オープンサイトでの測定であるために外来のノイズの影響等を受けやすく、測定サイトにもよるが、本サイトにおける測定のダイナミックレンジは概ね 20dB 程度となる。

評価する周波数帯域 (90MHz~770MHz) において電波吸収パネルから 2λ (λ : 波長) 以上離して対数周期アンテナ (Anritsu MP635A) を設置した。電波吸収パネルは奥行き $W = 3.5\text{m}$ 、長さ L は入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ 、 60° でそれぞれ、 4.0m 、 6.5m とした。VNA の時間窓により直達波を除去するとともに、地面からの反射波も除去するため、電波吸収パネルは地上 3.0m の高さに設置した。

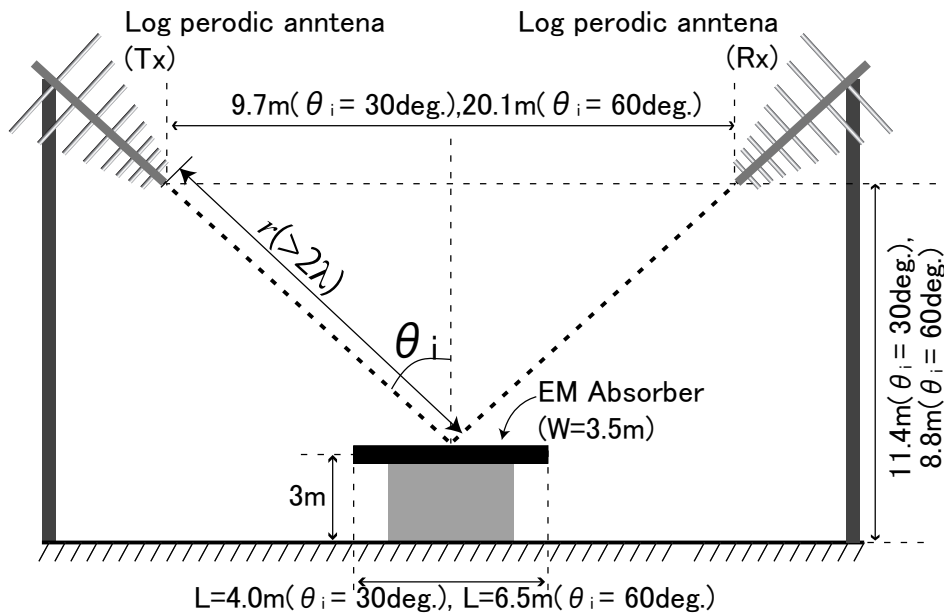


図 4.13: 電波吸収パネル測定外観

電波吸収パネルの TM 斜入射の反射係数 R^{TM} は、以下の手順によって測定した (図 4.14 参照)。

- ① 送受信のアンテナを距離 $r_c = 3.5\text{m}$ 離して対向させ、スルー校正を行う。

第4章 建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定

- ② 電波吸収パネルの上面を金属板で覆い，反射波の複素振幅を計測しリファレンス値 T_{ref} とする。
- ③ 金属板を取り除き，電波吸収パネルからの反射波の複素振幅 T_{pan} を計測する。
- ④ $R^{\text{TM}} = -T_{\text{pan}}/T_{\text{ref}}$ により反射係数を算出する。

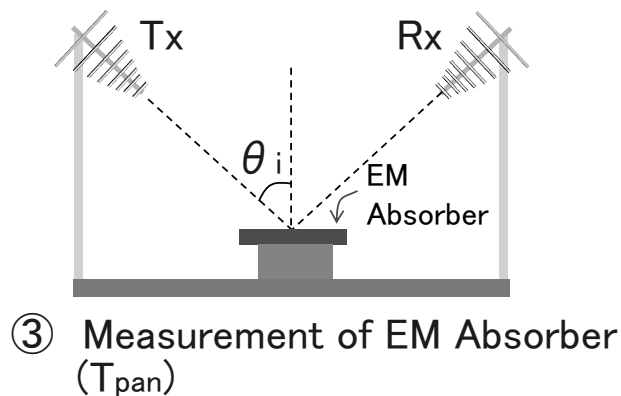
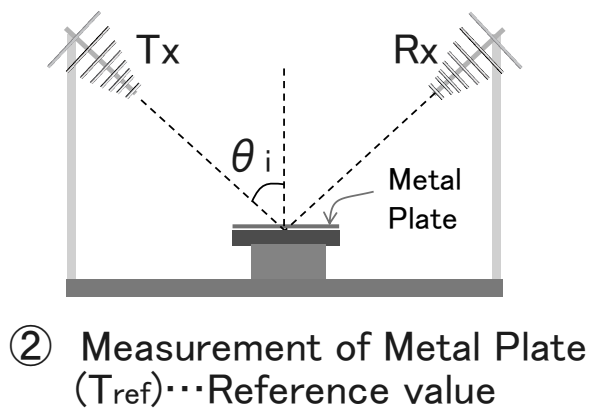
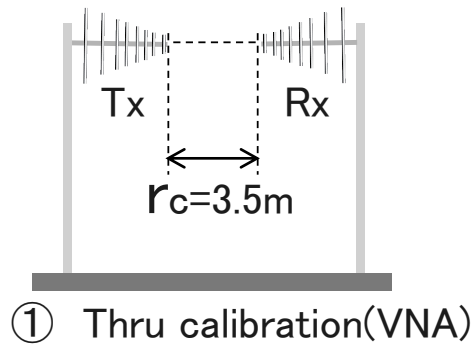


図 4.14: 反射係数の測定手順

4.6 タイムドメイン法

4.6.1 測定原理

タイムドメイン法による反射波の測定では、時間窓を用いたVNAの演算処理によって直達波などの不要波の影響を低減する。測定で使用したVNA (HP 8753ET) の演算処理は下記の3ステップにより構成される。

- ① 周波数領域の測定データについて、逆チャープZ変換 [24] により時間領域に変換する。
- ② 必要波となる電波吸収パネルからの反射波に対して時間窓を適用する。
- ③ 時間窓の処理結果に対してチャープZ変換 [25] を行い、時間領域から周波数領域に変換する。

①では、式 (4.2) に示す逆チャープZ変換により、周波数領域の測定データ $X(f)$ を時間領域のデータ $x(t)$ に変換する。

$$x(t_1 + n\Delta t) = \frac{1}{N_f} \sum_{k=0}^{N_f-1} X(k) \exp \{j2\pi(f_1 + k\Delta f)(t_1 + n\Delta t)\} \quad , n = 0, 1, \dots, N_t - 1 \quad (4.2)$$

ここで、 f_1 、 N_f は、それぞれ周波数領域の測定データ $X(f)$ の開始周波数、測定ポイント数、 Δf は周波数ポイントの間隔である。また、 t_1 、 N_t は、時間領域での測定データ $x(t)$ の開始時間、時間ポイント数、 Δt は時間ポイントの間隔である。

②では、①で得られた時間領域での測定データ $x(t)$ に対して、開始時間 G_1 、終了時間 G_2 の時間窓を適用する。時間窓は、式 (4.3) のカイザー窓 $W(t)$ [26] を適用したインパルス応答と、開始時間 G_1 かつ終了時間 G_2 の方形窓関数を畳み込演算することで得られる。

$$W(t) = \frac{1}{I_0(\beta)} \frac{\sinh \sqrt{\beta^2 - \{\pi \Delta f t (N_f - 1)\}^2}}{\sqrt{\beta^2 - \{\pi \Delta f t (N_f - 1)\}^2}} \quad (4.3)$$

ここで β はカイザー窓のパラメータであり、使用したVNAのNormal窓では $\beta = 6$ である。また $I_0(\beta)$ は、(4.4) で表される。

$$I_0(\beta) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{\beta}{2}\right)^{2k}}{(k!)^2} \quad (4.4)$$

第4章 建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定

③では、②で時間窓を畳み込んだ時間領域のデータ $x'(t)$ に対して式 (4.5) に示すチャープZ変換を行い、演算処理後の周波数領域のデータ $Y(f)$ を得る。

$$Y(f'_1 + m\Delta f') = \sum_{n=0}^{N_t-1} x'(n) \exp \{-j2\pi(f'_1 + m\Delta f')(t_1 + n\Delta t)\} \\ , m = 0, 1, \dots, N'_f - 1 \quad (4.5)$$

ここで、 f'_1 、 N'_f は、それぞれ演算処理後の周波数領域のデータ $Y(f')$ の開始周波数、測定ポイント数、 $\Delta f'$ は周波数ポイントの間隔である。

4.6.2 ネットワークアナライザによる時間窓の演算処理結果

入射角度 30 と 60 °の金属板反射波の測定値について、4.6.1 節の①から③に示したVNAの演算処理結果を示す。入射角度 30 と 60 °について、VNAの演算処理前の周波数領域の測定結果を、それぞれ図 4.15 と図 4.16 示す。直達波などの電波吸収パネルからの反射波以外の不要波の影響により、周波数特性が乱れている。

同様に入射角度 30 と 60 °について、①の手順により時間領域に変換した結果を、図 4.17 と図 4.18 に示す。横軸の時間は、電波の光路長 r_m からアンテナのスルー校正時のアンテナ間距離 r_c を減じた電気長 $r_m - r_c$ 分の伝搬時間である。入射角度 30 °では 49.6ns、60 °では 67.0ns のピークが金属板からの反射波に相当する。金属板からの反射波については、測定時に電波吸収パネルの上の金属板を一時的に取り除いて波形の変化を調べることで確認した。入射角度 30 °における 20ns、60 °における 54ns 付近の極大値はアンテナからの直達波であり、その他多数の不要波が存在している。

図 4.17 と図 4.18 の結果について、②の手順により、金属板からの反射波が最大となる時間を時間窓の中央となるように時間窓を適用した結果を、それぞれ図 4.19 と図 4.20 に示す。ここで入射角度 30 と 60 °について、窓関数のゲート幅 ($G_2 - G_1$) をそれぞれ、6ns と 4ns とした。両入射角度ともに不要波の影響がほぼ除去されているが、波形がピーク時間を中心とした対称形となっておらず、わずかにピーク後の波形が膨れ上がった形状となっている。原因としては、金属板からの正規反射に対してわずかに光路が長いエッジ散乱波の影響などが想定される。エッジ散乱波の影響については、次章以降にて詳説する。

図 4.19 と図 4.20 の結果について、②の手順により周波数領域に変換した結果を、それぞれ図 4.21 と図 4.22 に示す。図 4.15 や図 4.16 と比較すると、不要波による波形の乱れが軽減されている。金属板からの反射波にもかかわらず、周波数特性を有している。すなわち、入射角度 30 と 60 °でそれぞれ、最大 10.1dB と 6.3dB 変動している。原因としては、既述のエッジ散乱波の影響が想定される。

4.6. タイムドメイン法

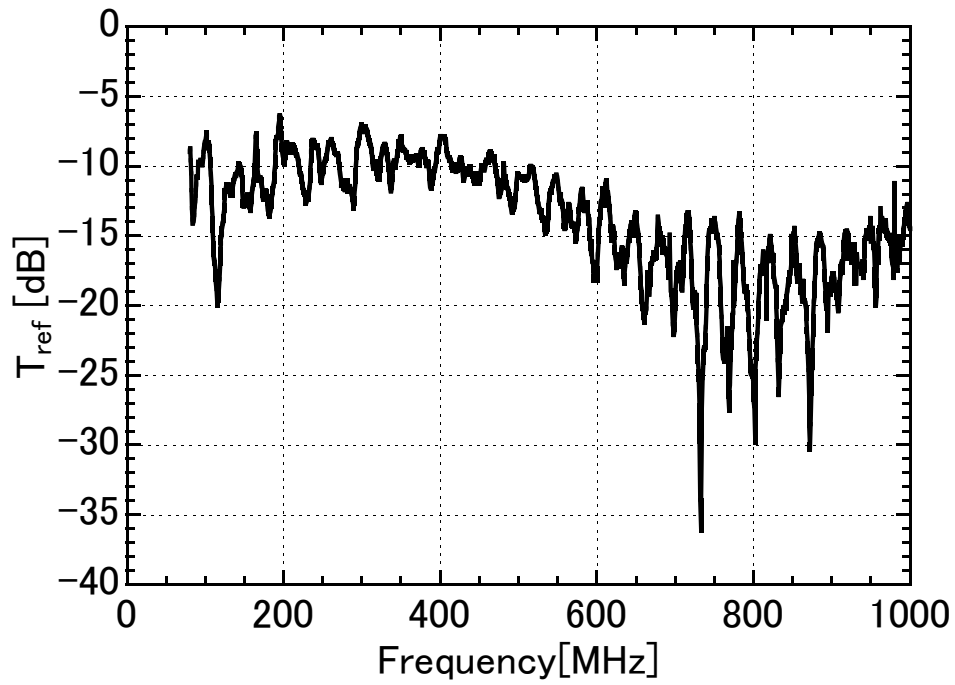


図 4.15: 演算処理前の周波数領域の測定結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

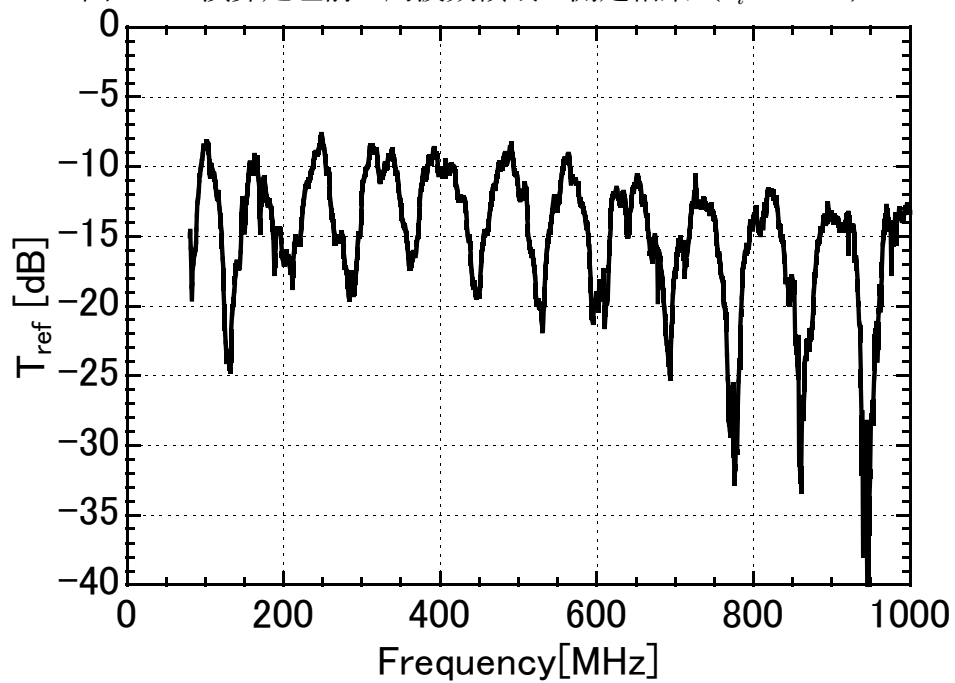


図 4.16: 演算処理前の周波数領域の測定結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

第4章 建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定

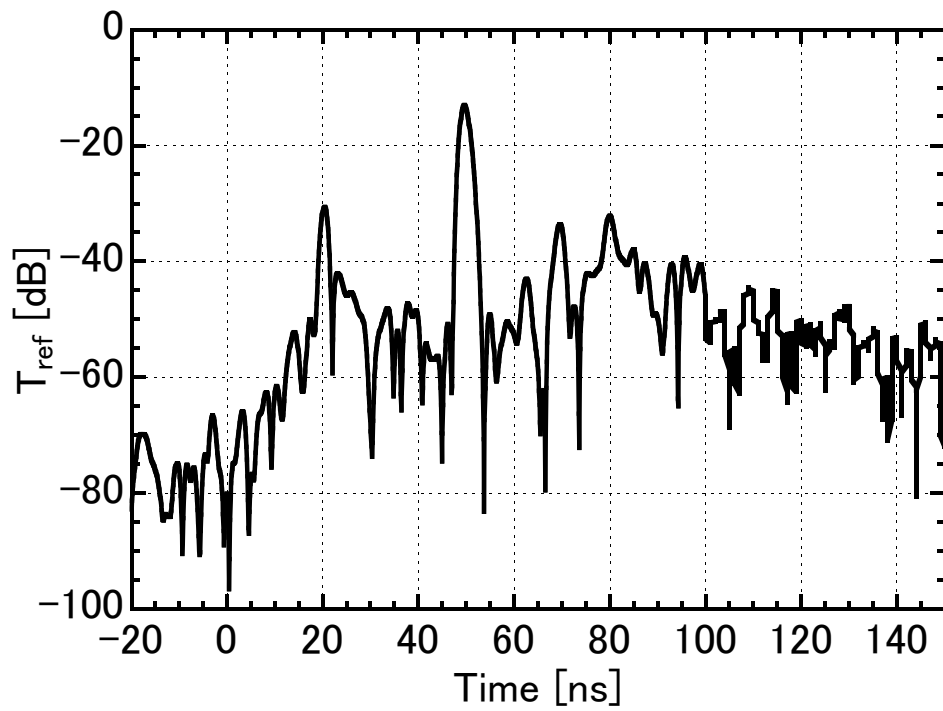


図 4.17: 時間領域の測定結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

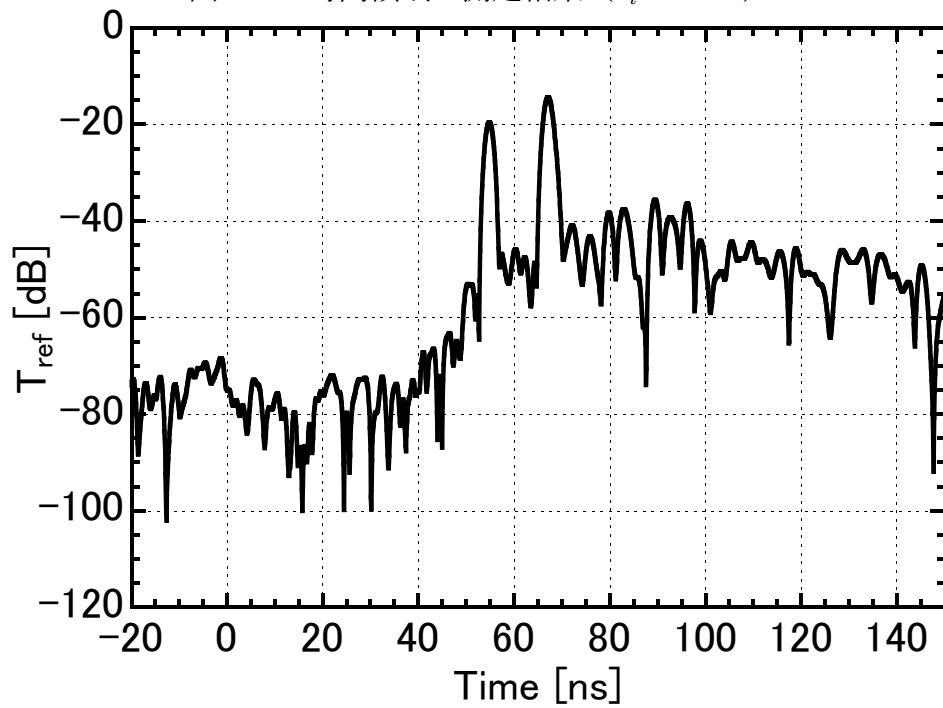


図 4.18: 時間領域の測定結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

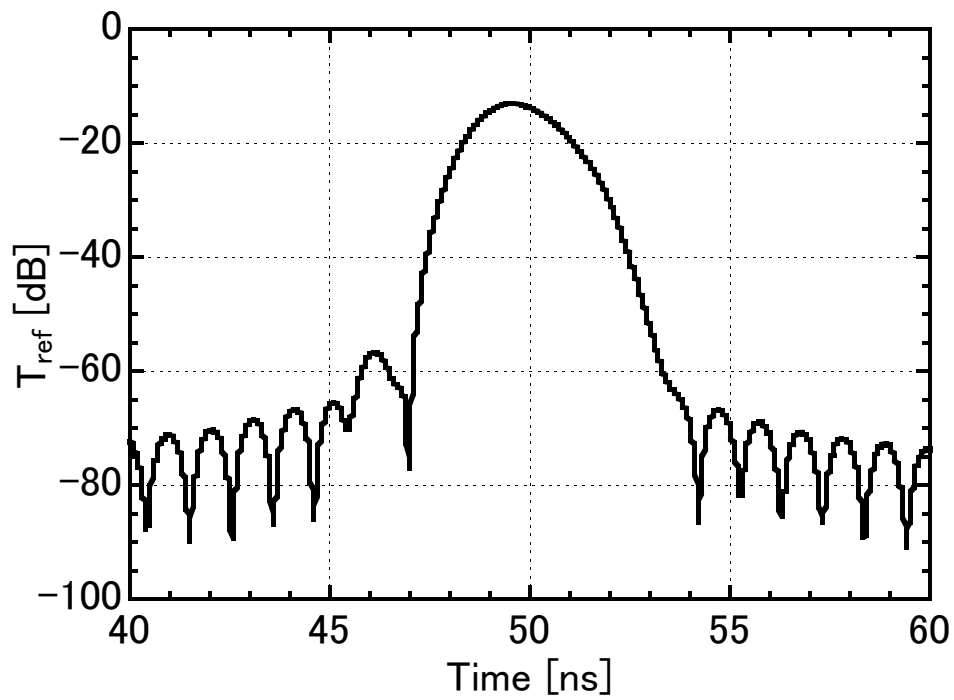


図 4.19: 時間窓適用後の時間領域の測定結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

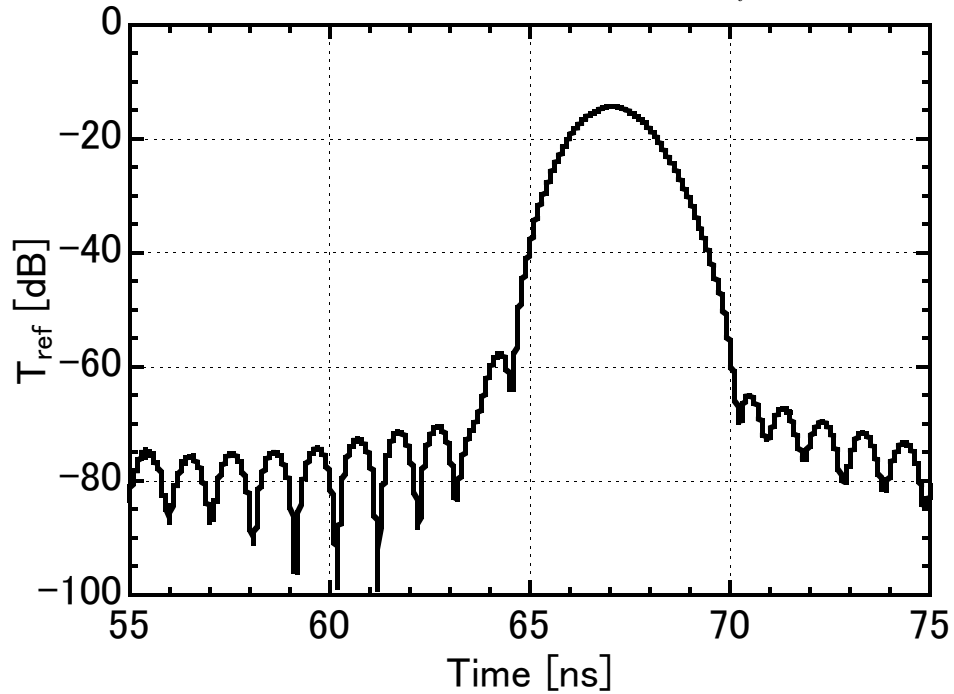


図 4.20: 時間窓適用後の時間領域の測定結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

第4章 建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定

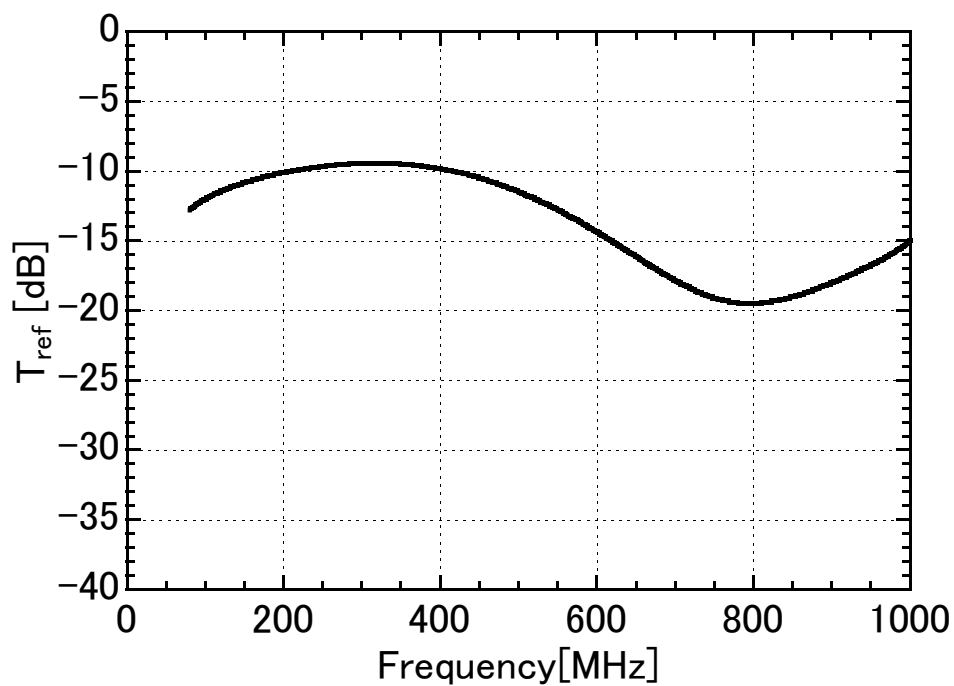


図 4.21: 時間窓適用後の周波数領域の測定結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

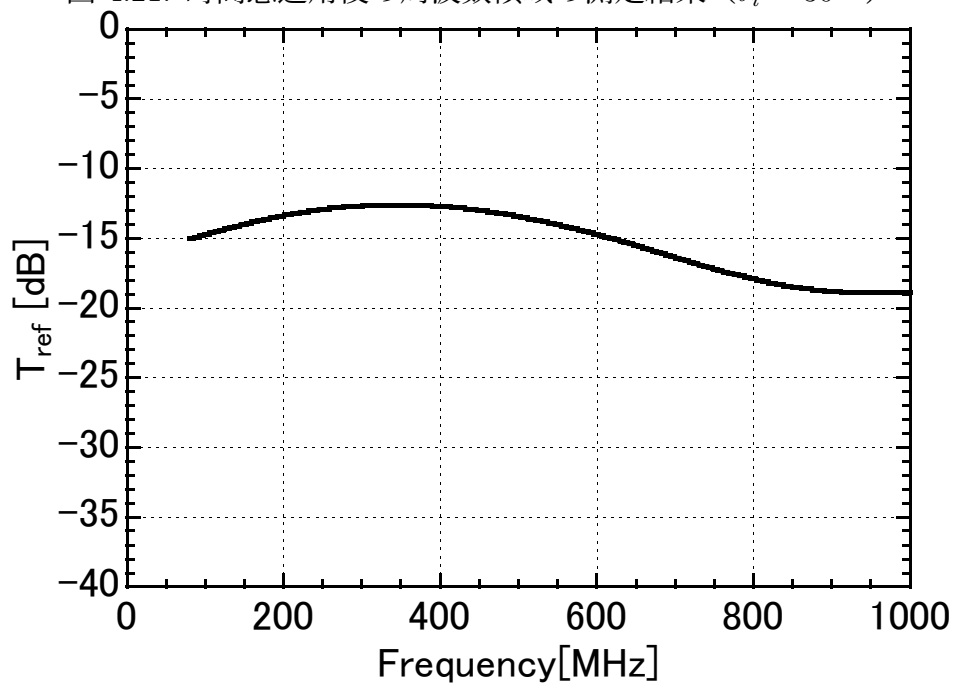


図 4.22: 時間窓適用後の周波数領域の測定結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

4.7 測定結果と考察

本節では、電波吸収パネルを建物に実装する際の制約条件等が電波吸収特性に与える影響について、測定結果に基づいて検討する。

4.7.1 PCCW タイプの表面材料による影響

PCCW タイプの電波吸収パネルでは、建物の意匠上の仕様により、様々な表面材料に対応する必要がある。

入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° について、表面材料が VFRC ($W_c = 7.0\%$)、ECP ($W_c = 5.0\%$) と御影石の場合の反射係数の測定結果を、それぞれ図 4.23 と図 4.24 に示す。電波吸収パネルの各パラメータは、表 4.4 に示した通りである。

測定した全入射角度、表面材料について目標性能を満足するという結果が得られた。それぞれの表面材料について入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° を比較すると、 $\theta_i = 60^\circ$ の方が広帯域な電波吸収特性となっている。入射角度が大きいほど、棧形フェライト電波吸収体の配列周期 b も大きな値となる傾向があるため、軽量化、低コスト化の面でも有利であることが測定結果からも確認された。入射波の入射角度が大きくなるように建物の外壁面の角度を設計することにより、受信障害の対策費用が軽減可能である。

図 4.23 と図 4.24 において、表面材料が ECP と VFRC の場合を比較すると、ECP の方が入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ 、 60° とともに広帯域な電波吸収特性が得やすい傾向がある。ECP は VFRC と比較して厚さが薄くかつ含水率が低いため、表層での電波の反射が小さい。PCCW タイプで素地仕上げの場合、ECP のように厚さが薄くでき、かつ含水率が低く管理できる表面材料を選定すべきであることが測定結果からも確認された。

第4章 建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定

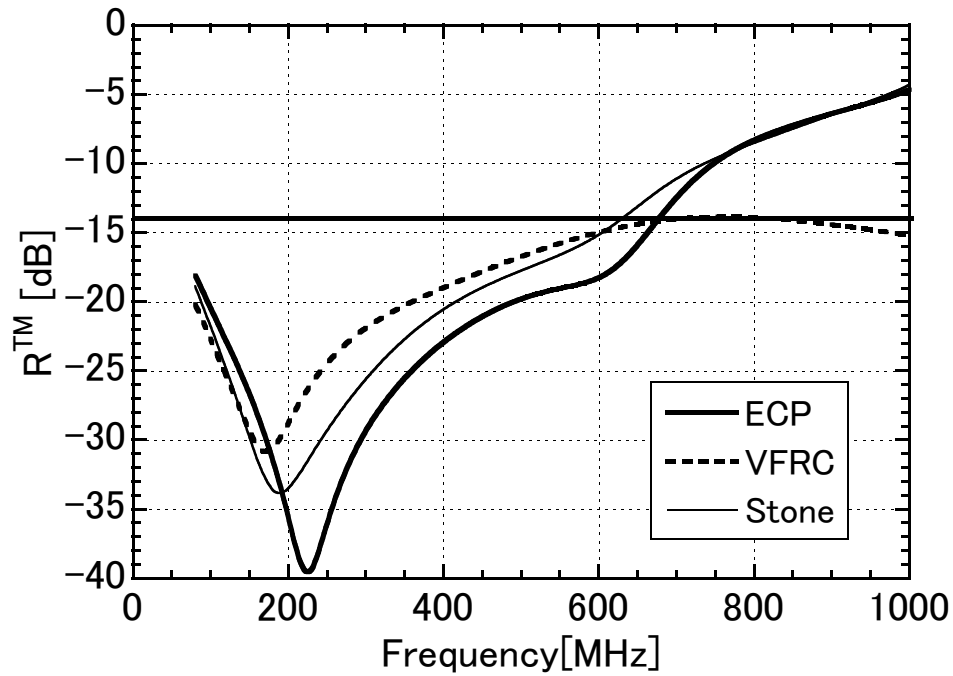


図 4.23: PCCW タイプの表面材料の影響 ($\theta_i = 30^\circ$)

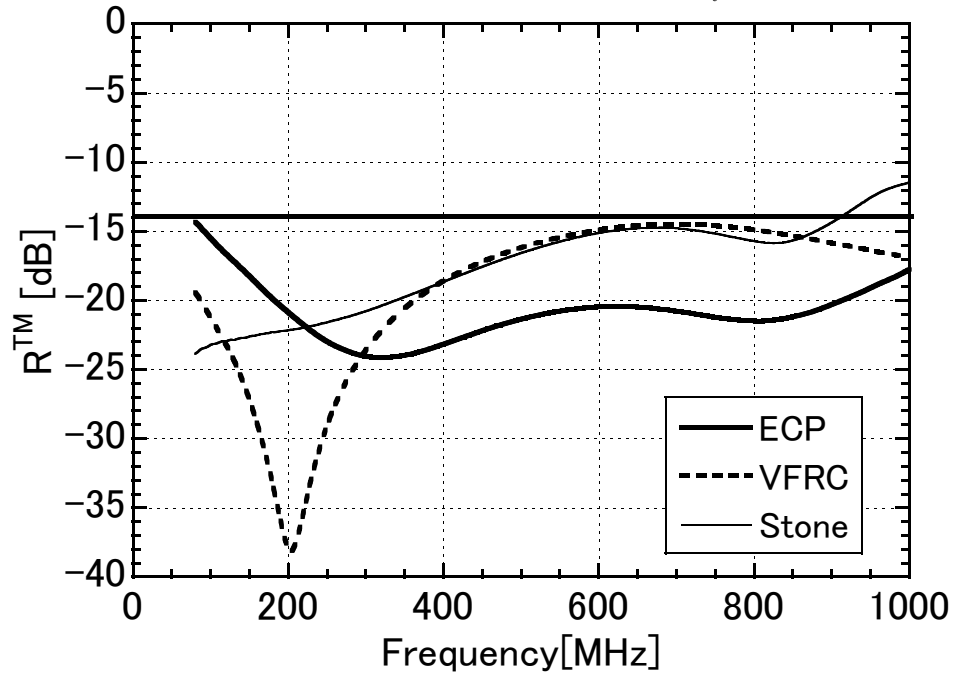


図 4.24: PCCW タイプの表面材料の影響 ($\theta_i = 60^\circ$)

4.7.2 PCCW タイプの表面材含水率の影響

PCCW タイプの電波吸収パネルにおいて、セメント系の表面材料の含水率は電波吸収特性に大きな影響を与える。PCCW タイプの電波吸収パネルを実装する際、含水率を精度良くコントロールすることは極めて困難である。ここでは、目標性能に対するマージンが少ない表面材料が VFRC、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ について、含水率が設計計算時の 7.0% から降雨などで吸水した含水率を想定した 8.1% に変化した場合について、反射係数を測定する。

VFRC の含水率が 7.0% と 8.1% の場合の反射係数の測定結果を図 4.25 に示す。測定時の含水率 W_c を同図中に示している。電波吸収パネルの各パラメータは、表 4.4 に示した通りである。

VFRC の含水率が 7.0% から 8.1% に上昇すると反射係数が最小となる周波数が 35MHz 程度低周波側にシフトし、全体的に 1.5dB から 4dB 程度反射係数が上昇している。双方の測定結果は所定の目標性能を満足しているが、含水率 8.1% では目標性能に対するマージンがほとんどない。今回実験を行った電波吸収パネル構造では、含水率を 8% 程度以下に管理する必要がある。また建物に実装する際は、撥水剤の塗布などにより、降雨などによる吸水を防止する必要がある。

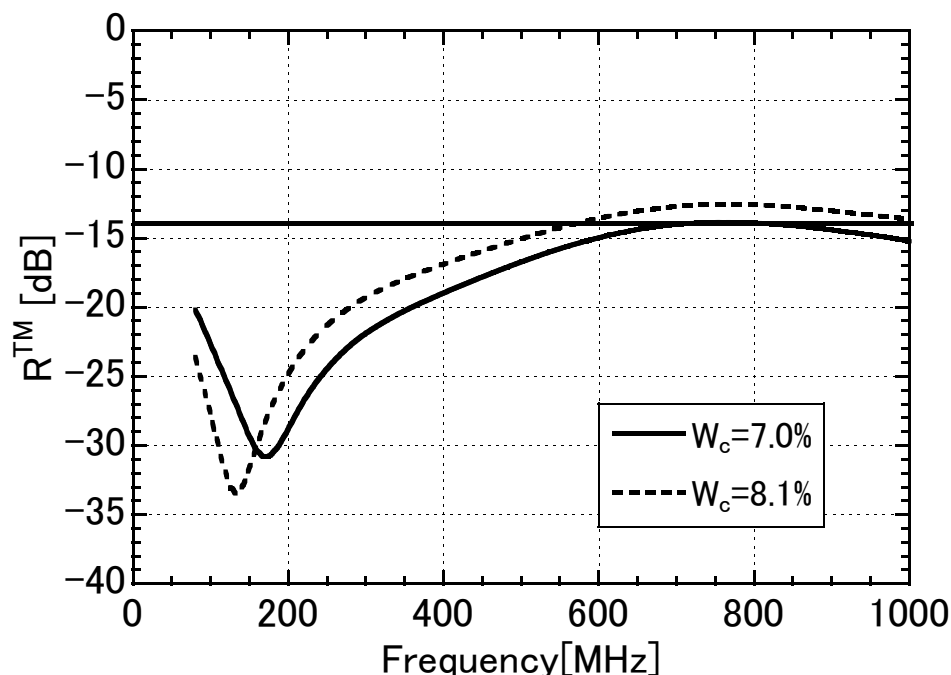


図 4.25: PCCW タイプの VFRC の含水率の影響

4.7.3 PCCW タイプのフェライト間ギャップの影響

PCCW タイプで表面材料がECPの電波吸収パネルでは，製作の都合上，栈形フェライトの栈方向のフェライト間にギャップが生じる。ここでは，栈方向のフェライト間のギャップの影響を検討する。図4.26は測定を行ったフェライトのギャップ位置を示している。同図は，図4.2における層IVと層Vの間から層IV方向を見込んだ図である。

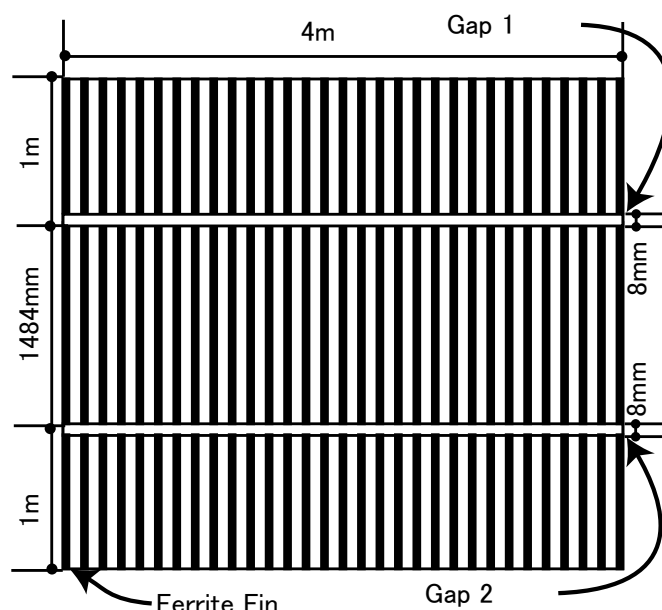


図 4.26: 検討するギャップ位置

目標性能に対してマージンが少ない入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ について，幅8mmのギャップ1とギャップ2の2列ギャップを入れた場合，ギャップ1の1列だけギャップを入れた場合，ギャップなし場合の3種類について測定を行った。電波吸収パネルの各パラメータは，表4.4に示した通りである。測定時のECPの含水率 $W_c = 5.7\%$ であった。

図4.27に測定結果を示す。同図から，ギャップ数が増加すると150MHzから200MHz付近の反射係数の最小値が低下し，低帯域側にシフトしている。また500MHz付近の極小値は高周波数側にシフトしている。600MHz程度以上の周波数では，ほとんど測定結果に影響を与えていない。これは，周波数が高くなるとフェライトの複素比透磁率が実部，虚部ともに小さくなり，ギャップの影響が小さくなるためと考えられる。同図から，地上デジタル放送の周波数帯域では，フェライト間のギャップによる反射係数の上昇は最大3dB程度であり，実用上問題となるような反射係数の上昇を引き起こさないことが分かる。

4.7. 測定結果と考察

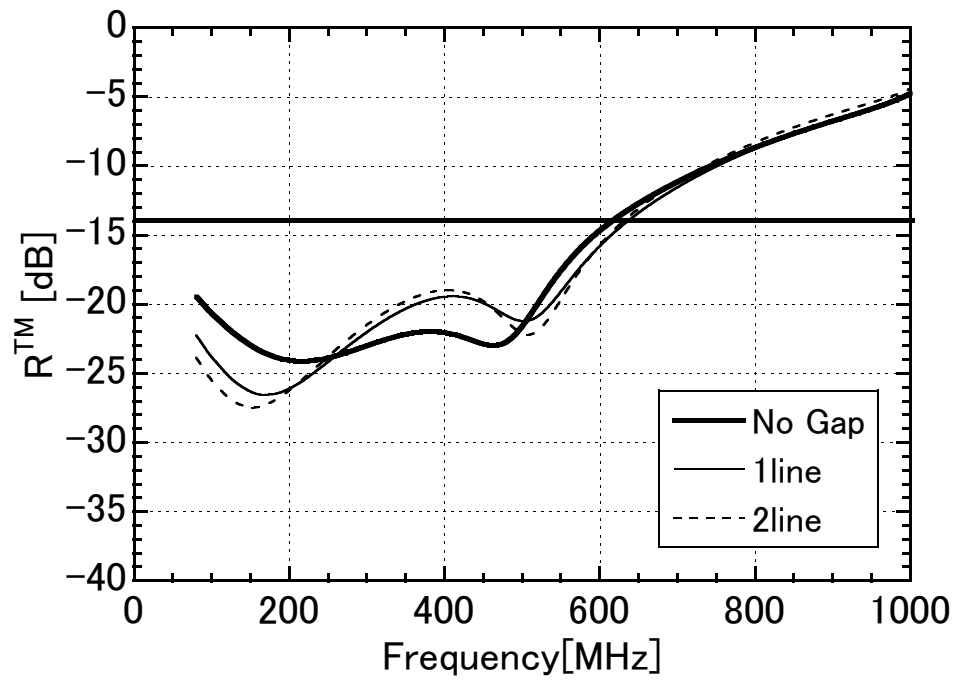


図 4.27: PCCW タイプのフェライト間ギャップの影響

4.7.4 PCCW タイプの表面材料固定方法の影響

PCCW タイプの電波吸収パネルでは，表面材料が通常の建築材料と比較して薄いため，アンカーボルト等による固定が難しい。そこで，入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° について，それぞれ図 4.28 と図 4.29 に示すように表面材料の平板と一体化した裏足を形成し，層Ⅲのコンクリート層に固定する。ただし表面材料が御影石の場合は，裏足がコンクリート層と一体化，すなわち裏足がコンクリート製となり，御影石と裏足を機械的に接合する。また入射角度 60° 用の電波吸収パネルについては，裏足によって亜鉛メッキ鋼板にスリットが生じるため，隣り合う亜鉛メッキ鋼板同士を金属ワイヤで同図の奥行方向に 50mm ピッチで接合している。裏足は，表面材料のユニット幅 W_u に対して 2 列あり，幅は 15mm である。

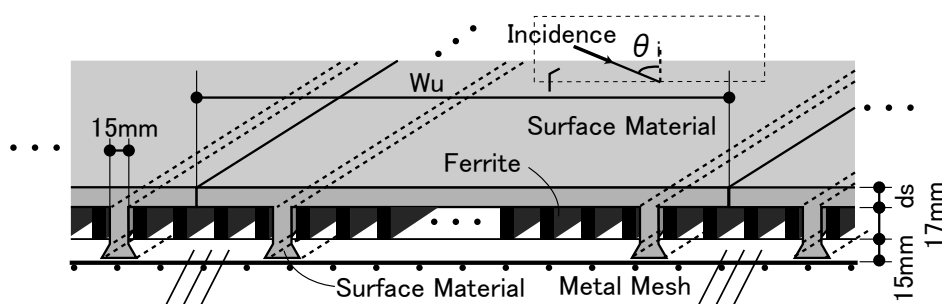


図 4.28: PCCW タイプの表面材料の固定方法 ($\theta_i = 30^\circ$)

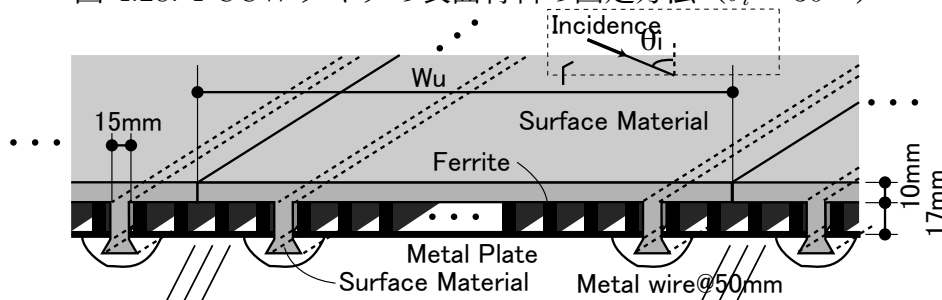


図 4.29: PCCW タイプの表面材料の固定方法 ($\theta_i = 60^\circ$)

裏足による反射係数への影響を調べるため，表面材料が ECP の場合について図 4.30 に示す電波吸収パネルの測定を行った。ユニット幅 320mm ごとに，2 列の ECP の裏足を模した幅 15mm，厚さ 17mm の ECP 製の直方体の棒（以下 ECP 棒とする）を挿入している。入射角度については，地上波デジタル放送の周波数帯域で入射角度 $\theta_i = 60^\circ$ と比較して反射係数が大きい $\theta_i = 30^\circ$ とした。電波吸収パネルの各パラメータは，表 4.4 に示した通りである。

測定結果を図 4.31 に示す。比較のため，ECP 棒がない場合の測定結果も示して

4.7. 測定結果と考察

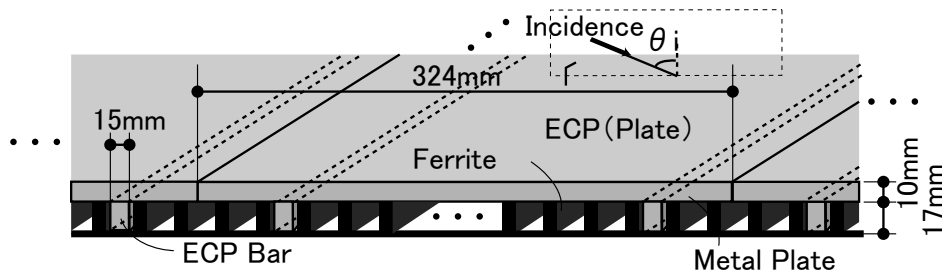


図 4.30: PCCW タイプの裏足の影響把握のための試験体

いる。測定時の ECP の含水率 W_c は 5.0% であった。

ECP 棒の設置により、200MHz 程度の周波数で最大 7dB 程度反射係数が上昇しているが、400MHz 以上の周波数帯域では両者の差異は最大 1.0dB 程度である。これは、整合周波数付近の 200MHz 以外の周波数帯域では、ECP 棒の設置による電波吸収パネルの入力インピーダンスの変化が反射係数に与える影響が小さいためと考えられる。地上デジタル放送の周波数帯域では、ECP 棒の設置は反射係数の測定結果にほとんど影響しないことが分かる。

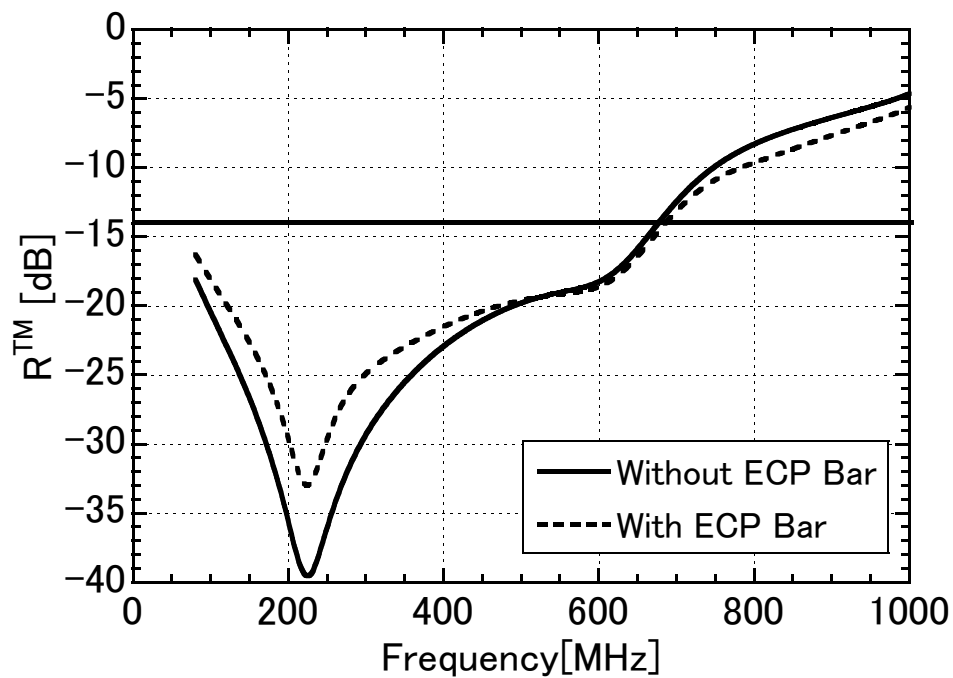


図 4.31: PCCW タイプの裏足の影響

4.7.5 GCW タイプ空気層の影響

GCW タイプの電波吸収パネルでは、建築的納まりの都合上、設置箇所によっては層 V の空気層の厚さ d_a が十分に確保できないケースが想定される。本来は d_a の値によって棧形フェライト電波吸収体の配列周期 b の設計計算結果は異なるが、 d_a によって b を変更すると製造過程での管理が煩雑となる。 b を一定とし、 d_a が設計計算時の 100mm に対して 50mm から 100mm の範囲で 10mm 刻みに変化させた場合について、反射係数を測定した。

入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° について、 d_a の変化に対する反射係数の測定結果をそれぞれ、図 4.32 と図 4.33 に示す。電波吸収パネルの各パラメータは、表 4.4 に示した通りである。棧型フェライトの設計計算を行った $d_a = 100\text{mm}$ では、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° とともに目標性能を満足している。入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ の場合、130MHz 付近の反射係数の最小値は d_a によって約 -27dB から -48dB の範囲で変化している。また、 d_a が 80mm 以下の場合、約 300MHz から 600MHz の帯域の反射係数が上昇し、目標性能を満足できない。入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ については、 d_a を 90mm 確保しないと所定の目標性能を満足できない。入射角度 $\theta_i = 60^\circ$ では、測定した d_a の範囲では目標性能を満足するという結果が得られた。

地上デジタル放送の周波数帯域については、測定した d_a の範囲では設計計算時の 100mm に対する反射係数の上昇は最大 5dB 程度である。反射係数の目標性能に対して 5dB 程度マージンがある場合、 d_a を設計時の半分程度の値としても目標性能を満足できると予想される。

4.7. 測定結果と考察

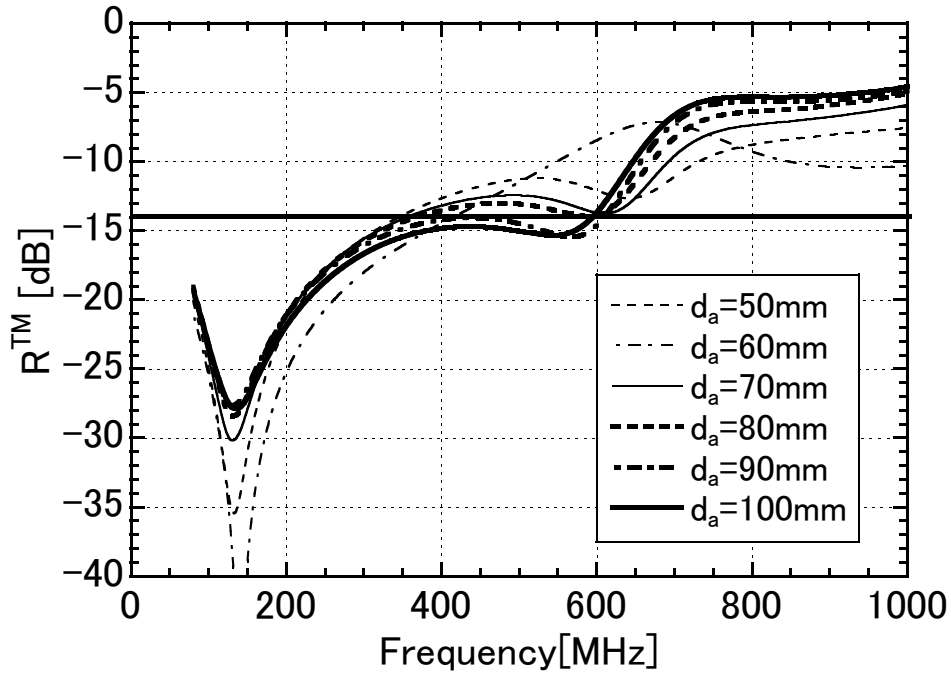


図 4.32: GCW タイプの空気層の厚さの影響 ($\theta_i = 30^\circ$)

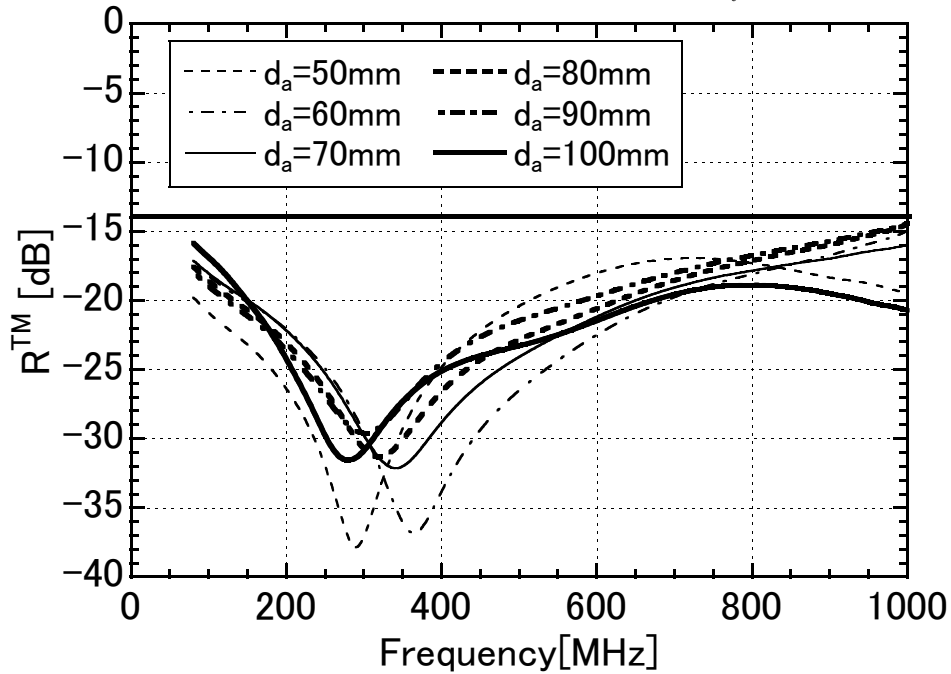


図 4.33: GCW タイプの空気層の厚さの影響 ($\theta_i = 60^\circ$)

4.7.6 計算値と測定値の比較

入射角度 $\theta_i = 30^\circ, 60^\circ$ について、反射係数の測定値と伝送線路モデルを用いた計算値の比較を図4.34に示す。電波吸収パネルの構造パラメータ b と d_c は、 $\theta_i = 30^\circ$ の設計では $(b, d_c) = (34\text{mm}, 15\text{mm})$ 、 $\theta_i = 60^\circ$ の設計では $(b, d_c) = (48\text{mm}, 0\text{mm})$ とし、その他は図4.1と図4.2に示す値とした。

図4.34より、入射角度 $\theta_i = 30^\circ, 60^\circ$ ともに測定値と計算値に差異が生じている。今回行った建物外壁用電波吸収パネルの反射係数の測定では、ダイナミックレンジが約20dB程度であり、特に反射係数が-20dB以下の反射係数では測定値と計算値の差異が大きいと考えられる。また、伝送線路モデルを用いた計算値は平面波入射を仮定しているのに対して、実際の測定では球面波の入射となる。測定時の入射波については、アンテナー正規反射点間の距離が波長以上となっているためリアクティブな界はなく、局所的には平面波が到来しているものとみなすことができるため、影響はほぼないものと考えられる。その他の要因として、電波吸収パネルのエッジ散乱波の影響が想定される。次章以降では、エッジ散乱波が反射係数の測定値に与える影響について検討する。

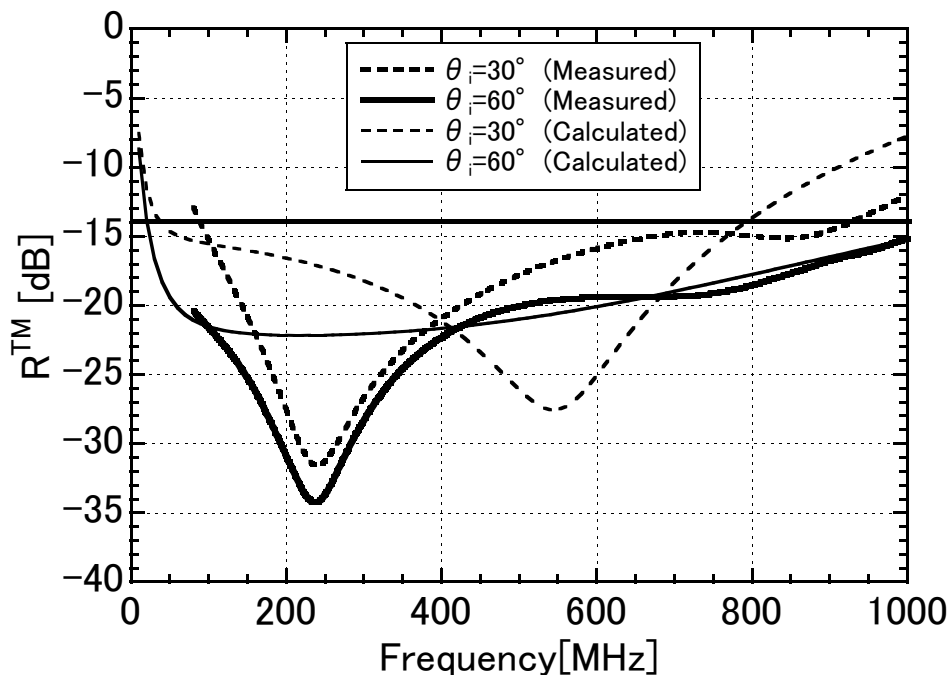


図 4.34: 計算値と測定値の比較

4.8 まとめ

本章では、棧形フェライト電波吸収体を内蔵した電波吸収パネルの実製作上の様々なパラメータが電波吸収性能に与える影響について、実験的に検討した。

まず、建築的制約条件を考慮して電波吸収パネルを設計した。次に建物に取り付ける大きさと同程度の電波吸収パネルを製作し、VNAのタイムドメイン機能を利用して反射係数を測定した。さらに建物に実装する際の様々な制約条件等を考慮し、電波吸収パネルの反射特性に与える影響を実験的に評価した。

以下に、本章の検討にて得られた結果や知見を示す。

- PCCWタイプの測定結果において、表面材料がVFRC、ECP、御影石の場合、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ 、 60° 共に目標性能を満足した。
- PCCWタイプで素地仕上げの表面材料については、ECPのように厚さを薄くでき、かつ含水率の小さな材料を選定すべきであることが測定結果からも確認された。
- PCCWタイプの測定結果において、表面材料の含水率が上昇すると電波吸収特性が低帯域側にシフトするため、地上デジタル放送の周波数帯域では反射係数が上昇した。そのため、撥水剤の塗布のような含水率の上昇を防止する対策が必要となる。
- PCCWタイプの測定結果において、棧形フェライト電波吸収体の棧方向の8mmのギャップが2列、もしくはユニット幅320mmに対して2列の裏足が生じても地上デジタル放送の周波数帯域では大きな反射係数の上昇は生じなかった。
- GCWタイプの測定結果において、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ 、 60° 共に目標性能を満足した。また本論文で検討した部材の構成では、目標性能に対して5dB程度のマージンがある場合は、空気層の厚さ d_a を半分程度としても目標性能を満足できることが実験的に示された。

以上は電波吸収パネル単体の測定結果に関する知見であるが、建物への取り付けに際しては注意が必要となる。GCWタイプやPCCWタイプの層Ⅱより入射面側に取り付け治具を用いた場合、反射が生じる。特にGCWタイプにおいて、入射偏波の電界と直交しない水平方向の金属製部材を用いると大きな反射波が発生する。水平方向の部材については、金属以外の材質の部材とするか、もしくは金属製部材の使用が避けられない場合は別途電波吸収体の設置が必要になる可能性がある。

第4章 建物外壁用電波吸収パネルの反射係数測定

本章では、地上波デジタル放送の受信障害対策考慮してに検討した。本章で得られた知見は、今後都市部において VHF 帯を利用するデジタル方式の放送システムのガードインターバル長を超える遅延波による受信障害に対しても応用できる可能性がある。

第5章 物理光学近似(PO)による エッジ散乱波影響の 定量的評価

5.1 はじめに

第4章で示した電波吸収パネルの反射係数の測定結果において、測定値と1次元の伝送線路モデルを用いた計算値に差異が生じていた。反射係数の測定では、送信アンテナにより電波吸収パネルのような被測定パネル（以下、PUT;Panel Under Test とする）に電波を照射し、正規反射の方向で受信アンテナにより受信される電圧について、ベクトルネットワークアナライザ（Vector Network Analyzer, 以下、VNA とする）により測定する。測定では、まず電波吸収パネルの上面を金属板で覆い、反射波の複素振幅をリファレンス値 T_{ref} として計測する。次に金属板を取り除き、PUT からの反射波の複素振幅 T_{pan} を計測する。反射係数 R は、 $R = -T_{\text{pan}}/T_{\text{ref}}$ により求める。

反射係数の測定では、VNA のタイムドメイン機能が一般に利用される。第4章で述べたように、タイムドメイン法による測定では、図 5.1 における送受信アンテナ間の直達波や地面からの反射波などの不要波の影響について、時間窓を適用することで軽減する。しかし不要波の1つである PUT もしくは金属板のエッジ散乱波 E_d^{PUT} もしくは E_d^{PEC} は、正規反射波 E_s^{PUT} , E_s^{PEC} との光路差が小さく、時間窓による除去が難しい。

一方、1次元の伝送線路モデルを用いた計算値は、金属板や PUT が無限の大きさを有するものと仮定しており、エッジ部分からの散乱波の影響を考慮していない。そのため、計算値と測定値の差異の要因の1つとして、エッジ部分からの散乱波の影響が考えられる。

第5章から第7章では、電波吸収パネルの反射係数測定値に影響を与える電波吸収パネルや金属板の反射波測定値に含まれるエッジ散乱波の影響を検討する。

まず第5章では、電波吸収パネルの反射係数に対するエッジ散乱波の影響について、物理光学近似（Physical Optics, 以下、PO とする）[10]を用いて検討する。PO による反射波の計算値には、エッジ散乱波を含む反射波、すなわち正規反射

第5章 物理光学近似 (PO) によるエッジ散乱波影響の定量的評価

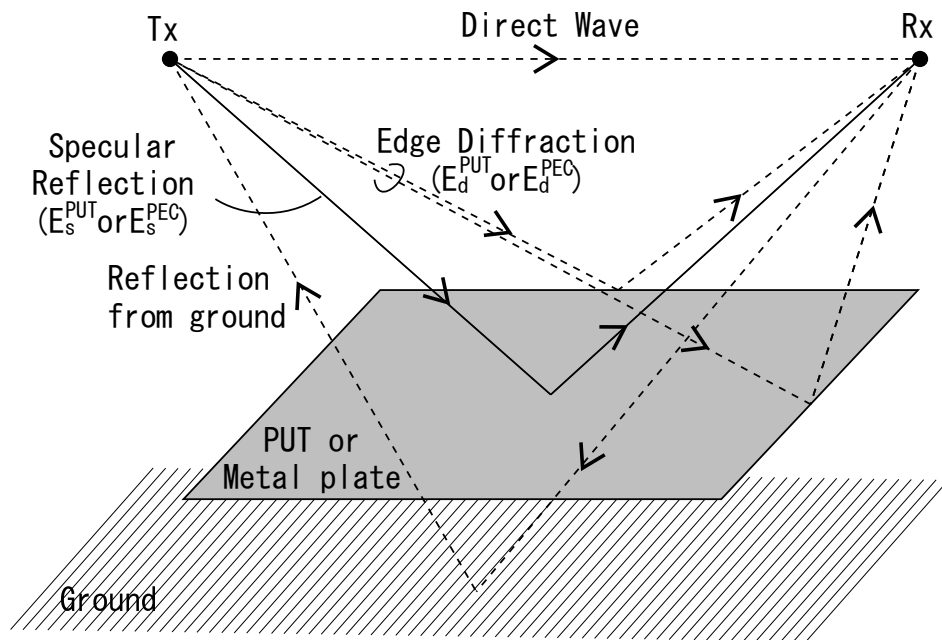


図 5.1: 反射係数測定時の反射波と散乱波

波とエッジ散乱波の双方が含まれており、エッジ散乱波の影響が検討可能である。ただし、PO ではエッジ部分での電磁流の摂動を考慮せず、エッジ散乱波の算出結果には誤差を含むため、PO によりエッジ散乱波の基本的な特性を検討する。

本章では、まず PO による反射係数の算出方法について述べ、さらに PO による反射波の計算値に含まれる正規反射波とエッジ散乱波を分離し、正規反射波に対するエッジ散乱波の割合を定量的に求める。また、周波数に対するエッジ散乱波の複素振幅の特性について検討する。

5.2 計算方法

5.2.1 等価波源

まず PUT を面電流と面磁流の等価波源で置き換える。図 5.2 に示すように、無限平面の反射面 S 上の点 P に、局所的に平面波とみなせる入射波 $\boldsymbol{E}_i, \boldsymbol{H}_i$ が入射するものとする。 S が電氣的完全導体 (以下, PEC とする) もしくは磁氣的完全導体 (以下, PMC とする) の場合, 入射波に対する S 面上の等価面電流 $\boldsymbol{J}_{\text{PEC}}$ もしくは $\boldsymbol{J}_{\text{PMC}}$, 等価面磁流 $\boldsymbol{M}_{\text{PEC}}$ もしくは $\boldsymbol{M}_{\text{PMC}}$ は, 式 (5.1), (5.2) で表される。ただし $\boldsymbol{n}$ は点 P における S 面の法線ベクトルである。

$$\text{PEC} : \quad \mathbf{J}_{\text{PEC}} = 2\mathbf{n} \times \mathbf{H}_i, \quad \mathbf{M}_{\text{PEC}} = \mathbf{0} \quad (5.1)$$

$$\text{PMC} : \mathbf{J}_{\text{PMC}} = \mathbf{0}, \mathbf{M}_{\text{PMC}} = -2\mathbf{n} \times \mathbf{E}_i \quad (5.2)$$

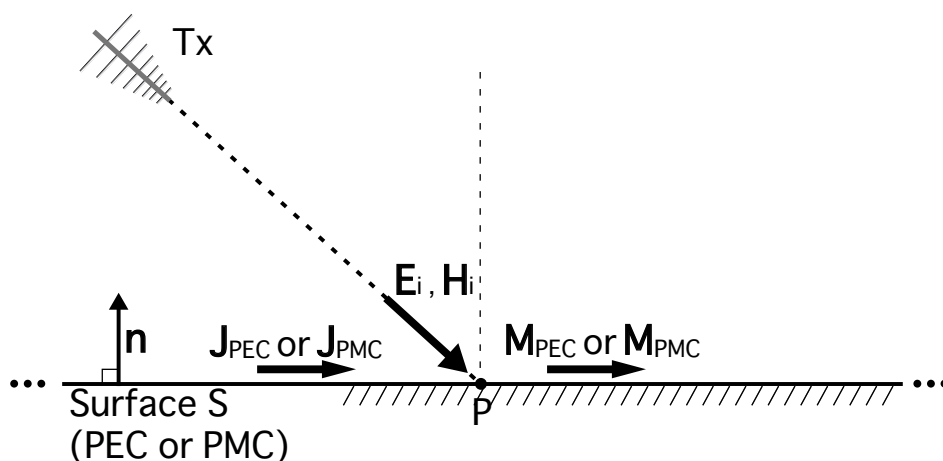


図 5.2: 入射波による等価電流源と等価磁流源

電波吸収パネルのような PUT は完全遮蔽体とみなせるため、その等価面電流 $\mathbf{J}_{\text{PUT}}$ (以下, PO 電流とする) と等価面磁流 $\mathbf{M}_{\text{PUT}}$ (以下, PO 磁流とする) は, 式 (5.1) と式 (5.2) の線形補間により表される。入射波を TE 斜入射成分 $\mathbf{E}_i^{\text{TE}}$ (電界), $\mathbf{H}_i^{\text{TE}}$ (磁界) と TM 斜入射成分 $\mathbf{E}_i^{\text{TM}}$ (電界), $\mathbf{H}_i^{\text{TM}}$ (磁界) に分解すると式 (5.3), (5.4) で表せる。

$$\mathbf{J}_{\text{PUT}} = (1 - \Gamma^{\text{TE}})\mathbf{n} \times \mathbf{H}_i^{\text{TE}} + (1 - \Gamma^{\text{TM}})\mathbf{n} \times \mathbf{H}_i^{\text{TM}} \quad (5.3)$$

$$\mathbf{M}_{\text{PUT}} = -(1+\Gamma^{\text{TE}})\mathbf{n} \times \mathbf{E}_i^{\text{TE}} - (1+\Gamma^{\text{TM}})\mathbf{n} \times \mathbf{E}_i^{\text{TM}} \quad (5.4)$$

ここで、 Γ^{TE} 、 Γ^{TM} はそれぞれ、TE、TM 斜入射時の電界反射係数であり、3.3.1 節の方法で求める。

5.2.2 反射係数の算出

前節で求めた PO 電流 $\mathbf{J}_{\text{PUT}}$, PO 磁流 $\mathbf{M}_{\text{PUT}}$ 用いて, 電磁界の相反性を考慮することでエッジ散乱の影響を含む PUT の反射係数を求める。図 5.3 に示すように, $\mathbf{J}_{\text{PUT}}$ と $\mathbf{M}_{\text{PUT}}$ により受信アンテナの負荷の両端に生じる受信電圧を e_r とする。 $\mathbf{J}_{\text{PUT}}$, $\mathbf{M}_{\text{PUT}}$ により, 受信アンテナの受信端 A,B 間に結果として発生する電磁界を $\mathbf{E}_1$, $\mathbf{H}_1$ とする。 e_r は, $\mathbf{E}_1$ を積分経路 L 上を A から B まで線積分することにより得られる (式 (5.5))。

$$e_r = \int_A^B \mathbf{E}_1 \cdot d\mathbf{l} \quad (5.5)$$

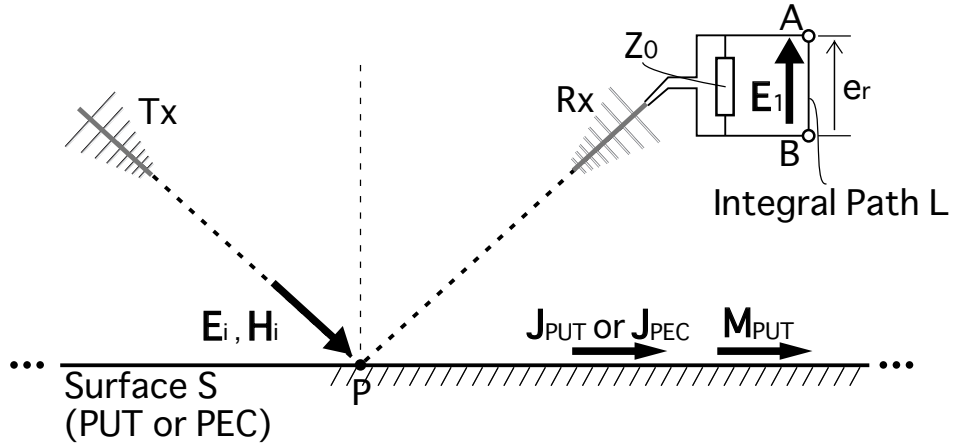


図 5.3: PO 電流, PO 磁流による受信アンテナの端子電圧

次に, $\mathbf{E}_i = \mathbf{H}_i = 0$, すなわち $\mathbf{J}_{\text{PUT}} = \mathbf{M}_{\text{PUT}} = \mathbf{0}$ とし, L 上に B から A に向かう線電流 I を与える。送信アンテナ受信端の等価回路は, 図 5.4 に示すように等価変換できる。この時に受信アンテナから送信された電磁界を $\mathbf{E}_2$, $\mathbf{H}_2$ とする。電磁界の相反性により, 式 (5.6) に示す無限空間 V における積分式が成り立つ。

$$\int_V (\mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{J}_{\text{PUT}} - \mathbf{H}_2 \cdot \mathbf{M}_{\text{PUT}} - \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{I} + \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{0}) dv = 0 \quad (5.6)$$

ここで被積分関数の第 4 項は, 受信アンテナへ給電磁流は与えないため $\mathbf{0}$ である。無限空間 V 内に PUT と受信アンテナのみが存在するものと仮定すると, 受信電圧 e_r は, 式 (5.7) で与えられる。

$$e_r = -\frac{1}{I} \int_S (\mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{J}_{\text{PUT}} - \mathbf{H}_2 \cdot \mathbf{M}_{\text{PUT}}) ds \quad (5.7)$$

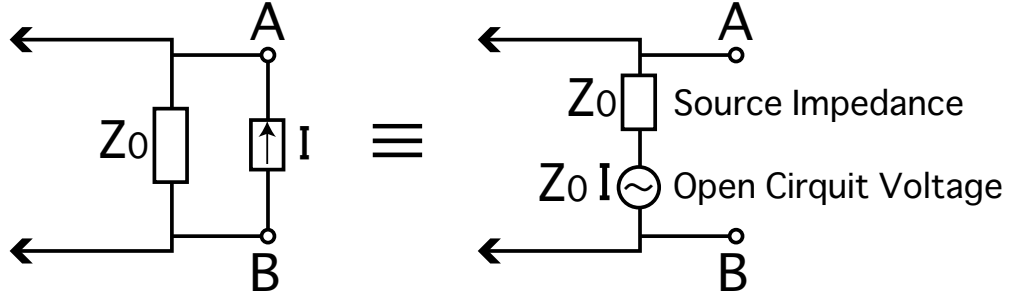


図 5.4: 線電流の等価変換

PUT の場合と金属板の場合の e_r をそれぞれ, $e_{r\cdot\text{PUT}}$ と $e_{r\cdot\text{PEC}}$ とすると, PUT の反射係数 R は式 (5.8) で求めることが出来る。

$$R = -\frac{e_{r\cdot\text{PUT}}}{e_{r\cdot\text{PEC}}} = -\frac{\int_S (\mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{J}_{\text{PUT}} - \mathbf{H}_2 \cdot \mathbf{M}_{\text{PUT}}) ds}{\int_S \mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{J}_{\text{PEC}} ds} \quad (5.8)$$

ただし, $\mathbf{J}_{\text{PEC}}$ は式 (5.1), $\mathbf{J}_{\text{PUT}}$ と $\mathbf{M}_{\text{PUT}}$ はそれぞれ, 式 (5.3) と (5.4) により求める。ここで, 式 (5.8) は金属板からの散乱波 (分母) と PUT からの散乱波 (分子) の比率に相当する。負号は PUT が PEC のとき $R = -1$ となるために入っている。

5.3 PO 計算値におけるエッジ散乱波

5.3.1 計算モデル

PO 計算値を用いて、金属板と PUT それぞれについて正規反射に対するエッジ散乱波の割合 P_{PEC}^{PO} と P_{PUT}^{PO} を求める。一般性を保つため、対象とする周波数帯域の最低周波数 f_L における波長 λ_L で全ての長さを正規化する。ただし、周波数帯域は $f_L \sim 10f_L$ とし、周波数間隔は $f_L/2$ とする。

図 5.5 に示すように、 z 軸方向に L 、 x 軸方向に W の長さの金属板に対して、正規反射点から $3\lambda_L$ 離れた点 P の送信アンテナからの入射波が入射角度 θ_i で入射し、点 Q の受信アンテナで受信するものとする。ここで、送受信のアンテナは金属板から H の高さに距離 D 離して設置する。送受信のアンテナは微小ダイポールアンテナ、入射角度 θ_i は $0, 30, 60^\circ$ の3通りとし、TE・TM斜入射の双方を検討する。また金属板の辺の比率 L/W は、 $0.5, 1$ と 2 の3種類について検討する。また、 x 軸と z 軸方向の辺の中点の1つをそれぞれ、 R と R' とする。

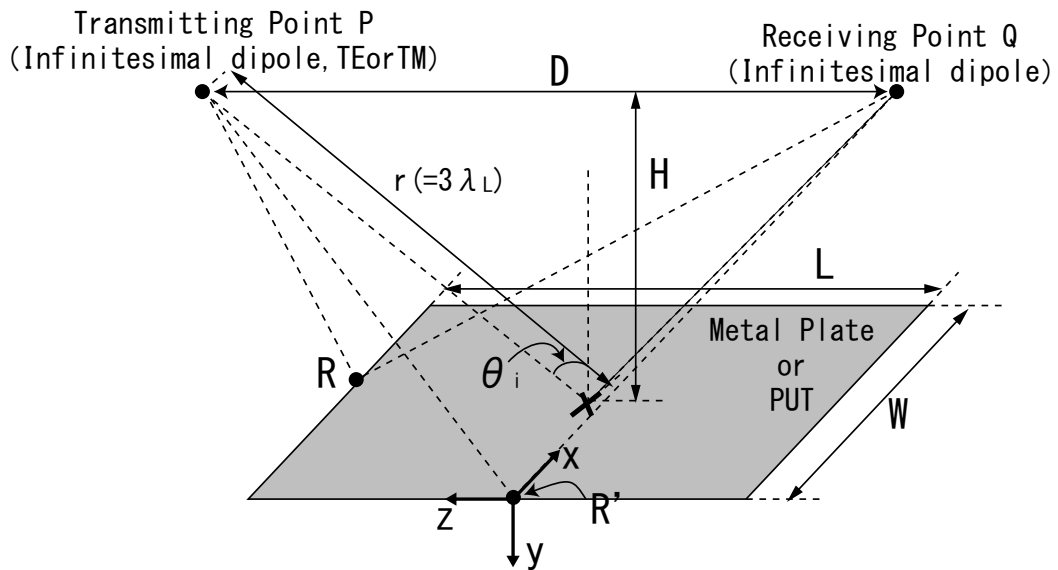


図 5.5: PO による検討モデル

5.3.2 計算結果

PO によって求めた金属板や PUT から散乱波は、正規反射点の反射波や位相停留点となるエッジ部分からの散乱波の和で主に決定される。PUT や金属板が十分大きい場合、エッジ部分からの散乱波の影響は小さくなり、正規反射波の影響が支配的になる。

十分な大きさを有する PUT や金属板について PO により散乱波を求め、元の大きさの散乱波との比をとることにより、正規反射波に対するエッジ成分の複素振幅比 $P_{\text{PUT}}^{\text{PO}}$, $P_{\text{PEC}}^{\text{PO}}$ を求める。具体的には、金属板や PUT の面 S を大きくした場合の VNA の受信電圧 $e_{r\text{-PEC}}^{S \rightarrow \infty}$ と $e_{r\text{-PUT}}^{S \rightarrow \infty}$ を求める。これらの値と元の大きさの $e_{r\text{-PEC}}$ と $e_{r\text{-PUT}}$ 比をとることにより正規反射波に対するエッジ成分の複素振幅比を求める。

金属板と PUT の特性はほぼ同様の傾向となるため、ここでは金属板の場合の結果を示す。図 5.6 に金属板の大きさに対する式 (5.8) の分母の積分値の振幅の変化を示す。ここで、金属板の辺の長さの比率 $L/W = 1$ とし、入射角度 $\theta_i = 0^\circ$ の TE 斜入射とした。縦軸の積分値については、すべての周波数・散乱体の大きさに対する積分値の最大値で正規化した値であり、周波数 f_L , $5f_L$ と $10f_L$ について示している。また散乱体を大きくした場合の積分値の収束値を ε アルゴリズムにより求め、図中の右端に示している。

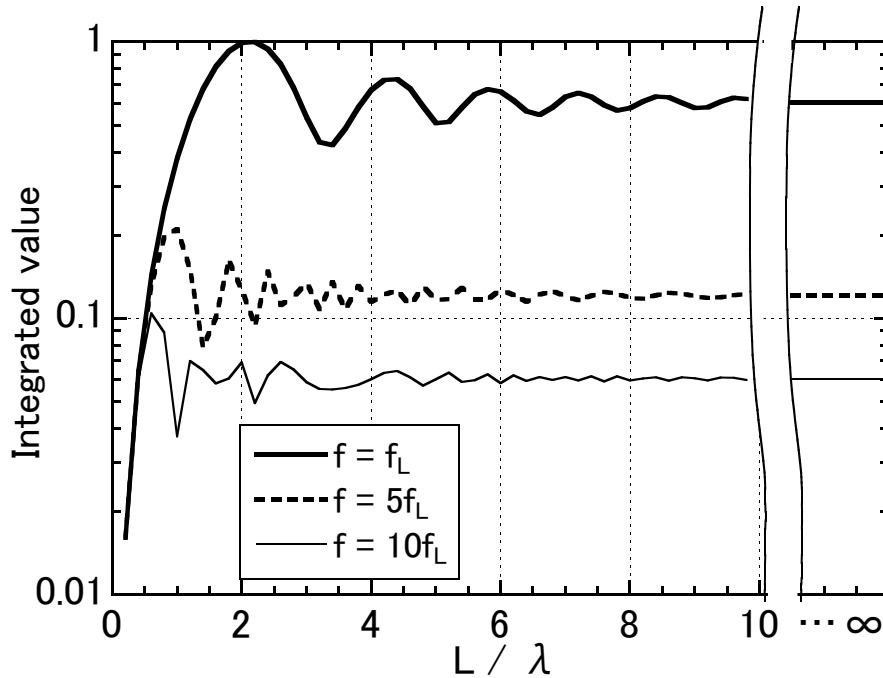


図 5.6: 散乱体の大きさによる積分値（分母）の変化

第5章 物理光学近似(PO)によるエッジ散乱波影響の定量的評価

同図から、散乱体の大きさが変化すると正規反射波とエッジ散乱波の干渉によって積分値は変動しているが、散乱体が大きくなると次第にその値が収束している。

$L/W = 1$ の場合と $L/W = 2$ の場合について、 $P_{\text{PEC}}^{\text{PO}}$ の計算結果をそれぞれ、図 5.7 と図 5.8 に示す。 $\theta_i = 0, 30^\circ$ かつ $L/W = 1$ と $\theta_i = 60^\circ$ かつ $L/W = 2$, では、エッジ散乱波の比率の振幅が原点を中心に周波数が高くなるにつれてなめらかに小さくなっている。これに対して $L/W = 1$, $\theta_i = 60^\circ$ と $L/W = 2$, $\theta_i = 60^\circ$ では、振幅に乱れが生じている。これは、金属板の長辺と短辺からのエッジ部分からの散乱波の光路長に差異が生じたためである。

5.3. PO 計算値におけるエッジ散乱波

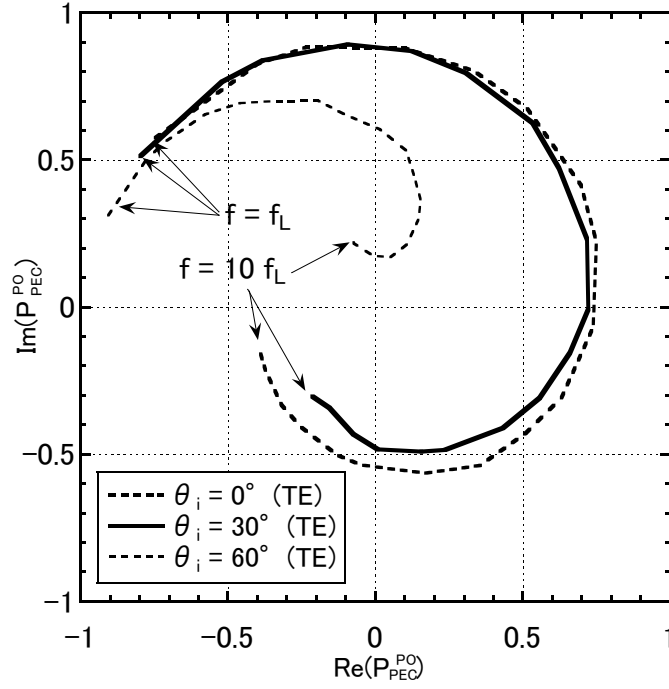


図 5.7: PO 計算結果におけるエッジ散乱波の比率 $P_{\text{PEC}}^{\text{PO}}$ ($L/W = 1$)

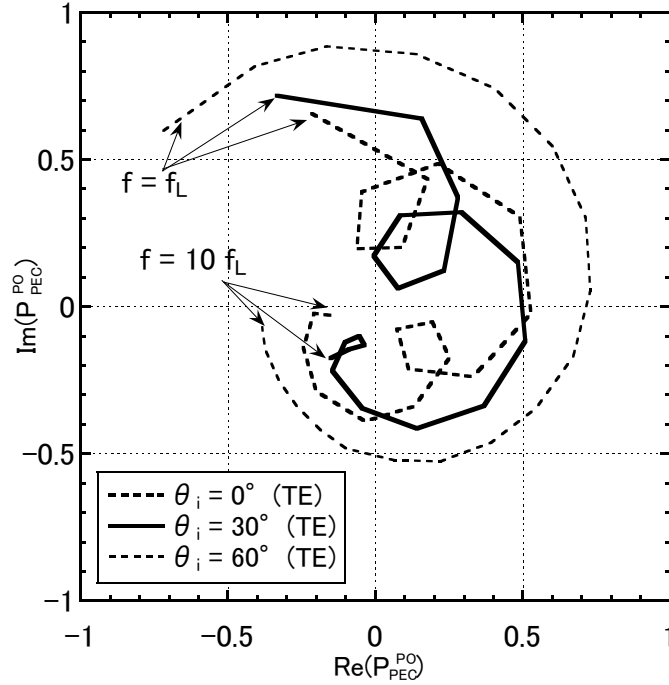


図 5.8: PO 計算結果におけるエッジ散乱波の比率 $P_{\text{PEC}}^{\text{PO}}$ ($L/W = 2$)

5.4 エッジ散乱波振幅 $\propto 1/\sqrt{f}$ となる条件

PUT が長方形形状の場合，主な位相停留点となる互いに平行な2対の辺の中央部からのエッジ散乱波の影響が反射係数の測定値に影響を与える。直線状のエッジからのエッジ散乱波は円筒波状に伝搬する。そのエッジ散乱波は $\sqrt{f}$ に反比例した振幅をとる。しかし，エッジ散乱波同士が異なる光路長を持つ場合，位相干渉が生じ，エッジ散乱波の合計は $\sqrt{f}$ に反比例しない。本節では，金属板のように複素反射係数が周波数特性を有さない場合について，図5.5の計算モデルを用いてエッジ散乱波の振幅が周波数 $\sqrt{f}$ に反比例する条件を検討する。

主要なエッジ散乱波は横方向と奥行方向の辺の midpoint で生じ，これらの点をそれぞれ R と R' とする。式(5.9)の条件を満たした場合，双方のエッジ散乱波の光路長が一致し，エッジ散乱波の振幅が周波数 $\sqrt{f}$ に反比例すると仮定できる。

$$\overline{PR} + \overline{RQ} = \overline{PR'} + \overline{R'Q} \quad (5.9)$$

図5.5中の L , W , D を H で正規化し， $L/H = l$, $W/H = w$, $D/H = d$ とおくと，エッジ散乱波の光路長が一致する条件は，以下の式(5.10)となる。

$$w = \sqrt{2 \left(\sqrt{1 + \frac{d^2 + l^2}{2}} + \frac{1}{4} \left(\frac{d^2 - l^2}{2} \right)^2 - 1 \right) - \frac{d^2 - l^2}{2}} \quad (5.10)$$

ここで，

$$d = 2 \tan \theta_i \quad (5.11)$$

である。 L/H の変化に対して双方の光路長が一致する L/W を図5.9に示す。同図から， W と H が同程度より小さい場合， L/W はほぼ $1/\cos \theta_i$ ，すなわち，送受信アンテナから金属板もしくはPUTを見込んだ場合に正方形となる場合に双方の光路長が一致する。具体的には，入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ のとき $L/W \cong 2/\sqrt{3}$ ， $\theta_i = 60^\circ$ のとき $L/W \cong 2$ が条件を満たす。

5.4. エッジ散乱波振幅 $\propto 1/\sqrt{f}$ となる条件

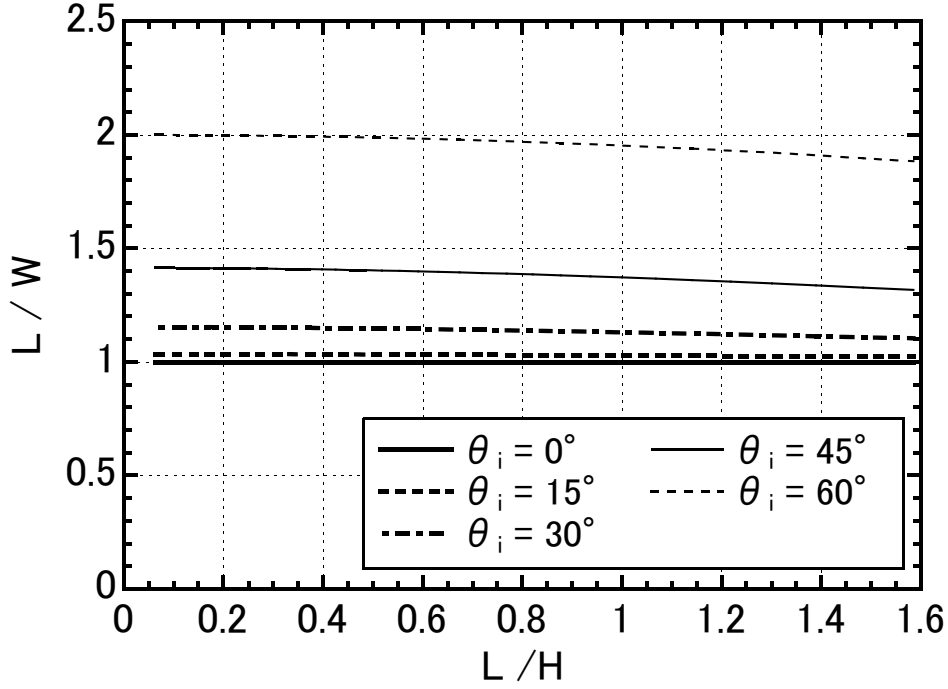


図 5.9: 光路長の一致条件

次に、PO による計算により、 $\sqrt{f}$ に反比例する条件について、条件成立の程度を評価した。長辺、短辺双方の光路長が一致した場合、エッジ散乱波の振幅が周波数 $\sqrt{f}$ に反比例すると仮定できる。反比例の条件からのずれの指標として、式 (5.12) を定義する。

$$Err = \frac{\sqrt{\frac{1}{n-3} \sum_{i=1}^n (\rho_i - \langle \rho_i \rangle)^2}}{\langle \rho_i \rangle} \quad (5.12)$$

ただし、 $\langle \rho_i \rangle$ は ρ_i の i についての平均を表し、

$$\rho_i = \sqrt{f_i} \sqrt{x_i^2 + y_i^2}, \quad i = 1, \dots, n \quad (5.13)$$

ここで、 n 、 f_i 、 x_i と y_i はそれぞれ、PO で計算した周波数ポイント数、 i 番目の周波数、エッジ散乱波複素振幅計算値の実部と虚部である。 Err はエッジ散乱波の振幅が $\sqrt{f}$ に完全に反比例するとき 0 となる。

第5章 物理光学近似 (PO) によるエッジ散乱波影響の定量的評価

金属板の長辺の長さ (λ_L で正規化) の変化に対する Err の算出結果を図 5.10 に示す。ただし、送受信アンテナと正規反射点の距離 $r = 3\lambda$ 、金属板の縦横比 $L/W = 1$ 、入射角度 $\theta_i = 0^\circ$ とし、入射波の電界方向が図 5.5 の x 軸方向と平行となるように微小ダイポールアンテナを設定した。

同図より、 $L/W = 0.5$ や $L/W = 2$ と比較して、 $L/W = 1$ では金属板が大きくなるにつれて Err の値が速やかに 0.1 程度以下の値に収束している。正方形の金属板の場合は 4 辺のエッジの光路長が等しく、エッジ相互の干渉が起こらないためである。入射角度 $\theta_i = 0$ で金属板を正方形とした場合、辺の長さを 1.5λ 程度以上とすることで、 Err の値が 0.1 程度以下に収束している。

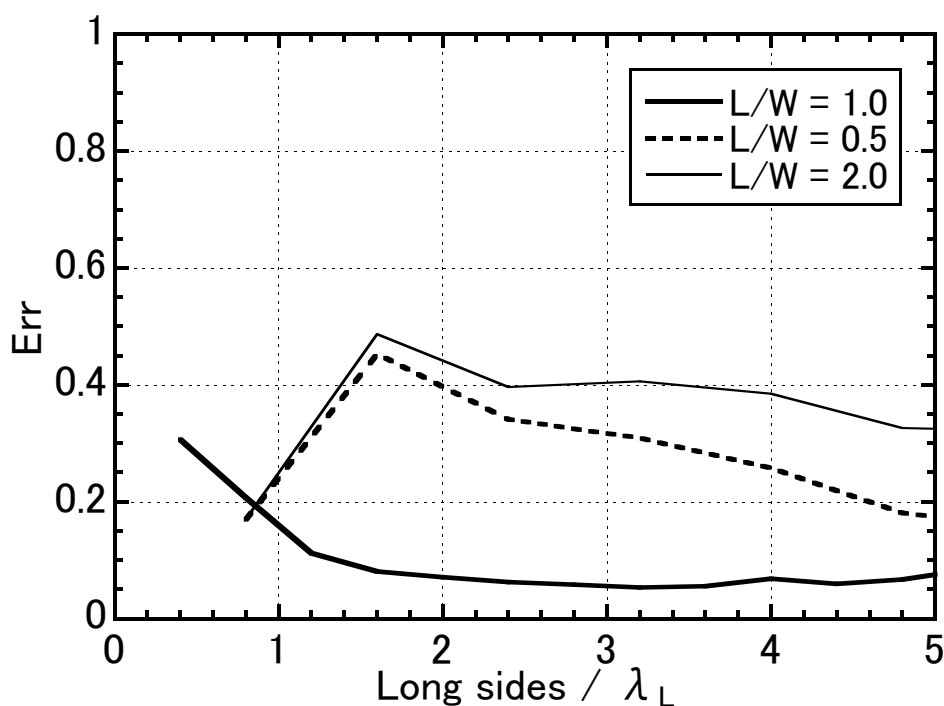


図 5.10: 試験体サイズによる Err の変化 ($\theta_i = 0^\circ$)

5.4. エッジ散乱波振幅 $\propto 1/\sqrt{f}$ となる条件

図 5.10 について、長辺の長さを 1.6λ とした場合の複素平面上の正規反射波に対するエッジ散乱波の比率 $P_{\text{PEC}}^{\text{PO}}$ を図 5.11 に示す。入射角度 $\theta_i = 0^\circ$ では、散乱体が正方形，すなわち $L/W = 1$ の場合は、周波数が高くなるとなめらかに振幅が小さくなるが、長方形形状となる $L/W = 0.5, 2$ の場合は乱れが生じている。

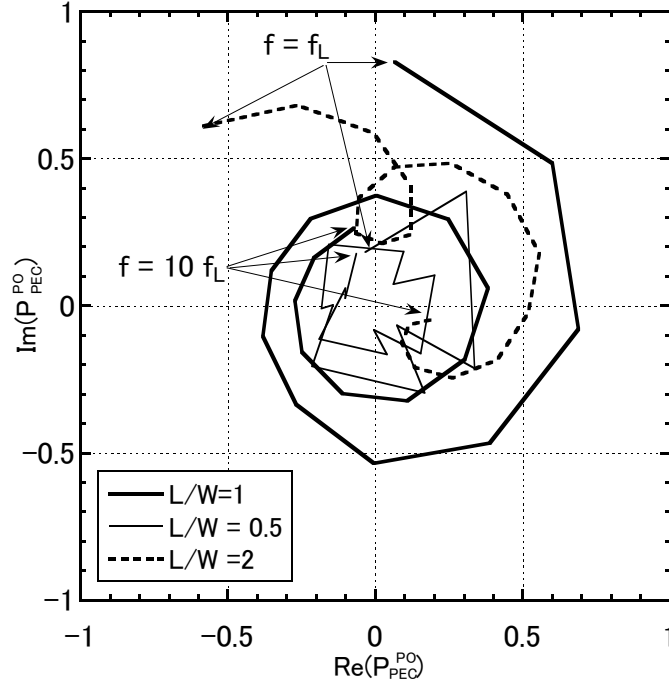


図 5.11: 正規反射波に対するエッジ散乱波の比率 ($\theta_i = 0^\circ$)

同様に $\theta_i = 60^\circ$ についての Err の算出結果を図 5.12 に示す。ただし、 r と L/W は $\theta_i = 0^\circ$ と同様とし、TE と TM 斜入射時の計算結果である。TE・TM 射入射双方ともに、 $L/W = 2$ では長辺が 2.5λ 程度以下で Err が低くなっている。これは、式 (5.10) の条件により、 $L < 1.5\lambda$ の範囲では 4 辺からの光路長がほぼ一致したためである。TM 斜入射、 $L/W = 2$ では、さらに L が長くなると Err の値が低下している。これは長辺の方向が入射波による PO 電流の主成分と平行となり、長辺方向のエッジの影響が支配的になるためである。入射角度 $\theta_i = 60^\circ$ の TM 斜入射、 $L/W = 2$ の場合、長辺が 6λ 程度以上であれば Err は 0.1 の値にほぼ収束している。

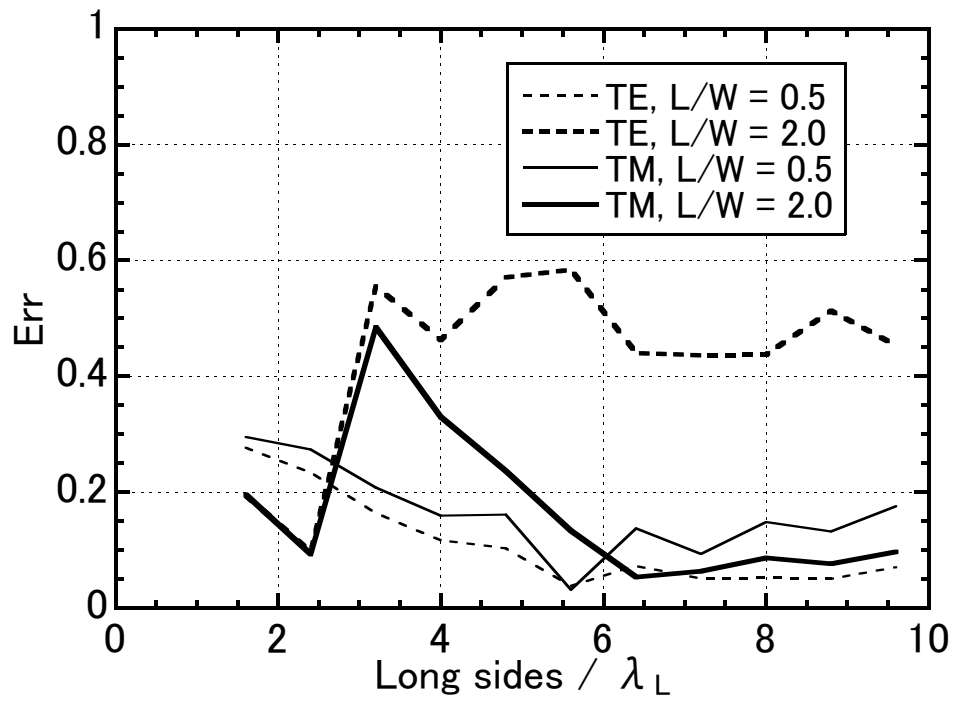


図 5.12: 試験体サイズによる Err の変化 ($\theta_i = 60^\circ$)

5.5 まとめ

第5章では、反射係数の測定値に含まれるエッジ散乱波の影響を検討するため、エッジ散乱波の基本的な特性について述べた。まずPOによる電波吸収パネルの反射係数の計算方法について述べた。またPOによる反射波の計算結果に含まれるエッジ散乱波の割合を定量化し、エッジ散乱波の周波数の変化に対する振幅の特性について検討した結果を述べた。

以下に、本章の検討にて得られた結果や知見を示す。

- POの計算において電磁界の相反性を考慮することで、金属板と電波吸収パネルの反射波測定時のVNAの受信電圧の比率、すなわち測定時の反射係数に相当する値を求める計算方法を示した。本計算方法では、金属板からの散乱波とPUTからの散乱波の比率に相当する値も算出可能である。
- 本計算方法により金属板からの反射波を計算し、金属板に含まれる正規反射波に対するエッジ散乱波の割合を求めた。具体的には、長方形形状の縦横の双方の辺からのエッジ散乱波について、双方の光路長が等しい場合はスパイラル形状となるのに対して、双方の光路長が異なる場合はスパイラルの形状が乱れることを示した。
- 金属板からの散乱波に含まれるエッジ散乱波の特性について検討した。また、金属板の縦横双方の辺からのエッジ散乱波の光路長が一致する条件を示した。
- 長方形形状の各辺からのエッジ散乱波が円筒波状に伝搬するため、エッジ散乱波が $\sqrt{f}$ に反比例した振幅となることを考慮して、同条件からのずれを示す評価値 Err を定義して検討した。縦横双方の辺からのエッジ散乱波の光路長が一致する場合や縦横一方の辺からのエッジ散乱波が支配的な場合は Err の値が小さく、エッジ散乱波が $\sqrt{f}$ にほぼ反比例することを示した。

本章の計算方法や知見に基づき、次章では金属板からの反射波におけるエッジ散乱波の補正について述べる。

第6章 金属板反射波に含まれる エッジ散乱波分離

6.1 はじめに

電波吸収パネルの反射係数 R^{TM} は、リファレンス値となる金属板からの反射波の複素振幅 T_{ref} と電波吸収パネルからの反射波 T_{pan} を計測し、式 (6.1) により求める。

$$R^{\text{TM}} = -\frac{T_{\text{pan}}}{T_{\text{ref}}} \quad (6.1)$$

そのため、金属板からの反射波の測定値 T_{ref} は、電波吸収パネルの反射係数の測定値 R^{TM} に影響を与える。

第6章では、反射係数測定時のリファレンス値となる、金属板からの反射波に含まれるエッジ散乱波の分離について検討する。第5章の検討で得られたエッジ散乱波振幅 $\propto 1/\sqrt{f}$ (f は周波数) の関係により、金属板からの反射波に含まれる正規反射波とエッジ散乱波を分離する。分離したエッジ散乱波を反射波から除去することにより、金属板からの反射波におけるエッジ散乱波の影響を補正する。

まずエッジ散乱波の分離方法について述べる。次に PO による金属板からの反射波の計算値に本分離方法を適用し、有用性を確認する。さらに金属板からの反射波の測定値に適用し、エッジ散乱波の分離による効果を定量的に評価する。

6.2 エッジ散乱波の分離方法

ベクトルネットワークアナライザ (Vector Network Analyzer, 以下, VNA とする) による金属板からの反射波測定値が、正規反射波と磁界と直交するエッジからの散乱波のみによるものと仮定する。反射係数測定時のアンテナ先端と電波吸収パネルの正規反射点との距離を r , VNA のスルー校正時のアンテナ先端間距離を r_c とすると、正規反射波の位相は電気長 $2r - r_c$ 分だけ回転する。

測定値に $\exp\{jk(2r - r_c)\}$ (k : 波数) を乗じる電気長補正により正規反射波の位相回転をキャンセルし、エッジ散乱波を求める。しかし実際の測定時の $2r - r_c$ は、

第6章 金属板反射波に含まれるエッジ散乱波分離

アンテナ設置位置による誤差を含んでいるため、エッジ散乱波を正確に求めることが難しい。

金属板からの正規反射波の振幅は周波数によらず一定、かつエッジ散乱波の振幅は $\sqrt{f}$ に反比例するものと仮定し、式(6.2)の関数 f の値を最小とする最適化によって $2r - r_c$ を推定した(図6.1参照) [27]。

$$f(2r - r_c, x_c, y_c) = \sqrt{\frac{1}{n-3} \sum_{i=1}^n (\rho_i - \langle \rho_i \rangle)} \quad (6.2)$$

ただし、 $\langle \rho_i \rangle$ は ρ_i の i についての平均を表し、

$$\rho_i = \sqrt{f_i} \sqrt{(x_i - x_c)^2 + (y_i - y_c)^2}, \quad i = 1, \dots, n \quad (6.3)$$

ここで、 n , f_i , x_i と y_i はそれぞれ、測定した周波数ポイント数、 i 番目の周波数、複素振幅測定値の電気長補正後の実部と虚部である。 x_c と y_c は、正規反射を示す複素平面上のスパイラルの極限座標であり、 $2r - r_c$ とともに推定する最適化のパラメータとなる。 $2r - r_c, x_c, y_c$ の推定結果によりエッジ部分からの散乱波を算出し、正規反射波に対する複素振幅比 $P_{\text{PEC}}^{\text{M}}$ を求める。

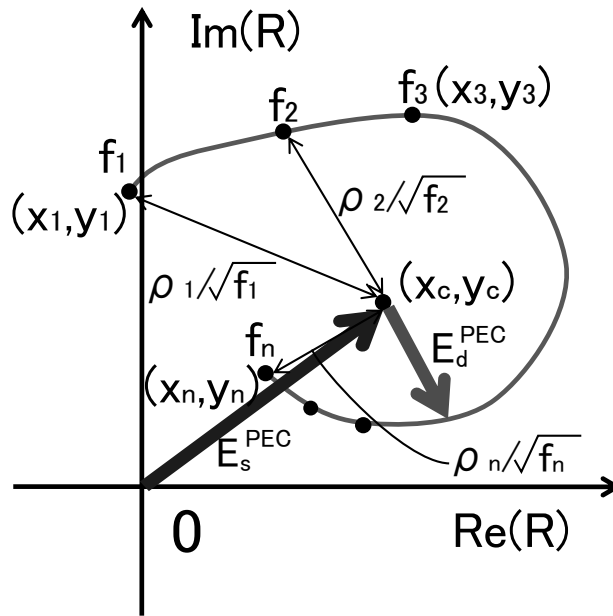


図 6.1: 測定値に含まれる正規反射波とエッジ散乱波

6.3 PO 計算値におけるエッジ散乱波の分離結果

PO により求めた金属板の反射波計算結果を疑似測定データとして，前節の方法で正規反射波に対するエッジ散乱波の比率 $P_{\text{PEC}}^{\text{PO}}$ を求めた結果を図 6.2 に示す。比較のため，第 5.3.2 節と同様に PO 計算にて金属板の大きさを十分大きくして求めた $P_{\text{PEC}}^{\text{PO}}$ も同時に示している。疑似測定データの算出には，第 5 章の図 5.5 において， $L = W = 2\lambda[\text{m}]$ ，入射角度 $\theta_i = 0^\circ$ の TE 射入射とした PO 計算モデルを用いた。両者はほぼ一致しており，前節のエッジ散乱波の分離手法が有効であることが確認された。

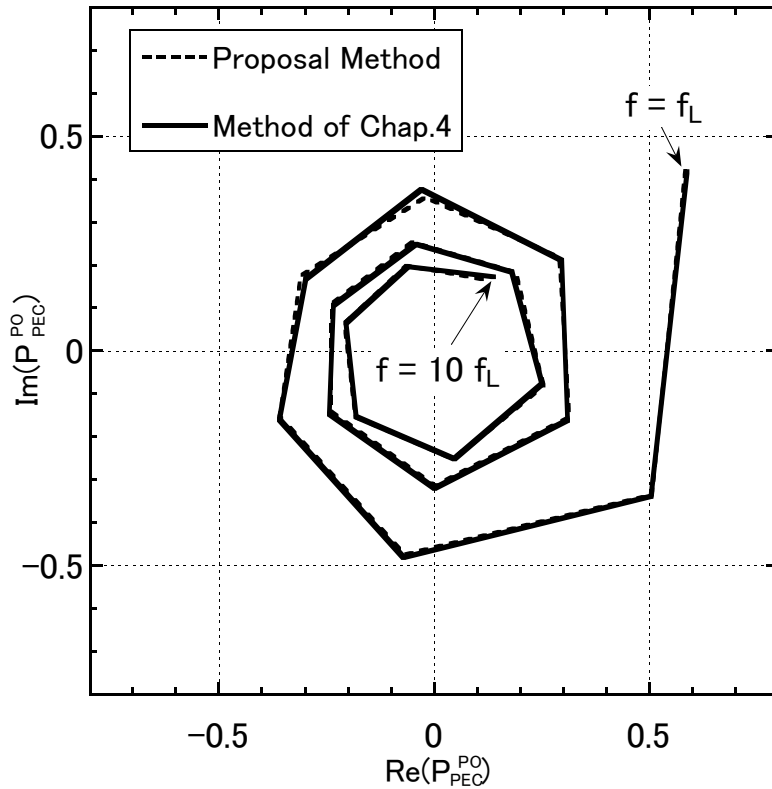


図 6.2: 疑似測定データ（PO 計算値）に対するエッジ散乱波の分離結果（ $\theta_i = 0^\circ$ ）

6.4 測定値におけるエッジ散乱波の分離結果

6.4.1 GTD によるエッジ散乱波の算出

PO の計算ではエッジ部分での面電磁流の摂動を考慮しないため、エッジ散乱波の計算結果には誤差を含む。これに対して、幾何光学的回折理論 [28](Geometrical Theory of Diffraction, 以下, GTD とする) では、エッジ散乱波を高精度に求めることが可能である。6.2 節の方法によるエッジ散乱波の分離結果と比較するため、GTD を用いる。ここでは、GTD によるエッジ散乱波の算出方法を述べる。

長方形形状の金属板の場合、各辺の辺の中点が位相停留点となり、特に磁界と直交する辺の中点が主要なエッジ散乱点となる。図 6.3 に示すように、入射平面波 E^i が (θ^i, ϕ^i) 方向から到来するものとする、観測点 (r, θ^d, ϕ^d) におけるエッジ散乱波 E^d の θ_d 方向と ϕ_d 方向成分 E_θ^d, E_ϕ^d は、以下の式 (6.4) で表される。

$$\begin{bmatrix} E_\theta^d \\ E_\phi^d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_\theta^i \\ -E_\phi^i \end{bmatrix} \cdot \frac{-\exp\{-j(\pi/4 + kr)\}}{2\sqrt{\pi}} \left\{ \frac{F_-(\xi^{i2})}{\xi^i} \begin{bmatrix} - \\ + \end{bmatrix} \frac{F_-(\xi^{r2})}{\xi^r} \right\} \quad (6.4)$$

ここで,

$$\xi \begin{bmatrix} i \\ r \end{bmatrix} = \sqrt{2kr} \cdot \sin \theta^i \cdot \cos \frac{\phi^d[\pm]\phi^i}{2} \quad (6.5)$$

$$F_\pm(\xi) = 2\sqrt{\xi} \exp\left(\pm j\xi \pm j\frac{\pi}{2}\right) \int_{\sqrt{\xi}}^{\infty} \exp(\pm j\chi^2) d\chi \quad (6.6)$$

ここで、 θ^i と ϕ^i は、それぞれ入射波と散乱波の波数ベクトルの向きとエッジのなす角、 θ^d と ϕ^d は、それぞれ入射波と散乱波の波数ベクトルの向きと x 軸方向のベクトルのなす角を示している。

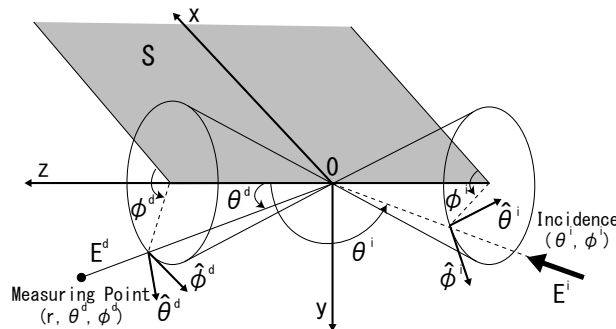


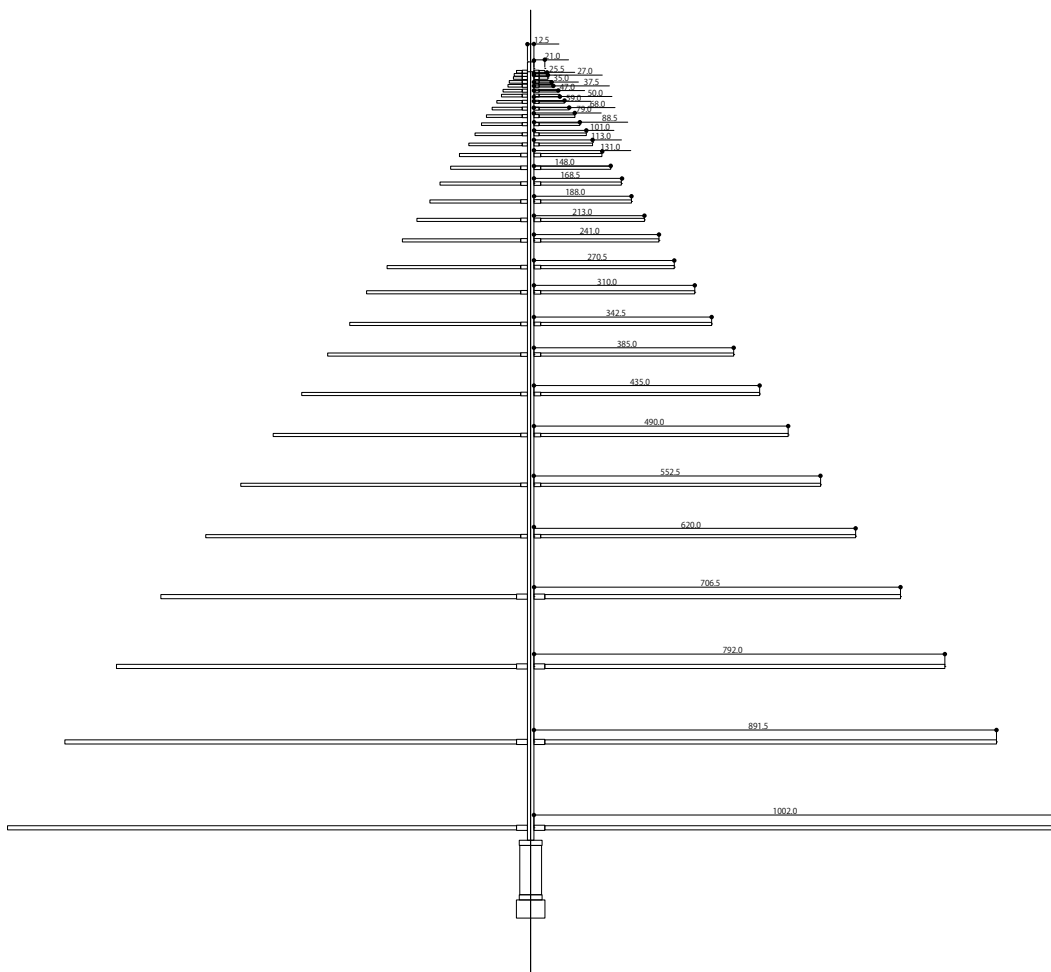
図 6.3: GTD 計算モデル

6.4. 測定値におけるエッジ散乱波の分離結果

6.4.2 モーメント法による入射界算出

GTD の計算に用いる入射波については、モーメント法によるアンテナ解析ソフト MMANA によって求めた。モーメント法では、アンテナ上の電流分布を求め、その電流分布によりアンテナから放射される近傍界と遠方界を算出する。

反射係数の測定に使用した対数周期アンテナ Anritsu MP635A のエレメント長等の形状を実測し、MMANA 内にアンテナのモデルを構築した。図 6.4 と図 6.5 にそれぞれ、アンテナの形状と MMANA にて構築したアンテナのモデルを示す。



第6章 金属板反射波に含まれるエッジ散乱波分離

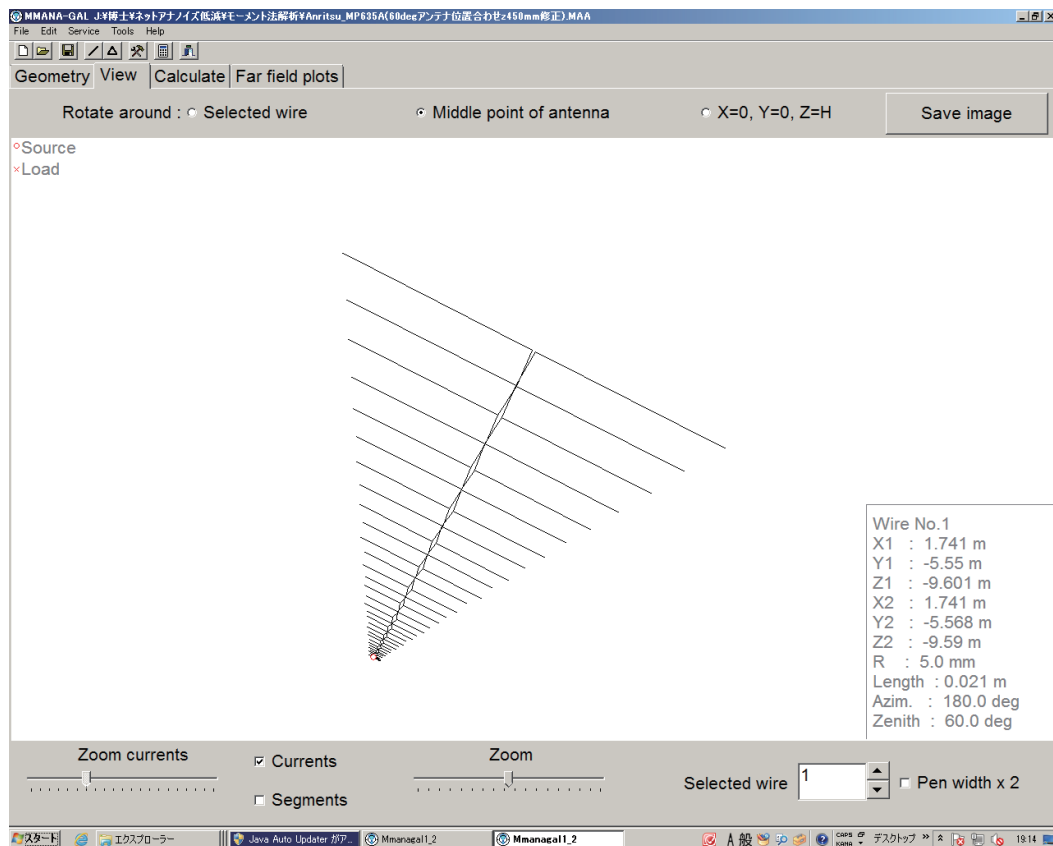


図 6.5: MMANA に構築した対数周期アンテナの解析モデル

図 6.5 の対数周期アンテナの解析モデルにより算出した周波数 $f = 80\text{MHz}$ と 400MHz の E 面・ H 面のアンテナパターンをそれぞれ、図 6.6 と 6.7 に示す。

6.4. 測定値におけるエッジ散乱波の分離結果

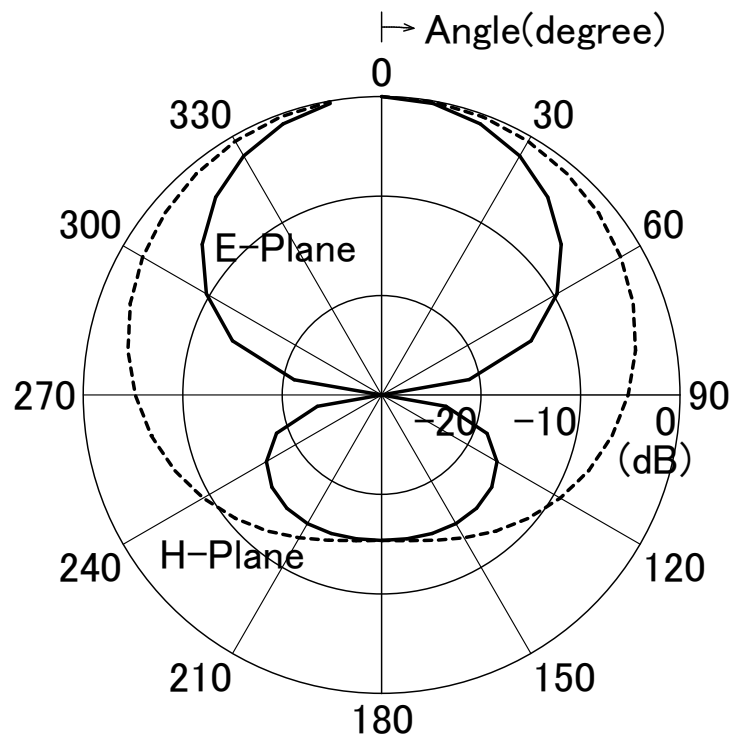


図 6.6: 対数周期アンテナのアンテナパターン (80MHz)

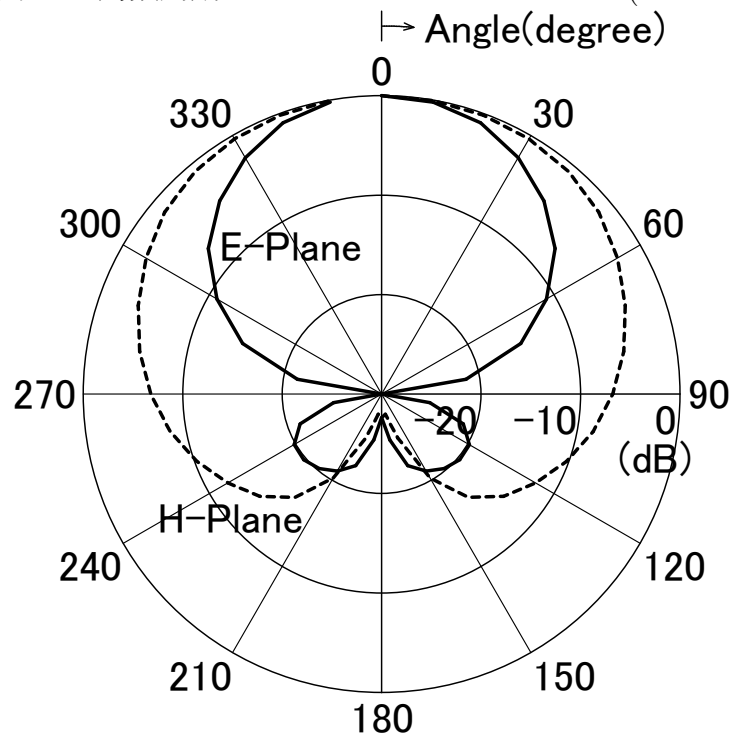


図 6.7: 対数周期アンテナのアンテナパターン (400MHz)

第6章 金属板反射波に含まれるエッジ散乱波分離

図4.13に示した金属板とアンテナの位置関係について、モーメント法のモデル空間内に再現し（図6.8参照）、 S 面上の電界と磁界分布の各方向成分を計算した結果をそれぞれ、図6.9と6.10に示す。ここで、図4.13に示した測定時の金属板を緑線で示している。

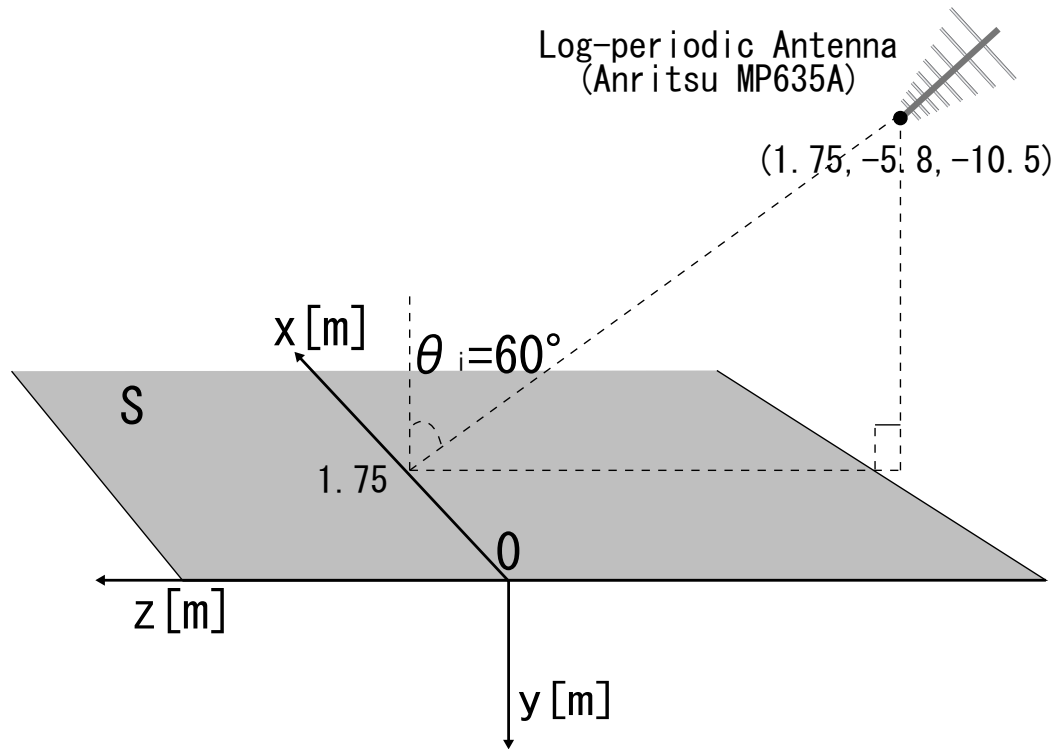


図 6.8: モーメント法解析モデル

6.4. 測定値におけるエッジ散乱波の分離結果

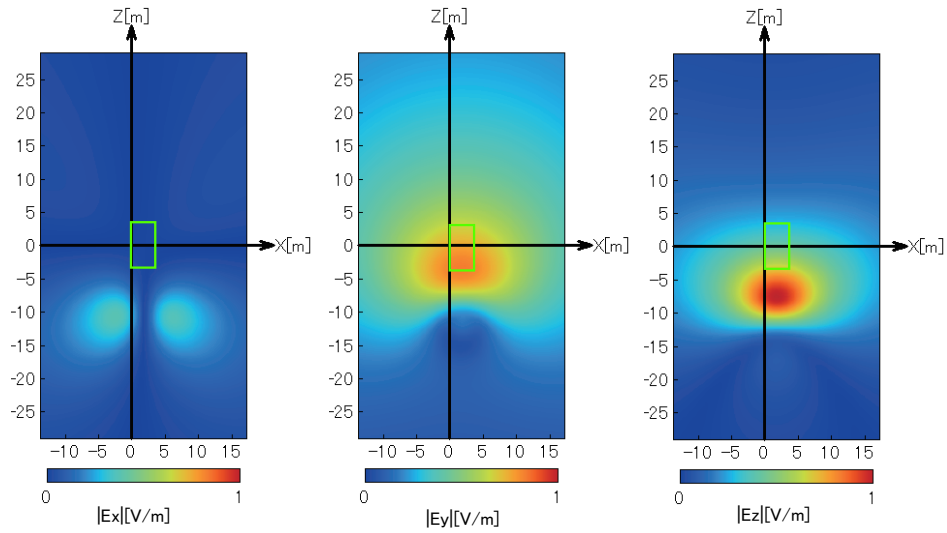


図 6.9: S 面上での電界分布 (100MHz, 緑線は測定時の金属板を示す)

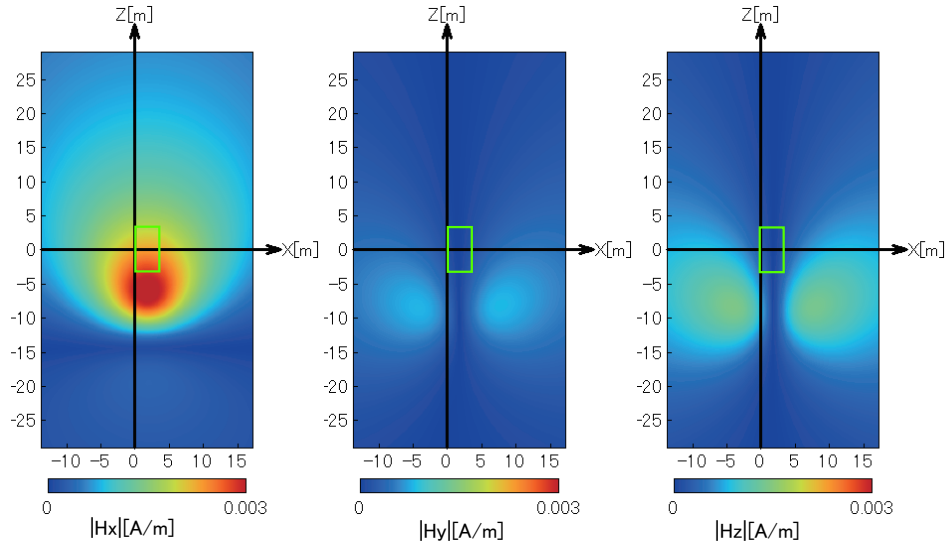


図 6.10: S 面上での磁界分布 (100MHz, 緑線は測定時の金属板を示す)

6.4.3 検証に用いる金属板反射波の測定値

図6.11と図6.12は、第4章の図4.13について、それぞれ入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° の場合の複素平面上の金属板の反射波測定値を示している。図6.11や図6.12より、周波数が増加すると、反射波測定値は複素平面上での振幅が緩やかに変動しながら位相が回転している。全体的な位相回転が正規反射波の位相回転、振幅の変動がエッジ散乱波を初めとする不要波の影響である。

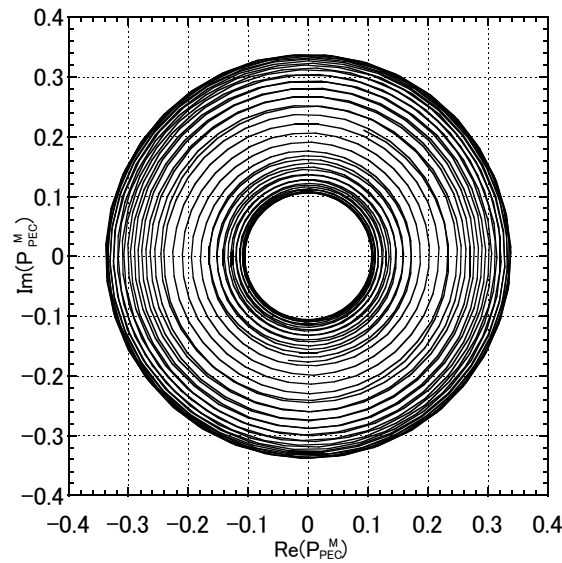


図 6.11: 金属板からの反射波測定値 ($\theta_i = 30^\circ$)

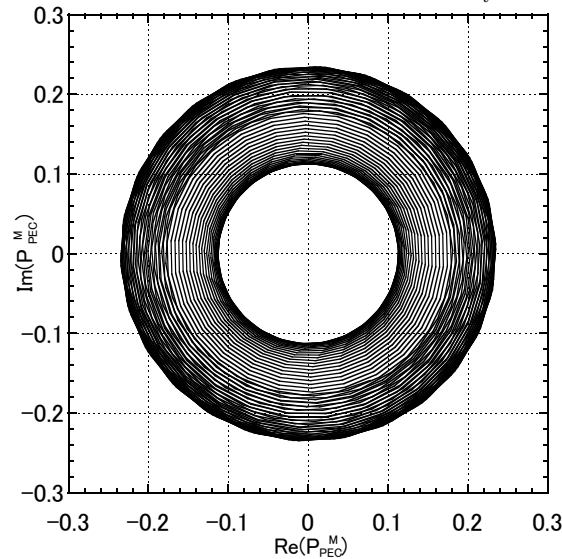


図 6.12: 金属板からの反射波測定値 ($\theta_i = 60^\circ$)

6.4. 測定値におけるエッジ散乱波の分離結果

6.4.4 金属板エッジ散乱波の分離結果

6.2節の方法により，入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° の金属板反射波の実測値から分離されたエッジ散乱波と位相回転をキャンセルした正規反射波をそれぞれ，図 6.13 と図 6.14 に示す。分離された正規反射波を $\odot$ 印，エッジ散乱波は同図に太い矢印で示している。比較のため，GTD によるエッジ散乱波の算出結果も同時に示している。GTD の周波数間隔は 100MHz とし，丸印で示している。両者を比較するため，測定値からのエッジ散乱波の分離結果については GTD と同じ周波数を三角印で示している。電波吸収パネルの辺の長さ比 L/W がおよそ 2 程度であるため，5 章の図 5.12 の結果から $L > 6\lambda$ (λ : 入射波の波長) を満たす測定データを推定に用いた。

同図から，特に入射角度 $\theta_i = 60^\circ$ では両者は良好に一致している。300MHz 以下の周波数では両者に差異が生じているが，これは入射波の波長が金属板の長さ L に近づくに従って，高周波近似である GTD の計算精度が低下し，さらにエッジ散乱波の振幅 $\propto 1/\sqrt{f}$ の仮定が成り立たなくなったためと考えられる。入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ の結果では，入射角度 $\theta_i = 60^\circ$ と比較して金属板の長辺が短いため，GTD との差異が大きくなったと考えられる。

6.4.5 金属板反射波の補正結果

金属板の場合の VNA 受信値について，図 6.13 と図 6.14 のエッジ散乱波の影響を補正した結果をそれぞれ，図 6.15 と図 6.16 に示す。入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° について，周波数による変動を，それぞれ 10.1dB から 2.0dB と 6.3dB から 0.3dB に抑制するという結果が得られた。本手法によりエッジ散乱波がほぼ除去されることが確認された。入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ の低周波数で VNA 受信値が変動している理由は，長辺の長さが入射波の波長に近づいたためと考えられる。

第6章 金属板反射波に含まれるエッジ散乱波分離

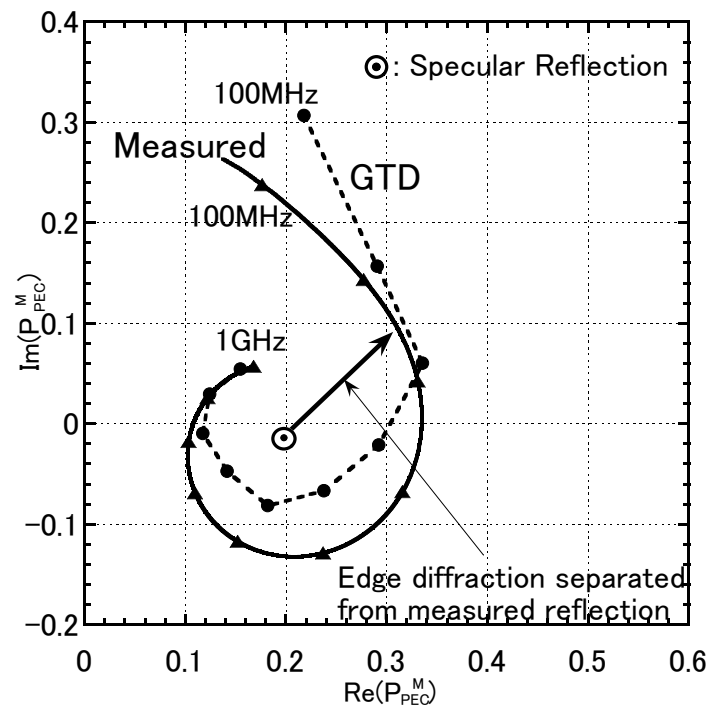


図 6.13: 金属板測定値におけるエッジ散乱波の分離結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

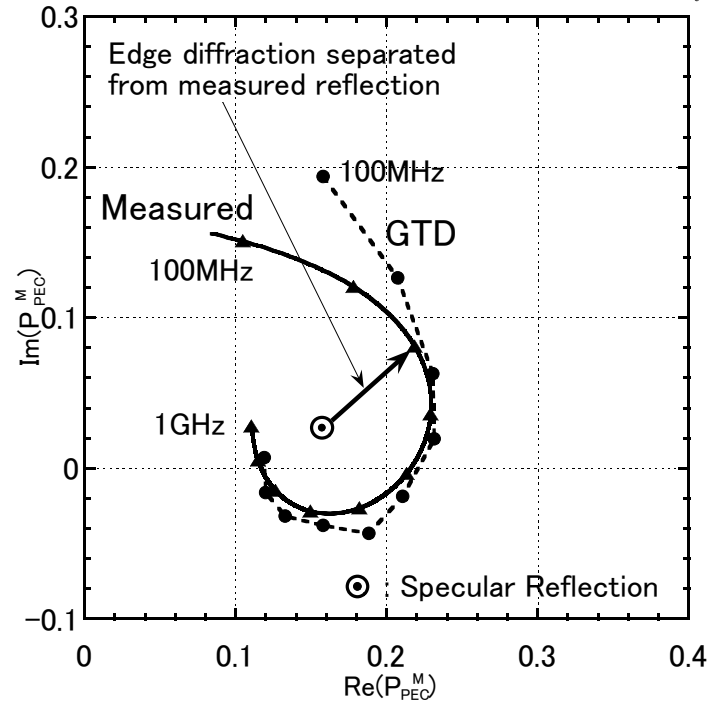


図 6.14: 金属板測定値におけるエッジ散乱波の分離結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

6.4. 測定値におけるエッジ散乱波の分離結果

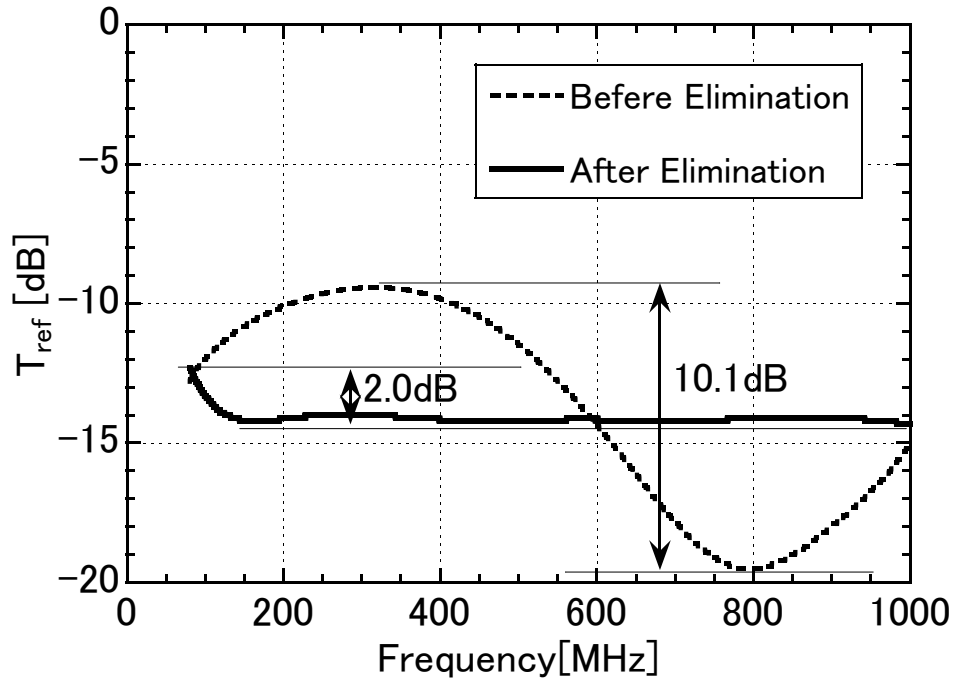


図 6.15: 金属板測定値のエッジ散乱波除去結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

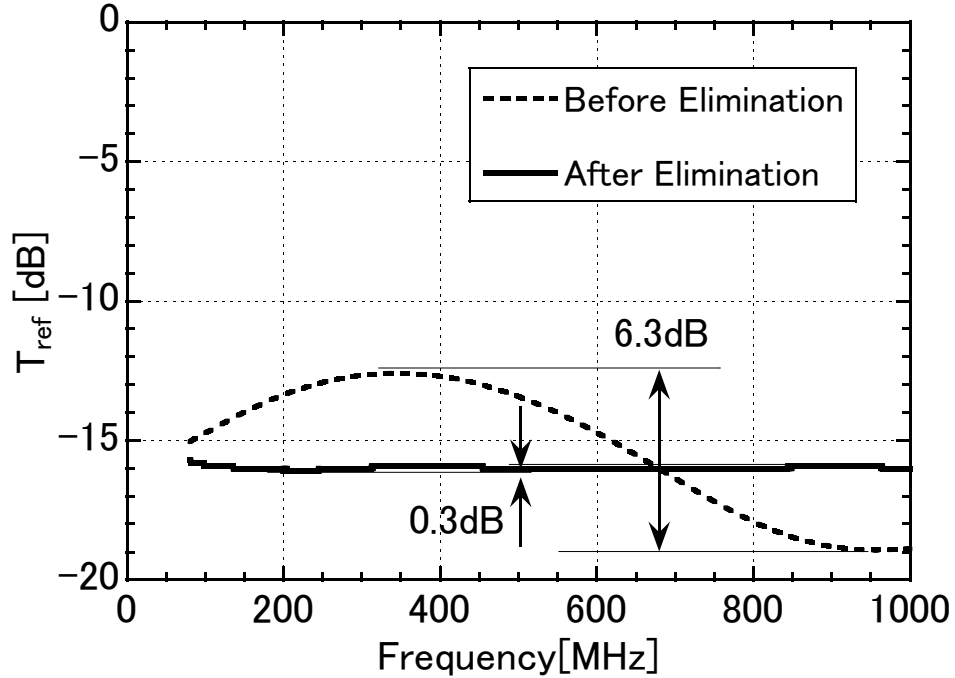


図 6.16: 金属板測定値のエッジ散乱波除去結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

6.5 まとめ

第6章では、金属板からの反射波に含まれるエッジ散乱波の分離と分離したエッジ散乱波による金属板反射波測定値の補正について述べた。

以下に、本章の検討にて得られた結果や知見を示す。

- まずエッジ散乱波の補正に必要となる、金属板からの反射波に含まれるエッジ散乱波の分離方法を述べた。金属板反射波のPO計算結果に本方法を適用し、第5章の方法で算出したPO計算値におけるエッジ散乱波とほぼ一致することを確認した。
- 入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° について、金属板からの反射波測定値からエッジ散乱波を分離し、GTDによるエッジ散乱波の計算結果と比較した。両入射角度ともに、波長と比較して金属板の長辺が十分長い高周波数領域では、両者はほぼ一致するという結果が得られた。これにより、金属板からの反射波に含まれるエッジ散乱波を本手法により推定可能であることを示した。
- 金属板からの反射波に含まれるエッジ散乱波を除去し、周波数によるVNA受信値の変動幅が抑制されることを定量的に示した。入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° について、周波数による変動を、それぞれ10.1dBから2.0dBと6.3dBから0.3dBに抑制されることを示した。本手法により、入射波の波長と比較して金属板の長辺が十分に長い場合は、エッジ散乱波がほぼ除去されることを示した。

第7章 電波吸収パネル反射波に含まれるエッジ散乱波分離と反射係数補正

7.1 はじめに

第6章の冒頭で述べたように、電波吸収パネルの反射係数の測定値 R^{TM} は、金属板からの反射波の計測値 T_{ref} に対する電波吸収パネルからの反射波の計測値 T_{pan} の複素比により算出される。そのため、電波吸収パネルからの反射波の測定値 T_{pan} は、電波吸収パネルの反射係数の測定値 R^{TM} に影響を与える。

第7章では、第6章の金属板に対して電波吸収パネルからの反射波に含まれるエッジ散乱波の分離について述べる。さらに本章と第6章で得られた金属板と電波吸収パネルの反射波から分離したエッジ散乱波により、電波吸収パネルの反射係数を補正する。

反射係数に含まれるエッジ散乱波の補正方法として、物理光学近似（Physical Optics, 以下、PO とする）の計算値を利用する方法と一般調和解析（Generalized Harmonic Analysis, 以下、GHA とする）による方法の2通りについて検討する。

PO の計算値を利用する方法では、第6章で求めた金属板のエッジ散乱波と PO で求めた電波吸収パネルのエッジ散乱波を用い、伝送線路モデルを用いた反射係数の計算値をエッジ散乱の影響を含むように補正する。さらに計算値の補正結果について、補正前の計算値や測定値と比較し、その妥当性を検討する。

GHA による方法では、逆にエッジ散乱の影響を除去する補正を検討する。非周期関数の調和関数による分解を行う GHA を用い、金属板あるいは電波吸収パネルの反射波を光路長の軸で分解し、エッジ散乱波の除去により反射係数の測定値を補正する。さらに測定値の補正結果について、補正前の測定値や計算値と比較する。

7.2 PO 計算値を利用したエッジ散乱波の補正

7.2.1 検証に用いる反射係数測定値

PO 計算値を用いたエッジ散乱波の補正の検証データには、第4章にて取り扱った電波吸収パネルのうち、第5章の図5.12において評価値 Err の値がほぼ収束した条件に近い入射角度 $\theta_i = 60^\circ$ の場合について検討する。電波吸収パネルは、表面材料を御影石（厚さ $d_s = 10\text{mm}$ ）とした2層形のPCCWタイプとする（図7.1参照）。

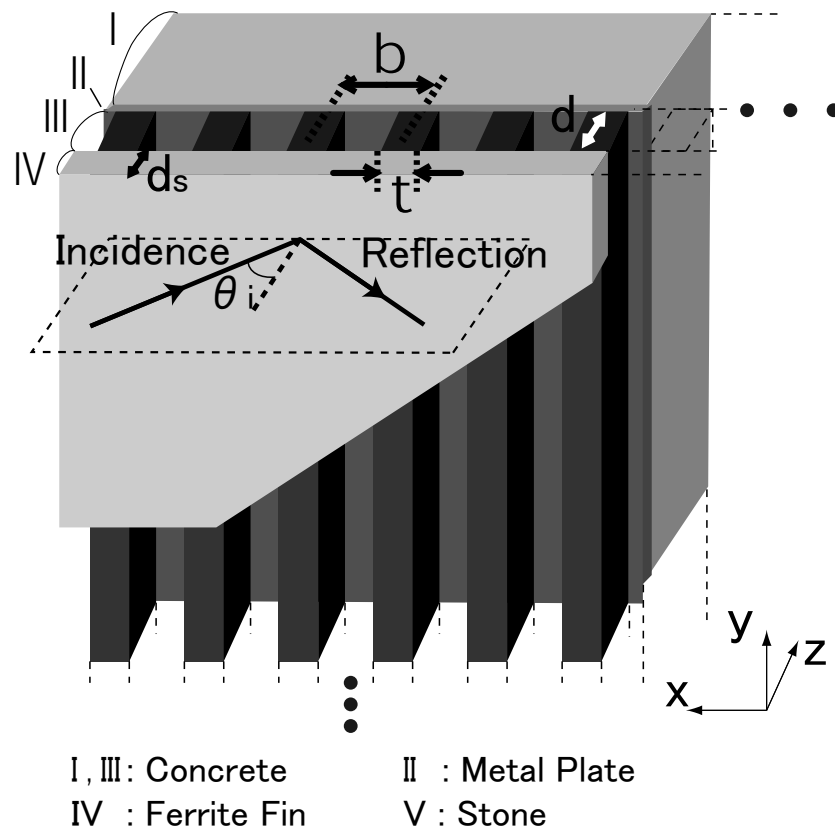


図 7.1: 検証に用いる電波吸収パネルの構造 ($\theta_i = 60^\circ$)

棧型フェライトの構造パラメータ d , t と b は、第4章と同様にそれぞれ、 $d = 17\text{mm}$, $t = 8\text{mm}$ と $b = 38\text{mm}$ とした。伝送線路モデルを用いた反射係数の計算には、第4章と同様に表7.1に示した材料定数を用いた。ここで、表7.1中の f は周波数 [MHz] を示す。

7.2. PO 計算値を利用したエッジ散乱波の補正

表 7.1: 各部材の材料定数

材料	ε_r	μ_r
コンクリート	$6.8 - j1.8$	1
御影石	$5.7 - j0.12$	1
フェライト	$12.5 - j0.0$	$1 + \frac{1025.9}{1 + j \frac{f[\text{MHz}]}{8.06}}$

以上の電波吸収パネルについて、第4章に示した測定方法による反射係数の測定値と伝送線路モデルによる計算値の比較を図7.2に示す。同図より、測定値と計算値に差異が生じている。

今回行った建物外壁用電波吸収パネルの反射係数の測定では、ダイナミックレンジが約 20dB 程度であり、特に反射係数が -20dB 以下の反射係数では測定値と計算値の差異が大きいと考えられる。その他の要因として、本論文で取り扱う電波吸収パネルのエッジ散乱波の影響が想定される。

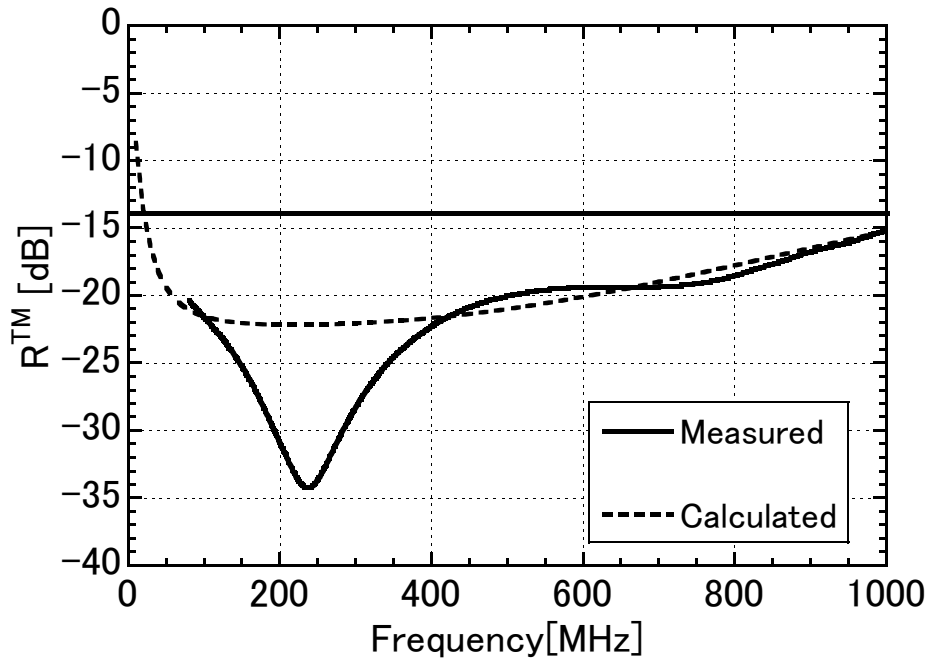


図 7.2: 反射係数の計算値と測定値の比較 ($\theta_i = 60^\circ$)

7.2. PO 計算値を利用したエッジ散乱波の補正

べた方法により、PO によって正規反射波とエッジ散乱波の比率を求める。しかし、PO の計算ではエッジ部分の面電磁流の摂動を考慮していないため、エッジ散乱波の比率の算出結果にも誤差が生じる。そこで、金属板の反射波測定値から求めた正規反射波に対するエッジ散乱波の比率を用いて PO のエッジ散乱波の比率を補正する。以下にその手順をまとめる（図 7.4 参照）。

- ① 第 6 章の方法で金属板からの反射波測定値からエッジ散乱波を抽出し、正規反射波に対する複素振幅比 $P_{\text{PEC}}^{\text{M}}$ を求める。
- ② PO による金属板と PUT の反射波の計算値について、第 5 章の方法で正規反射波に対するエッジ散乱波の複素振幅比 $P_{\text{PEC}}^{\text{PO}}$ と $P_{\text{PUT}}^{\text{PO}}$ をそれぞれ求める。
- ③ PO 計算値に対する測定値の複素補正係数 $C_{\text{PEC}} = P_{\text{PEC}}^{\text{M}} / P_{\text{PEC}}^{\text{PO}}$ を求める。
- ④ $P_{\text{PUT}}^{\text{PO}}$ に C_{PEC} を乗じ、PO 計算値におけるエッジ散乱波を測定値相当になるように補正する。
- ⑤ $P_{\text{PEC}}^{\text{M}}$, $P_{\text{PUT}}^{\text{PO}}$, C_{PEC} により反射係数 R' を補正し、式 (7.3) により補正された反射係数 R を得る。

$$R = R' \times \frac{1 + C_{\text{PEC}} \times P_{\text{PUT}}^{\text{PO}}}{1 + P_{\text{PEC}}^{\text{M}}} \quad (7.3)$$

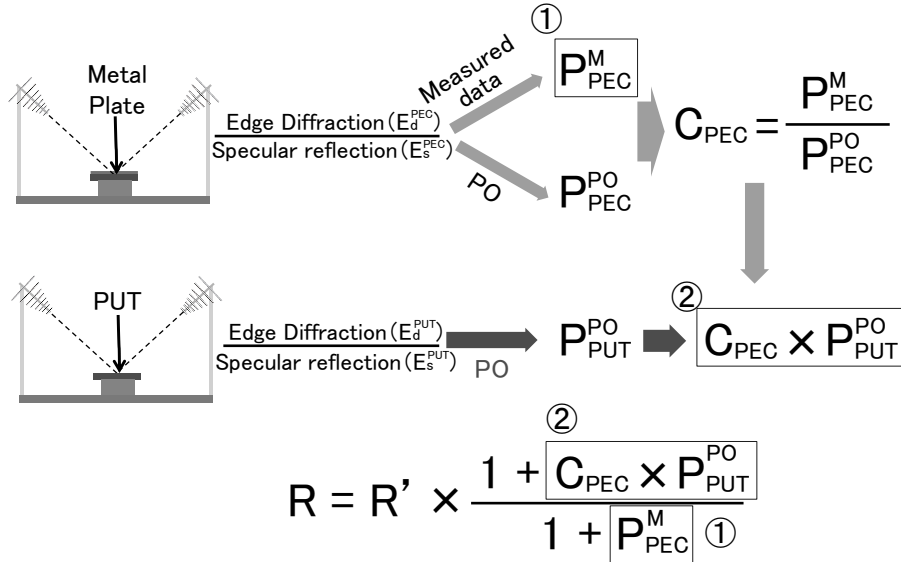


図 7.4: エッジ散乱波の補正手順の説明図

7.2.3 POによるエッジ散乱波算出結果

7.2.1節の測定条件をPO解析モデルで再現し，金属板と電波吸収パネルについて， $P_{\text{PEC}}^{\text{PO}}$ と $P_{\text{PUT}}^{\text{PO}}$ を求めた。結果を図7.5に示す。ここで入射波 $\mathbf{E}_i$ ， $\mathbf{H}_i$ については，GTDの入射界と同様にモーメント法によるアンテナ解析ソフトMMANAを用いて電波吸収パネル面上の電磁界の分布を求めた。

図7.5より，周波数 f が高くなると金属板と電波吸収パネルの位相のずれが次第に大きくなっている。これは，周波数が高くなると電波吸収パネル内部での位相回転が大きくなるためと考えられる。

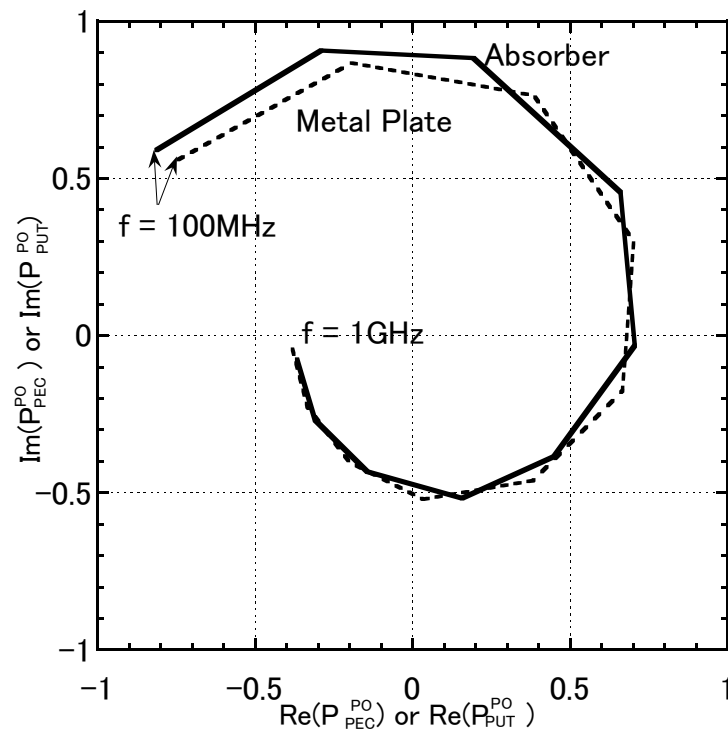


図 7.5: PO によるエッジ散乱波計算結果

7.2.4 反射係数の補正結果

第6章で求めた $P_{\text{PEC}}^{\text{M}}$, 7.2.3節で求めた $P_{\text{PEC}}^{\text{PO}}$, $P_{\text{PUT}}^{\text{PO}}$ と R' により, 補正された反射係数 R を求めた結果を図 7.6 に示す。比較のため, 補正前の反射係数 R' と測定値も同時に示している。

エッジ散乱波の補正により, 特に反射係数が -20dB 程度以上となる 700MHz 以上の周波数では測定値とほぼ一致した結果となっている。 250MHz 程度の周波数において本手法と実測値との間に差異が生じているが, 既述のように本測定のダイナミックレンジが 20dB 程度であることが要因と考えられる。

またエッジ散乱波の補正後の R' は, 測定値のような大きな周波数変動を示していない。ダイナミックレンジと同オーダー程度の不要波については, 本手法で補正することが出来ないためである。次節では, 本節での補正手法とは逆に, 測定値からエッジ散乱波を含む不要波を除去することにより, 反射係数測定値を補正する方法を検討する。

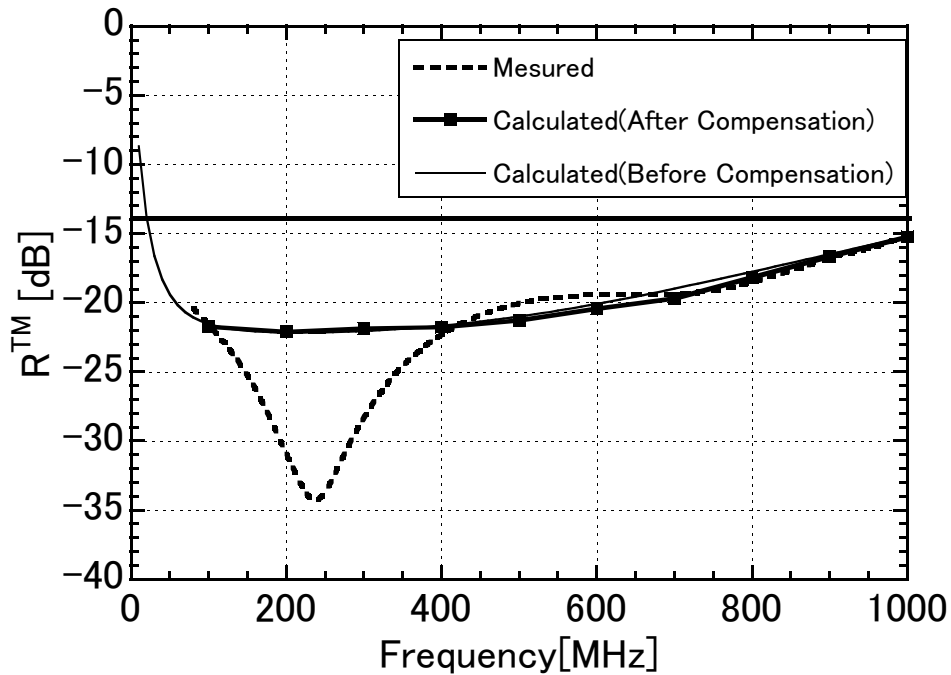


図 7.6: エッジ散乱波の補正結果

7.3 一般調和解析 (GHA) によるエッジ散乱波の補正

7.3.1 検証に用いる反射係数測定値

GHA によるエッジ散乱波補正の検証には、第4章で検討した電波吸収パネルのうち、表面材料を御影石（厚さ $d_s = 10\text{mm}$ ）とした PCCW タイプを用い、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ 、 60° の測定データについて検討する。

入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ については、図 7.7 に示す 3 層形電波吸収パネル（コンクリート層の厚さ $d_c = 15\text{mm}$ ）とし、棧型フェライトの構造パラメータ d 、 t と b は、それぞれ第4章と同様に $d = 17\text{mm}$ 、 $t = 8\text{mm}$ と $b = 27\text{mm}$ とした。

入射角度 $\theta_i = 60^\circ$ については、7.2.1 節と同様な電波吸収パネルを用いる（図 7.1 参照）。両入射角度ともに、伝送線路モデルを用いた反射係数の計算には、表 7.1 に示した材料定数を用いた。

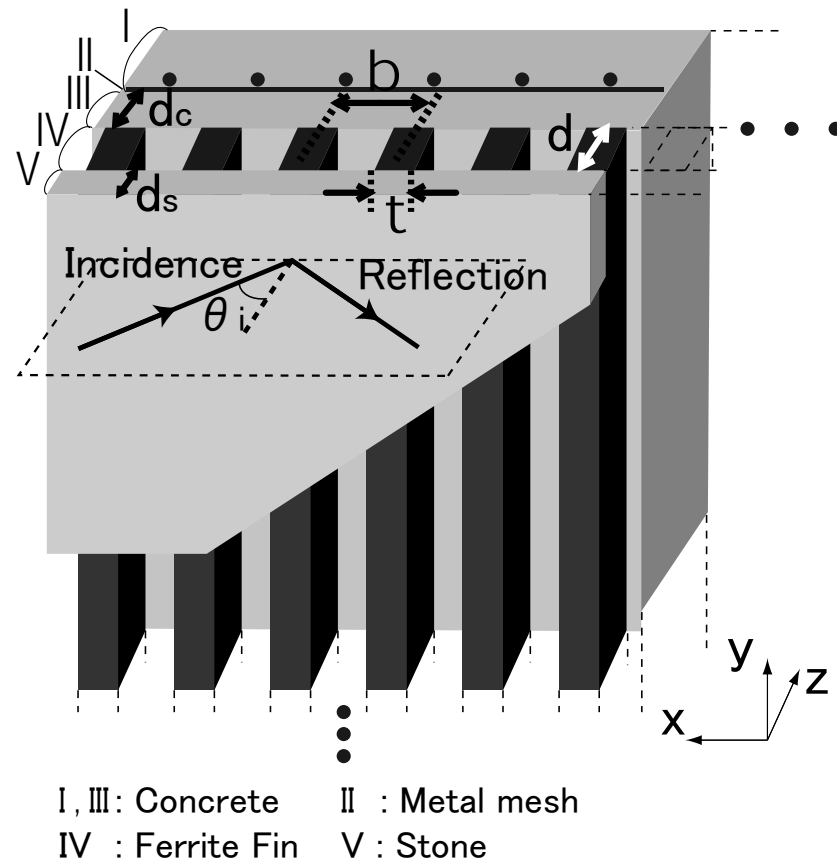


図 7.7: 本手法の検証に用いる電波吸収パネルの構造 ($\theta_i = 30^\circ$)

7.3. 一般調和解析 (GHA) によるエッジ散乱波の補正

入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ について、第4章に示した測定方法による反射係数の測定値と伝送線路モデルを用いた計算値の比較を図7.8に示す。入射角度 $\theta_i = 60^\circ$ については、図7.2に示した通りである。入射角度 $\theta_i = 60^\circ$ と同様、 $\theta_i = 30^\circ$ についても測定値と計算値に差異が生じており、本節ではこれらの差異を GHA により補正する手法を検討する。

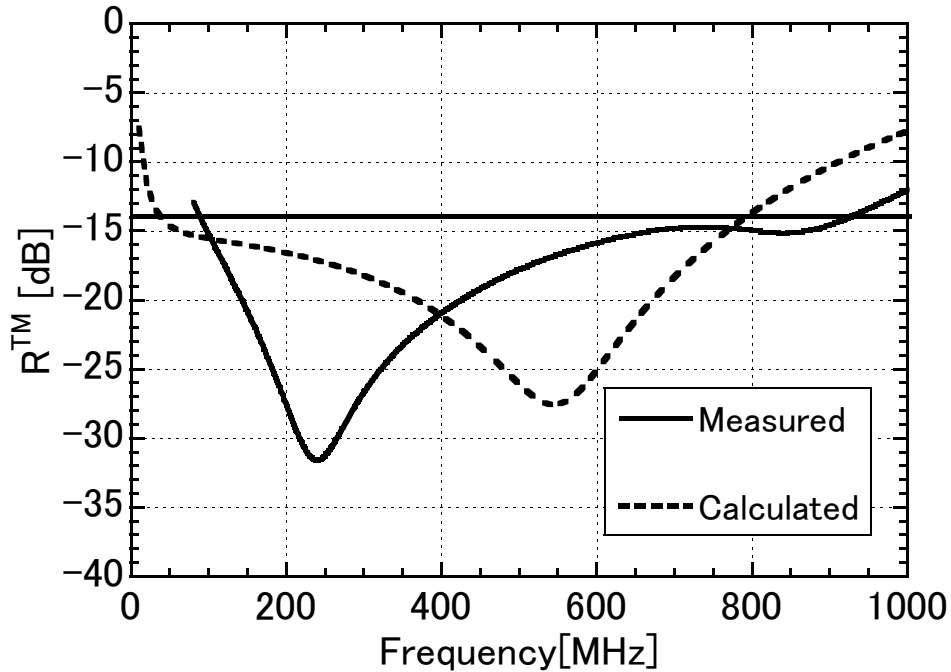


図 7.8: 反射係数の計算値と測定値の比較 ($\theta_i = 30^\circ$)

7.3.2 エッジ散乱波の補正方法

金属板もしくは電波吸収パネルからの反射波の測定値 T は、正規反射波と不要波である遅延波の重ね合わせとなる。周波数領域では、図 7.9 の実線で示すような軌跡で表される。各波の振幅は周波数に対して一定と仮定すると、 n 個の一定間隔の周波数 $f_i (i = 1, 2, \dots, n)$ における測定値 T_i は式 (7.4) で表される。

$$T_i = r_1 \exp(-jk_{0i}l_1) + r_2 \exp(-jk_{0i}l_2) + \dots, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (7.4)$$

ここで、 k_{0i} は周波数 f_i における自由空間での波数、 $r_1, r_2, \dots$ は正規反射波や遅延波の複素振幅、 $l_1, l_2, \dots$ は伝搬経路の電気長である。

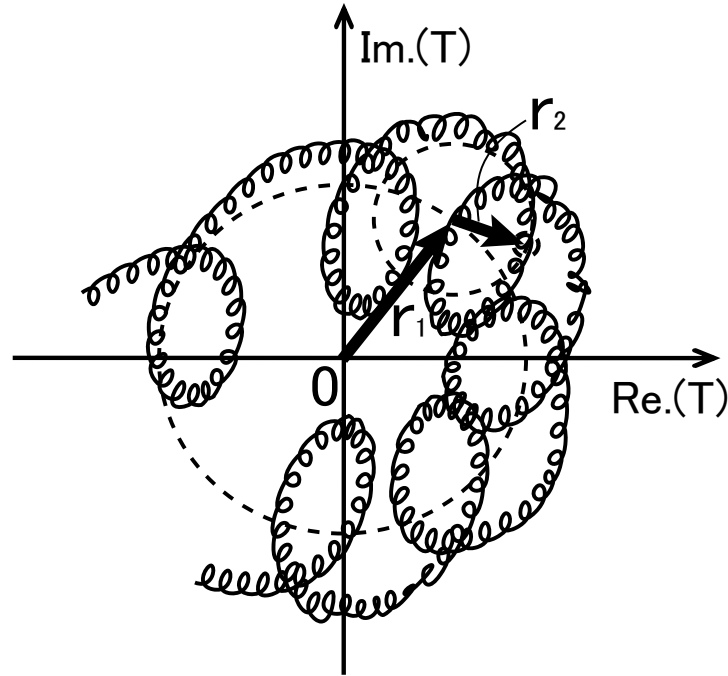


図 7.9: 反射波測定値に含まれる正規反射波と不要波

式 (7.4) の右辺の各項は振幅の大きさの順、すなわち $|r_1| \geq |r_2| \geq |r_3| \geq \dots$ であるとし、振幅の大きい項から順次抽出することとする。ここで、式 (7.4) のエネルギーを式 (7.5) で定義する。

$$E\{T_i\} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |T_i|^2 \quad (7.5)$$

式 (7.4) の右辺の第 1 項から第 k 項 ($k = 1, 2, \dots$) に相当する項を、 T_i から差し引いた残りのエネルギー $T_i^{(k)}$ とする。ただし、 $T_i^{(0)} = T_i$ とおく。 $T_i^{(k)}$ は、第 k 項、

7.3. 一般調和解析 (GHA) によるエッジ散乱波の補正

すなわち $\hat{r}_k$ と $\hat{l}_k$ を式 (7.6) により, $k = 1$ から順次推定する。ここで, $\hat{r}_k$ は複素振幅, $\hat{l}_k$ は伝搬路の電気長の推定値である。

$$\left(\hat{r}_k, \hat{l}_k\right) = \arg \min_{(r, l)} E\left\{T_i - r \exp(-jk_{0i}l)\right\}, \quad r \in \mathbf{C}, l \in \mathbf{R} \quad (7.6)$$

具体的には, まず式 (7.7) に示すように, i の変化に対する関数値 $T_i^{(k-1)} \exp(jk_{0i}l)$ の分散が最も小さくなるように, 実数 $\hat{l}_k$ を求める。

$$\hat{l}_k = \arg \min_l \text{Var} \left\{ T_i^{(k-1)} \exp(jk_{0i}l) \right\}, \quad r \in \mathbf{C}, l \in \mathbf{R} \quad (7.7)$$

次に $\hat{r}_k$ を式 (7.8) により求める。

$$\hat{r}_k = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n T_i^{(k-1)} \exp(jk_{0i}\hat{l}_k) \quad (7.8)$$

推定した $\hat{l}_k$ と $\hat{r}_k$ により式 (7.4) の第 k 項の推定値を求め, それを除去することにより, $T_i^{(k)}$ を式 (7.9) により更新する。

$$T_i^{(k)} = T_i^{(k-1)} - \hat{r}_k \exp(-jk_{0i}\hat{l}_k) \quad (7.9)$$

上記の手順を順次繰り返し, 正規反射波や不要波を伝搬路の電気長ごとに分離する。

また式 (7.4) の右辺の第 k 項までの除去による残差 R_i を求め, 式 (7.10) に示す T_i と R_i のエネルギーの比率 P_E を, 本手法による除去効果の指標として用いる。

$$P_E = \frac{E\{R_i\}}{E\{T_i\}} \quad (7.10)$$

さらに, 順次推定した $\hat{l}_k$ と $\hat{r}_k$ については, 残差エネルギーの観点で最適とは限らない。そこで, $k = 1, 2, \dots, n$ まで求めた $\hat{l}_k$ と $\hat{r}_k$ を初期値として, 残差エネルギー $E\{R_i\}$ を最小化するように $\hat{l}_k$ と $\hat{r}_k$ を最適化した。

7.3.3 反射波の光路長軸上の分解結果

入射角度 $\theta_i = 30, 60^\circ$ の場合の金属板と電波吸収パネルからの反射波測定値 T について、光路長軸上に分解した結果を図 7.10 から図 7.13 に示す。ここで、サイト図面から算出した正規反射の伝搬路 $2r$ から VNA スルー校正時のアンテナ間距離 r_c を減じた $2r - r_c$ は、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° ではそれぞれ、約 16.0m と 19.7m である。また正規反射波と磁界と垂直方向のエッジ中央部からのエッジ散乱波の伝搬路の光路差は、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° とともに約 0.3m である。

金属板からの反射波を示す図 7.10 と図 7.12 より、最も振幅が大きい反射波が正規反射波、2 番目に振幅が大きい反射波がエッジ散乱波と考えられる。分離された正規反射波は、アンテナ設置図面上の伝搬路長に対して入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° でそれぞれ、約 1.1m と 0.4m の差異が生じている。この原因としては、図面の寸法と実際との差異が考えられる。一方、正規反射波とエッジ散乱波の伝搬路の光路差は、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° 共に約 0.3m であり、図面上の光路差とほぼ一致している。

電波吸収パネルからの反射波を示す図 7.11 と図 7.13 については、最も振幅が大きい反射波が正規反射波またはパネル表面による反射波と考えられる。同波（＝主波とする）に対して伝搬路長が長い反射波が複数抽出されている。主波に対して約 0.3m 程度伝搬路が長い反射波は電波吸収パネルエッジ散乱波の可能性がある。それ以降は電波吸収パネル内部の多重反射波やその他の不要波であると考えられるが、明確な意味づけは難しい。

図 7.10 と図 7.11 もしくは図 7.12 と図 7.13 を比較すると、正規反射波やエッジ散乱波と想定される波について、金属板と電波吸収パネルの光路長に差異が生じている。金属板と電波吸収パネルの測定時は送受信アンテナや電波吸収パネルを移動しないため、本来であれば両者の光路長は一致するはずである。光路長の差異の要因としては、下記が想定される。

- 本分解方法では各波の振幅が周波数に対して一定と仮定しており、周波数特性を有する反射波は複数の波の重ね合わせで表される。電波吸収パネルからの正規反射波やエッジ散乱波は周波数特性を有するため、複数の波の重ね合わせとなり、物理的な光路長と異なる可能性がある。
- 金属板からの反射波は、電波吸収パネル表面に金属板を設置して測定しており、両者の反射面には物理的な差異が生じる。
- 電波吸収パネルからの反射波は、電波吸収パネル内部での多重反射や位相回転の影響を含んでおり、物理的な光路長に対して延伸する可能性がある。
- 送受信アンテナは、FRP 製のポールに取り付けた上でポールを地面にロー

7.3. 一般調和解析 (GHA) によるエッジ散乱波の補正

で四方から固定しているが、風やアンテナ固定用のロープの張り具合の影響でアンテナ設置位置がずれる可能性がある。

- アンテナと VNA 間のケーブル長が 40m と長いため、日射の影響により温度が変化し、ケーブルの電気長が変化した可能性がある。

30 °、60 °の入射角度共に、電波吸収パネルからの正規反射波と不要波の振幅は同オーダーであることが見てとれる。電波吸収パネルの反射波測定値には、エッジ散乱波やその他不要波の影響を含むことが、本結果から推測される。エッジ散乱波やその他のノイズの影響を除去するため、正規反射波の伝搬路長と比較して 0.3m 程度以上の反射波を不要波とみなし、除去することとした。

図 7.14 から 7.17 は、分離した反射波を振幅が大きい順に測定値から減じた際の評価値 P_E の変化を示している。10 波の反射波を除去することにより、除去前の測定値に対してエネルギーが 10^{-6} 程度以下となっており、測定値は 10 波の反射波でほぼ完全に表されることが、本結果から明らかになった。

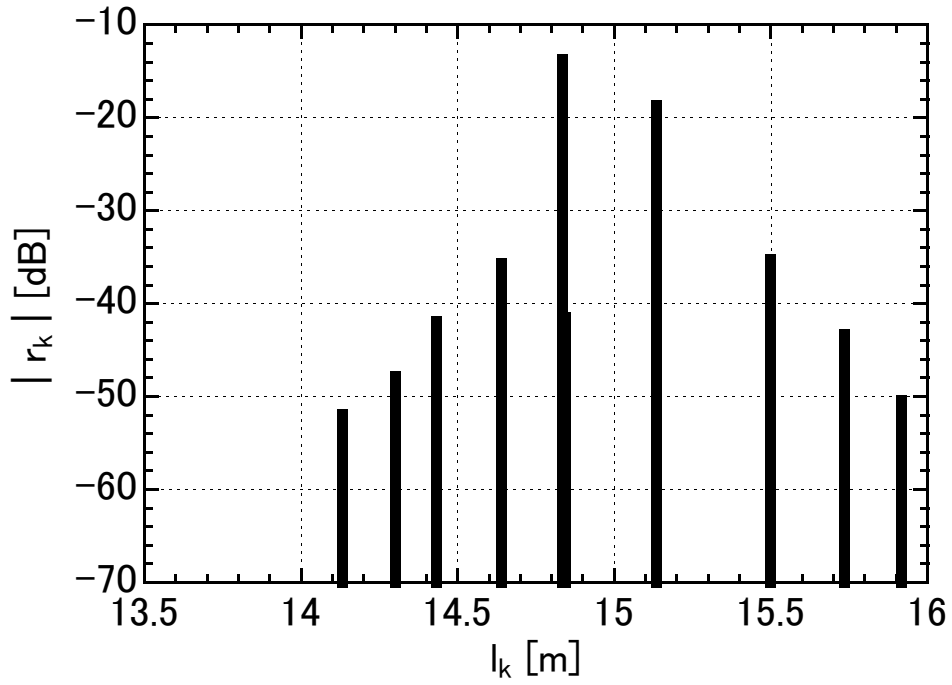


図 7.10: 金属板の反射波測定値の分離結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

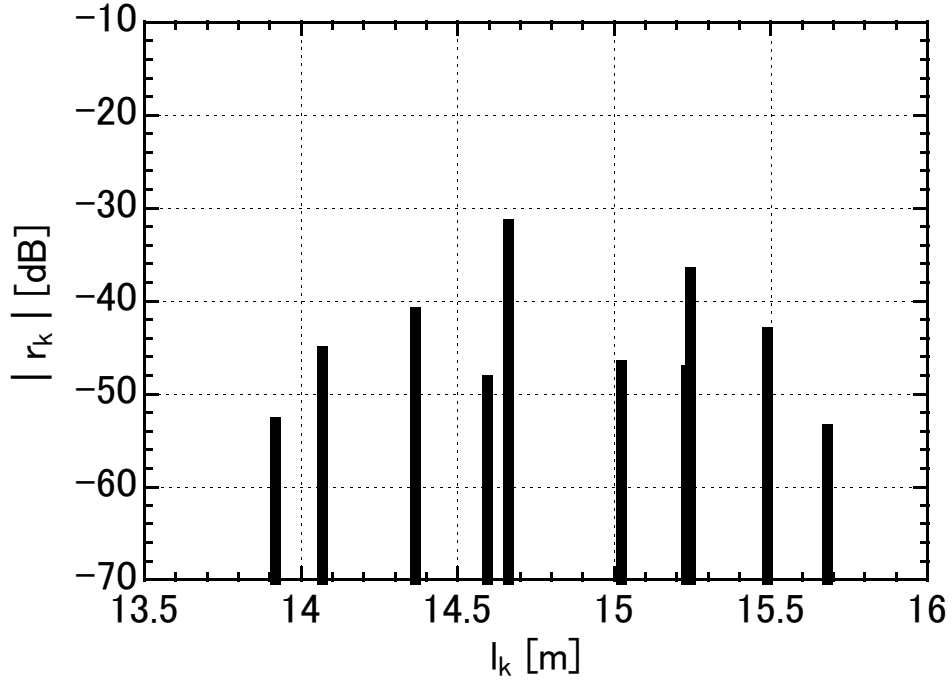


図 7.11: 電波吸収パネルの反射波測定値の分離結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

7.3. 一般調和解析 (GHA) によるエッジ散乱波の補正

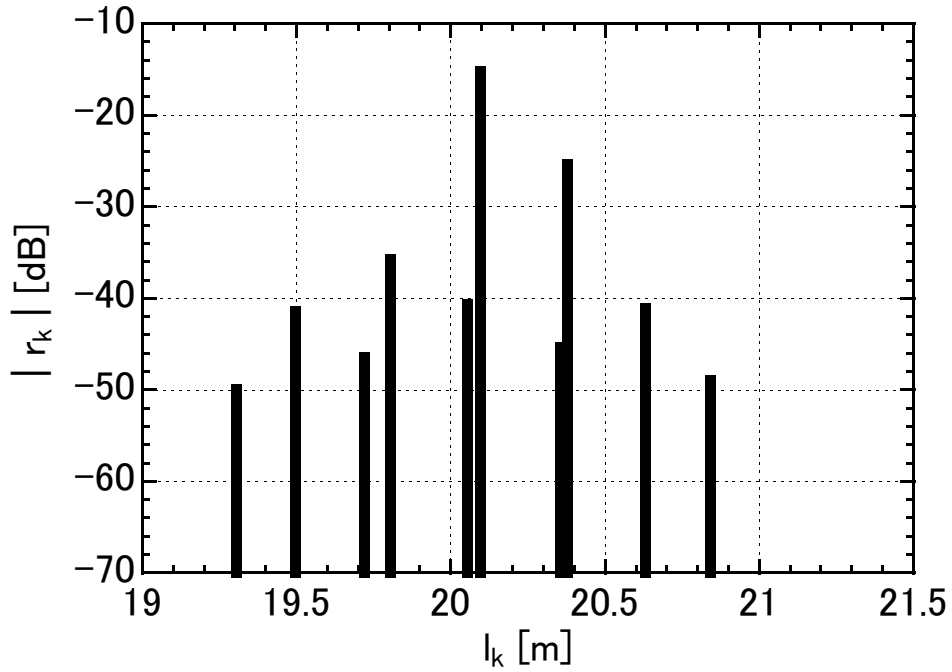


図 7.12: 金属板の反射波測定値の分離結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

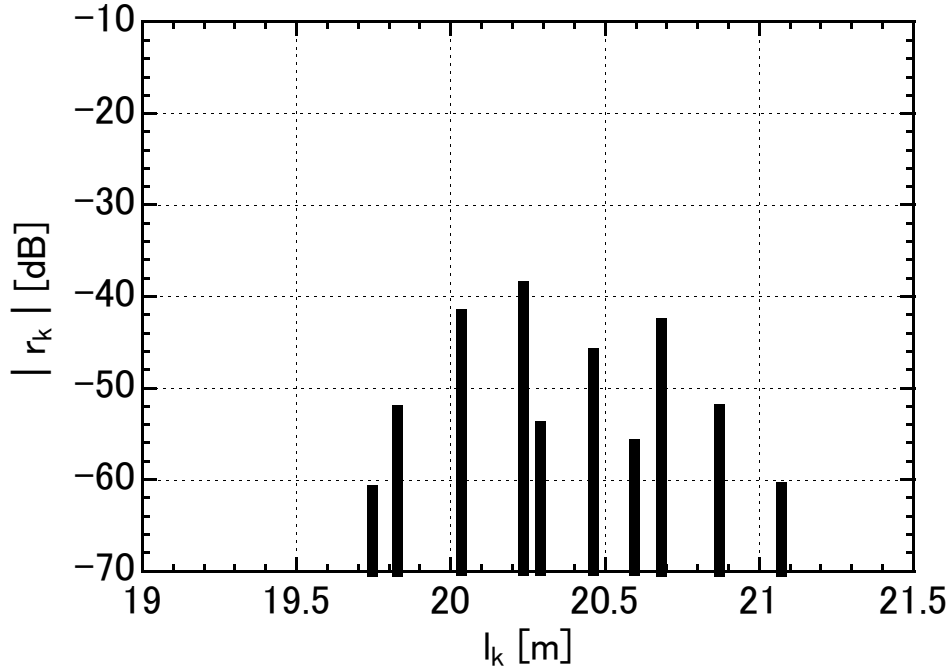


図 7.13: 電波吸収パネルの反射波測定値の分離結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

第7章 電波吸収パネル反射波に含まれるエッジ散乱波分離と反射係数補正

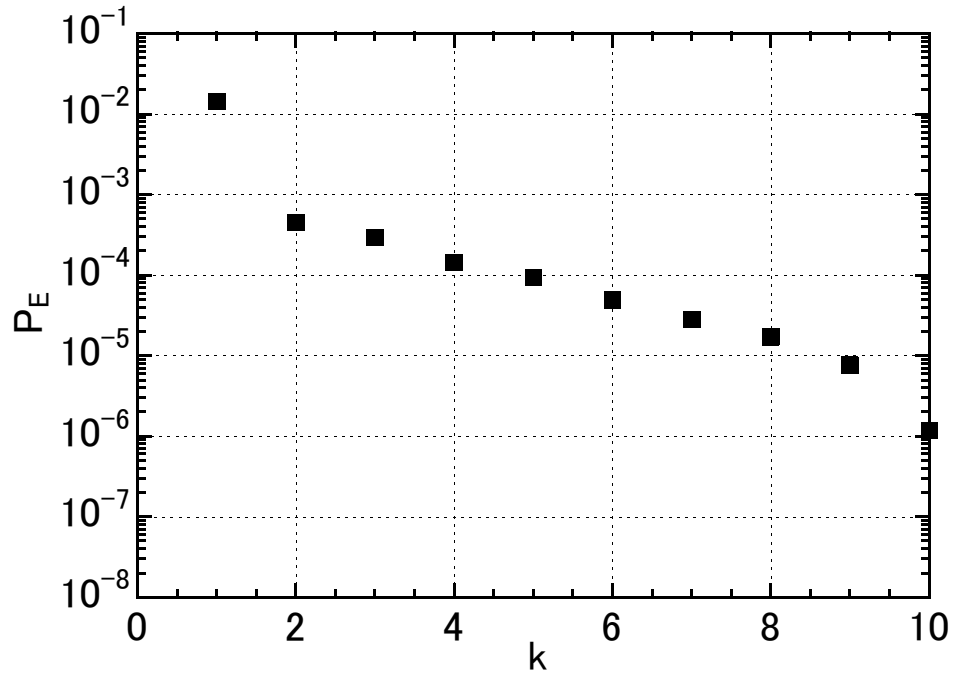


図 7.14: 分離された金属板反射波除去後の P_E ($\theta_i = 30^\circ$)

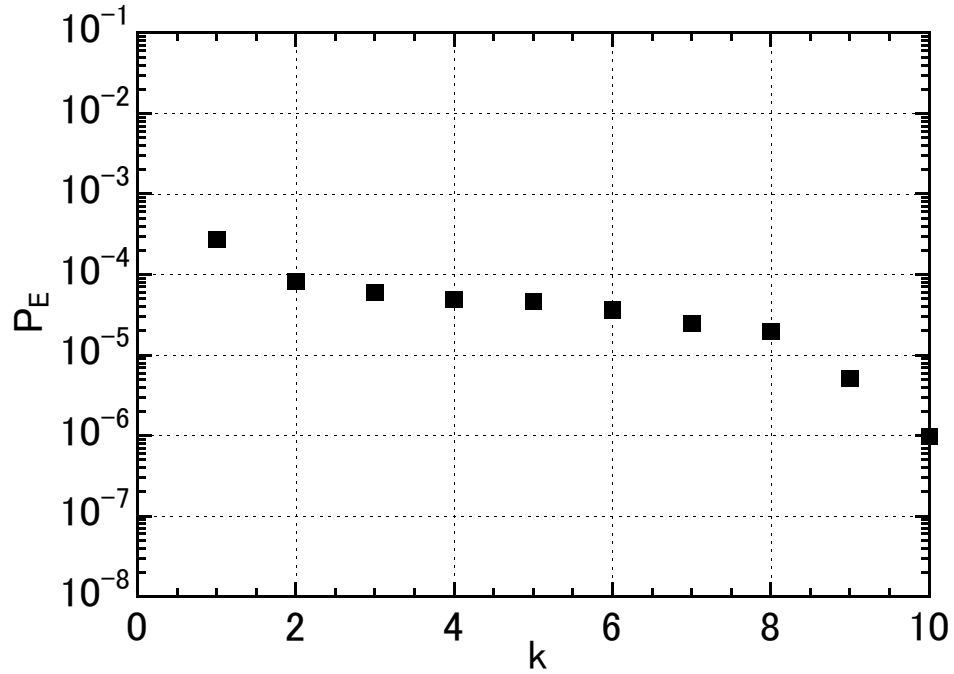


図 7.15: 分離された電波吸収パネル反射波除去後の P_E ($\theta_i = 30^\circ$)

7.3. 一般調和解析 (GHA) によるエッジ散乱波の補正

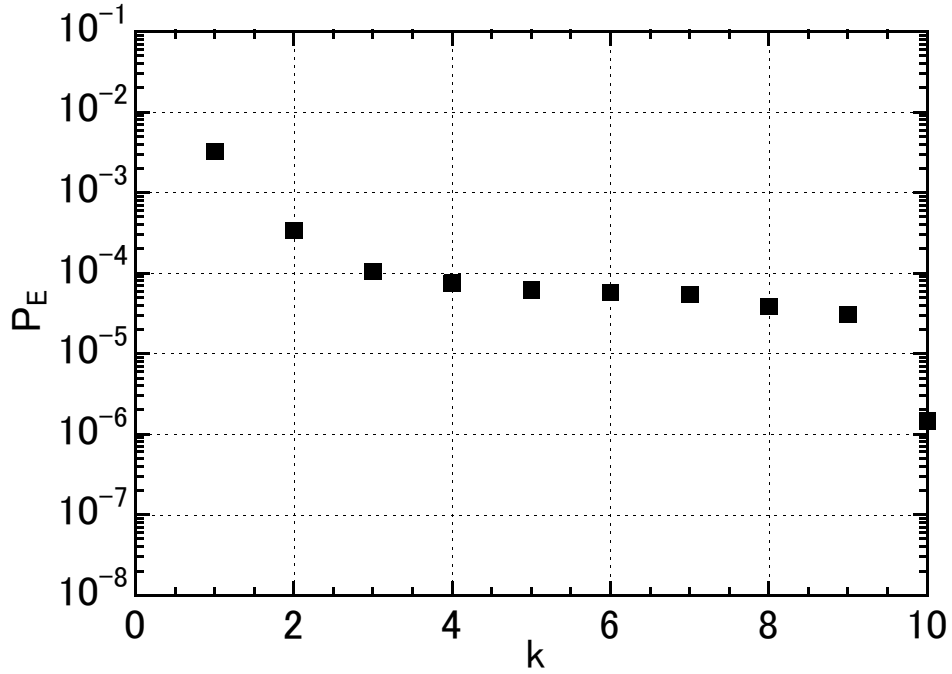


図 7.16: 分離された金属板反射波除去後の P_E ($\theta_i = 60^\circ$)

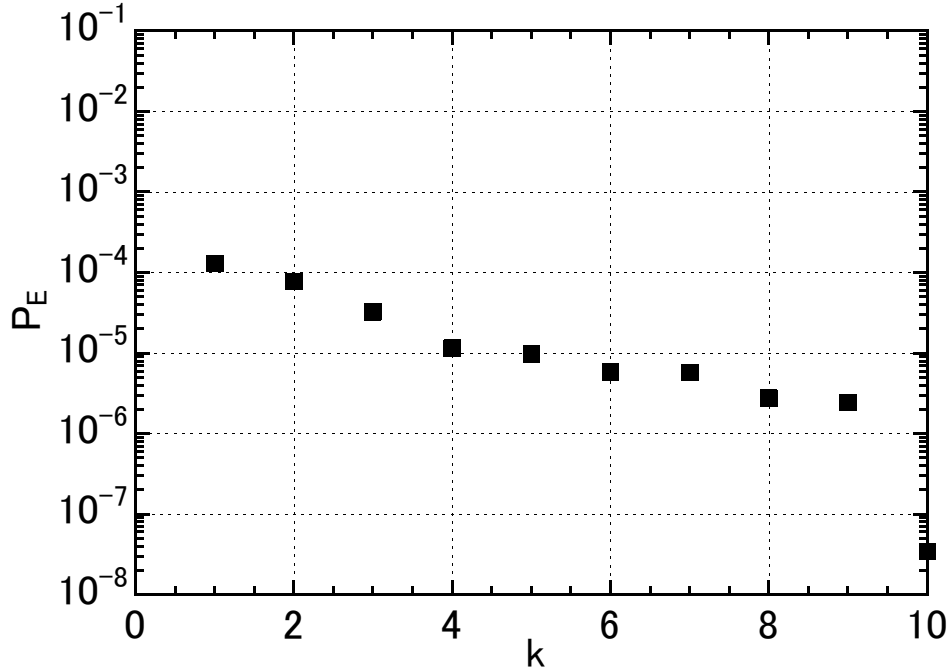


図 7.17: 分離された電波吸収パネル反射波除去後の P_E ($\theta_i = 60^\circ$)

7.3.4 反射係数の補正結果

図7.18から7.21は、金属板と電波吸収パネルの反射波測定値 T について、GHAにより分離の後、不要波を除去した結果を示している。比較のため、金属板については第6章の方法でエッジ散乱波を除去した結果も同時に示している。除去前と除去後と比較すると、周波数に対する変動は低減されている。

金属板について、第6章の除去手法と比較すると、GHAによる不要波の除去では周波数に対する T_{ref} の変動が大きくなっている。GHAによる不要波の除去では、エッジ散乱波の振幅が $\sqrt{f}$ に反比例するという仮定が含まれていないためと考えられる。

電波吸収パネルについても不要波による振動は低減されているが、特に図7.21の入射角度 $\theta_i = 60^\circ$ では、周波数 $f = 150\text{MHz}$ 程度以下において T_{pan} が5dB程度振動している。これは、図7.13のように正規反射波と不要波の振幅がほぼ同程度となり、正規反射波より伝搬路が短い反射波の影響を受けたためと考えられる。

入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° について、図7.18から図7.21の結果により求めた反射係数を、それぞれ図7.22と7.23に示す。リファレンス値となる金属板からの反射波については、GHAと第6章の方法で不要波を除去した双方の場合について示している。また、比較のため伝送線路モデルによる計算値も同時に示している。

エッジ散乱波の除去により、周波数による反射係数の振動は低減されている。伝送線路モデルと比較すると、双方の除去結果ともに差異が生じているが、原因としては特に電波吸収パネル測定時の不要波の影響等や棧型フェライト層の一樣近似による誤差 [17] が考えられる。

7.3. 一般調和解析 (GHA) によるエッジ散乱波の補正

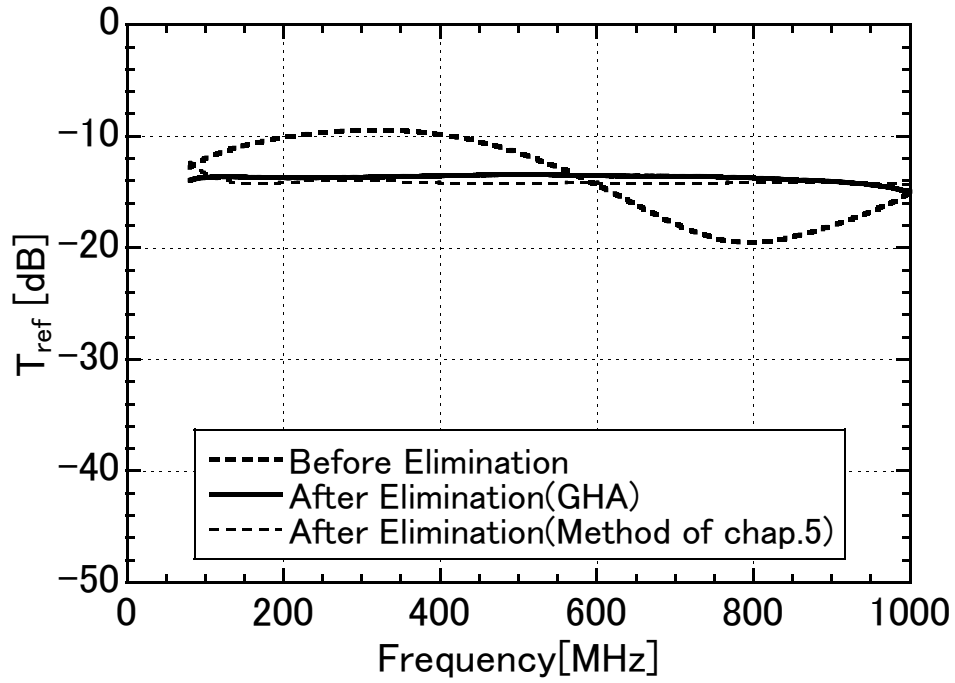


図 7.18: 金属板の反射波測定値の補正結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

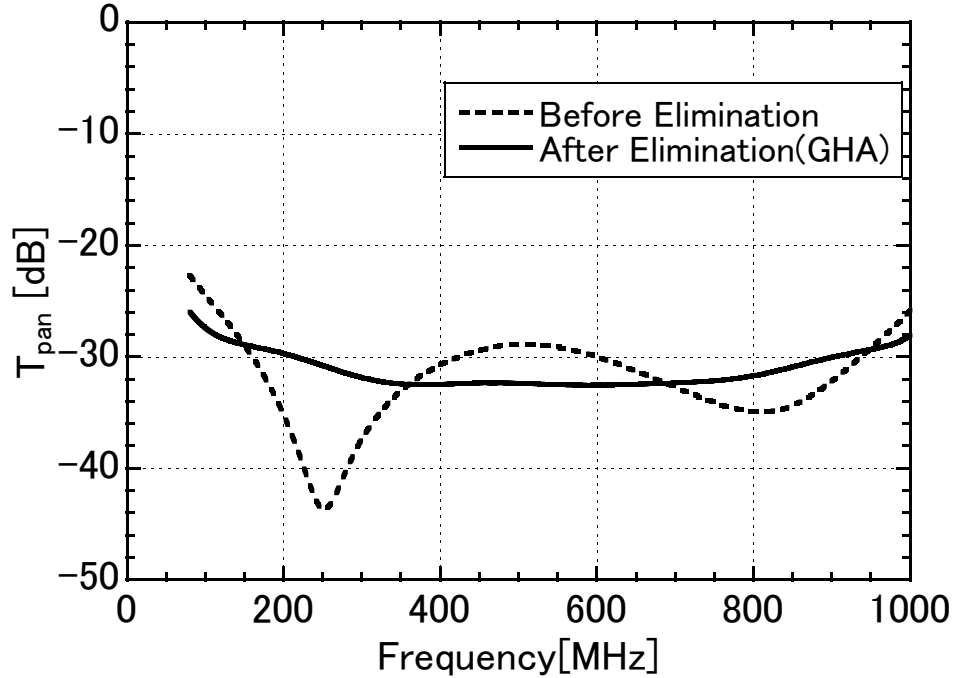


図 7.19: 電波吸収パネルの反射波測定値の補正結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

第7章 電波吸収パネル反射波に含まれるエッジ散乱波分離と反射係数補正

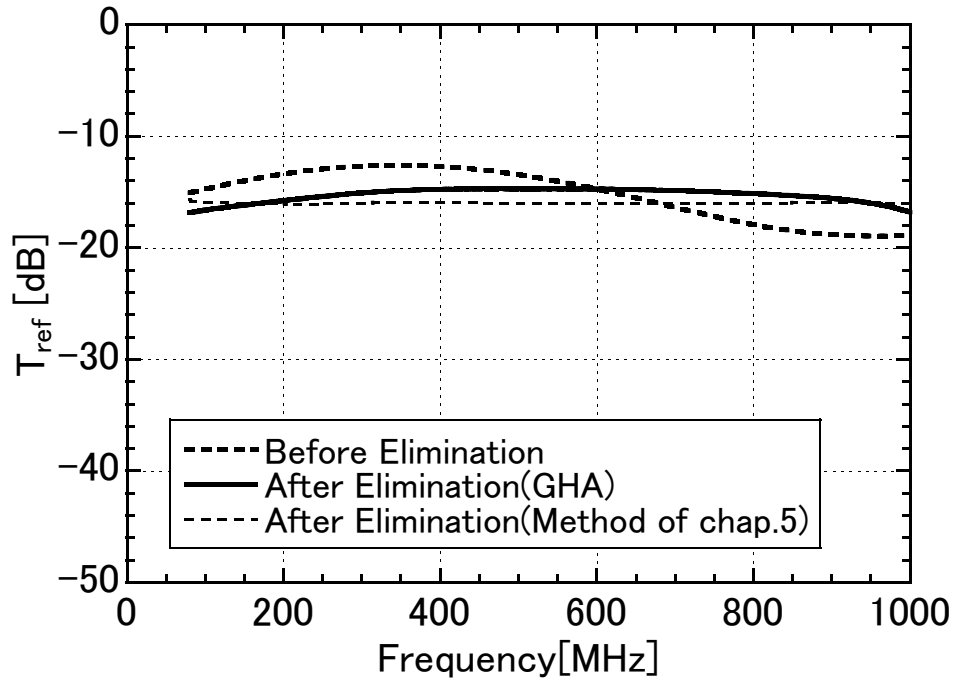


図 7.20: 金属板の反射波測定値の補正結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

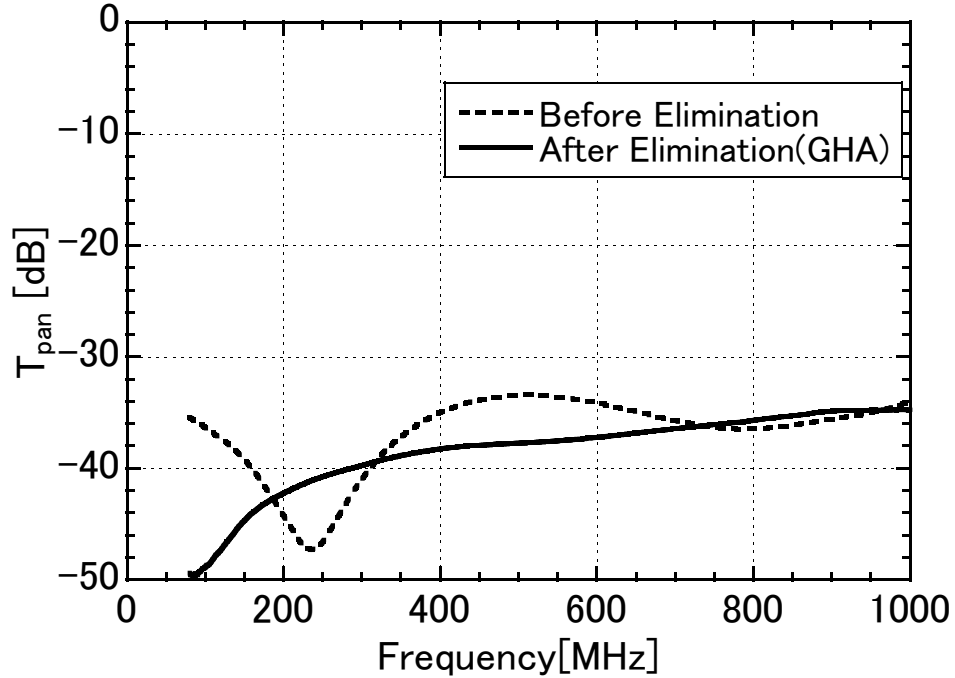


図 7.21: 電波吸収パネルの反射波測定値の補正結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

7.3. 一般調和解析 (GHA) によるエッジ散乱波の補正

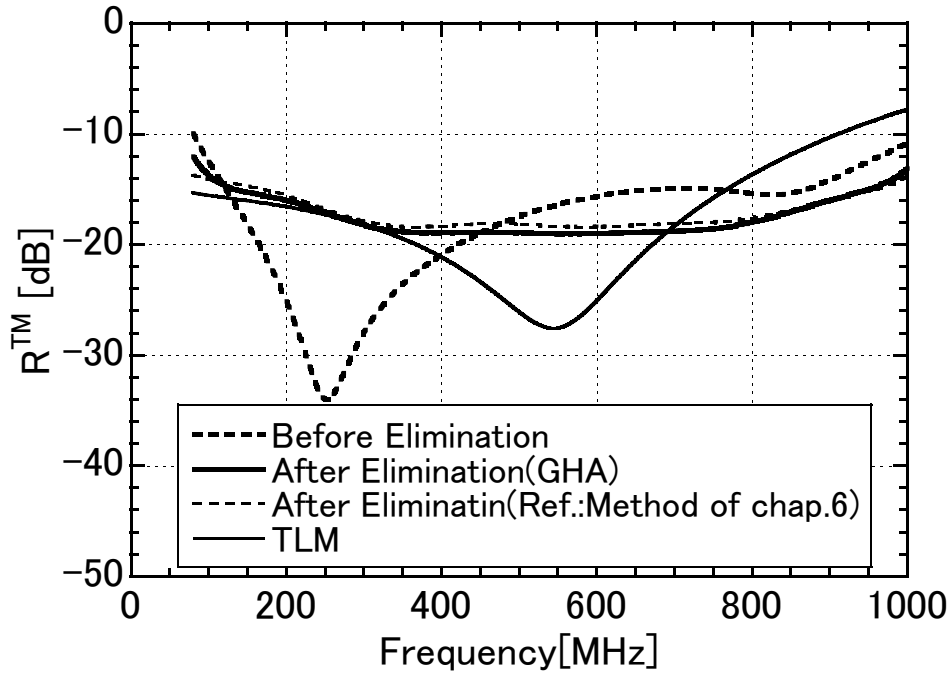


図 7.22: GHA による反射係数の補正結果 ($\theta_i = 30^\circ$)

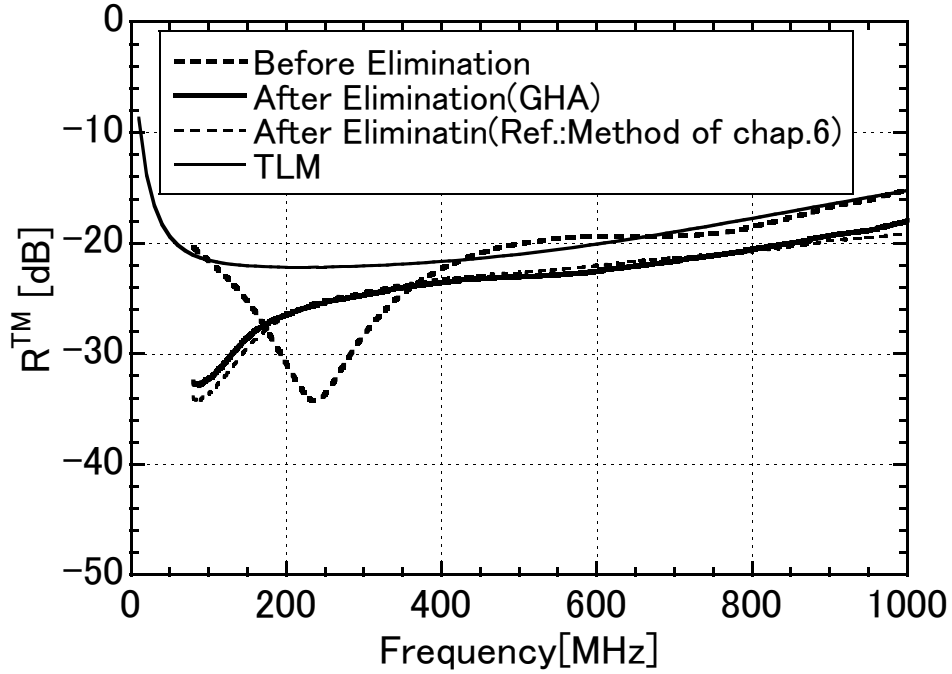


図 7.23: GHA による反射係数の補正結果 ($\theta_i = 60^\circ$)

7.4 まとめ

第7章では、PO もしくはGHA を利用することで、電波吸収パネルからの反射波に含まれるエッジ散乱波を分離し、電波吸収パネルの反射係数を補正した結果について述べた。

以下に、本章の検討にて得られた結果や知見を示す。

- まず PO を利用した方法として、金属板からの反射波測定値から分離したエッジ散乱波と PO の計算結果から求めた正規反射波に対するエッジ散乱波の割合を用い、電波吸収パネルの反射係数の測定結果を補正する手順を述べた。
- 本手法により伝送線路モデルを用いた反射係数の計算値をエッジ散乱波の影響を含むように補正することにより、測定精度が得られていると想定される反射係数 -20dB 以上の周波数帯域では、測定値と計算値はほぼ一致した。
- 電波吸収パネルの反射係数測定値は、伝送線路モデルを用いた計算値と比較して大きな周波数変動を示す。その要因を検討するため、GHA によって電波吸収パネルからの反射波に含まれる正規反射波や不要波を伝搬路長ごとに分離する手順を述べた。
- さらに分離結果により、金属板や電波吸収パネル測定値に含まれる不要波を除去し、反射係数を補正する手順を述べた。
- 本手法により金属板や電波吸収パネルからの反射波に含まれる正規反射波や不要波を光路長ごとに分離した結果、正規反射波とエッジ散乱波の光路差は測定サイトの図面から求めた値とほぼ一致した。
- 分離した 10 波の反射波を除去することにより、除去前の測定値に対してエネルギーが 10^{-6} 程度以下となっており、測定値はほぼ 10 波の反射波で表されることが確認された。
- 金属板、電波吸収パネルともに、GHA による不要波の除去によって反射波測定値や反射係数の周波数に対する変動が低減された。

第8章 結論

本論文では、棧形フェライト電波吸収体を内蔵した VHF・UHF 帯における建物外壁用広帯域電波吸収パネルの開発とエッジ散乱の影響を考慮した特性評価法の確立を目的として研究を行った内容を述べた。以下に本研究で得られた成果、知見をまとめる。

第1章では、本論文の背景、目的について述べた。

第2章では、地上アナログ放送のテレビゴースト対策として開発した建物外壁用広帯域電波吸収パネルについて、地上デジタル放送への移行に伴い、地上デジタル放送の受信障害に対する適用可能性を検討した。建物外壁に電波吸収パネルを設置することにより、検討した計算モデルでは受信障害が起こりうる領域が解消もしくは半減することを示した。

第3章では、棧形フェライト電波吸収体を用いたプレキャストカーテンウォール (PreCast Curtain Wall, 以下、PCCW とする) タイプ電波吸収パネルについて、建築的制約条件を考慮した設計手法について述べた。1次元の伝送線路モデルを用いた反射係数の計算結果により、電波吸収パネルの構造パラメータを設計する方法を述べた。棧型フェライト電波吸収体の構造パラメータの変化による入力インピーダンスの変化を検討し、反射係数が目標性能である -14dB 以下となるための構造パラメータの組み合わせの範囲を求めた。本結果を利用することにより、入射角度 $\theta_i = 0, 30, 60^\circ$ の3通りについて、反射係数の周波数特性を求めた。その結果、入射角度が大きくなるに従って広帯域な反射特性が得やすい傾向が見られた。 $\theta_i = 0^\circ$ の場合と比較したフェライト使用量は、 $\theta_i = 30^\circ$ では約 85%、 $\theta_i = 60^\circ$ では約 52% となっており、入射角度が大きくなるに従って削減可能であることを示した。2層形電波吸収パネルでは広帯域な反射特性が比較的得にくい入射角度 $\theta_i = 0$ について、金属板と棧型フェライト層の間に厚さ 15mm のコンクリート層を挿入することにより、反射係数が -18dB (「目標性能: -14dB 」 - 「測定時の誤差等に対するマージン: 4dB 」) 以下となる周波数帯域が約 36MHz 拡大することを示した。

第4章では、電波吸収パネルの実製作上の様々なパラメータが電波吸収性能に与える影響について、実験的に検討した。ベクトルネットワークアナライザ (Vector Network Analyzer, 以下、VNA とする) による PCCW タイプの測定結果において、表面材料が VFRC, ECP, 御影石の場合、入射角度 $\theta_i = 30^\circ, 60^\circ$ 共に目

第8章 結論

標性能を満足するという結果が得られた。PCCW タイプの測定結果において、表面材料の含水率が上昇すると電波吸収特性が低帯域側にシフトするため、地上デジタル放送の周波数帯域では反射係数が上昇した。そのため、撥水剤の塗布のような含水率の上昇を防止する対策が必要となる。ガラスカーテンウォール (Glass Curtain Wall, 以下, GCW とする) タイプの測定結果において、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$, 60° 共に目標性能を満足した。また本論文で検討した部材の構成では、目標性能に対して 5dB 程度のマージンがある場合は、空気層の厚さ d_a を半分程度としても目標性能を満足できることが実験的に示された。

第5章から第7章では、第4章で明らかになった課題として、反射係数の測定値と1次元の伝送線路モデルによる計算値の差異の要因を検討した。具体的には、電波吸収パネルの反射係数測定値に影響を与えるエッジ散乱波の影響を検討した。

第5章では、反射係数の測定値に含まれるエッジ散乱波の影響を検討するため、物理光学近似 (Physical Optics, 以下, PO とする) により、エッジ散乱波の基本的な特性について述べた。まず PO による電波吸収パネルの反射係数の計算方法について述べた。また PO による反射波の計算結果に含まれるエッジ散乱波の割合を定量化し、エッジ散乱波の周波数の変化に対する振幅の特性について検討した結果を述べた。PO の計算において電磁界の相反性を考慮することで、金属板と電波吸収パネルの反射波測定時の VNA の受信電圧の比率、すなわち測定時の反射係数に相当する値を求める計算方法を示した。本計算方法により金属板からの反射波を計算し、金属板に含まれる正規反射波に対するエッジ散乱波の割合を求めた。金属板からの散乱波に含まれるエッジ散乱波の特性について検討し、金属板の縦横双方の辺からのエッジ散乱波の光路長が一致する条件を示した。

第6章では、金属板からの反射波に含まれるエッジ散乱波の分離と分離したエッジ散乱波による金属板反射波測定値の補正について述べた。まずエッジ散乱波の補正に必要となる、金属板からの反射波に含まれるエッジ散乱波の分離方法を述べた。入射角度 $\theta_i = 30^\circ$, 60° の場合の金属板からの反射波測定値からエッジ散乱波を分離し、幾何光学的回折理論 (Geometrical Theory of Diffraction, 以下, GTD とする) によるエッジ散乱波の計算結果と比較した。両入射角度ともに、波長と比較して金属板の長辺が十分長い高周波数領域では、両者はほぼ一致するという結果が得られた。これにより、金属板からの反射波に含まれるエッジ散乱波を本手法により推定可能であることを示した。さらに金属板からの反射波に含まれるエッジ散乱波を除去し、周波数による VNA 受信値の変動幅が抑制されることを定量的に示した。具体的には、入射角度 $\theta_i = 30^\circ$ と 60° について、周波数による変動を、それぞれ 10.1dB から 2.0dB と 6.3dB から 0.3dB に抑制されることを示した。本手法により、入射波の波長と比較して金属板の長辺が十分に長い場合は、エッジ散乱波がほぼ除去されることを示した。

第7章では、PO もしくは一般調和解析 (Generalized Harmonic Analysis, 以下,

GHA とする) を利用することで、電波吸収パネルからの反射波に含まれるエッジ散乱波を分離し、電波吸収パネルの反射係数を補正した結果について述べた。まず PO を利用した方法として、金属板からの反射波測定値から分離したエッジ散乱波と PO の計算結果から求めた正規反射波に対するエッジ散乱波の割合を用い、電波吸収パネルの反射係数の測定結果を補正することにより、測定精度が得られていると想定される反射係数 -20dB 以上の周波数帯域では、測定値と計算値の差異ほぼ解消されることを示した。また、電波吸収パネルの反射係数測定値の周波数変動についての要因を検討するため、GHA によって電波吸収パネルからの反射波に含まれる波（正規反射波や不要波を含む）を伝搬路長ごとに分解した。分解し、推定した正規反射波とエッジ散乱波の光路差は測定サイトの図面から求めた値とほぼ一致した。また、測定値がほぼ 10 波の反射波で表されることを確認した。金属板、電波吸収パネルともに、GHA による不要波の除去によって反射波測定値や反射係数の周波数に対する変動が低減されることを示した。

第8章 結論

おわりに

本研究で開発した電波吸収パネルは、地上アナログ放送の UHF・VHF 帯の両周波数帯域のテレビゴースト対策として、実際に都内の超高層建物にも実装されている。本研究の成果は既に社会的貢献を果たしたと言える。

今後、地上デジタル放送やマルチメディア放送（予定）の受信障害が発生した場合、その対策として適用可能であると考ええる。

付 録 A 棧型フェライト層の 等価材料定数の導出

A.1 等価材料定数テンソル

図 A.1 に示すように、幅 b 、奥行 d の直方体形状のフェライトを x 軸方向に配列周期 b で配置した棧構造を考える。ここで、フェライトの比誘電率、比透磁率をそれぞれ ε_{rf} 、 μ_{rf} とし、フェライト間は空隙であり、その誘電率を ε_0 、 μ_0 とする。

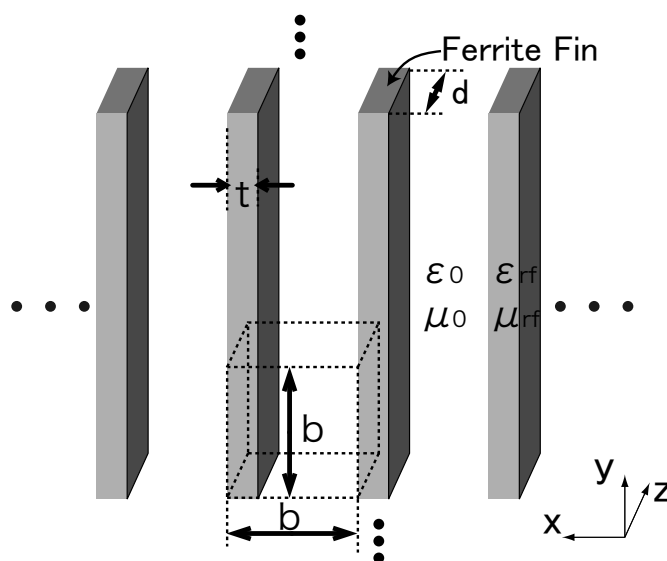


図 A.1: 棧形フェライトの検討モデル

棧構造を異方性の均質媒質と仮定すると、棧型フェライト層の比誘電率テンソル $[\varepsilon_r]$ 、比透磁率テンソル $[\mu_r]$ は式 (A.1)、(A.2) で表される。

$$[\varepsilon] = \begin{bmatrix} \varepsilon_{rx}\varepsilon_0 & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{ry}\varepsilon_0 & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{rz}\varepsilon_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

付 録 A 棧型フェライト層の等価材料定数の導出

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu_{rx}\mu_0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{ry}\mu_0 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{rz}\mu_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

棧構造の周期が入射波の波長に比べて十分に小さい場合，周期性を考慮すると図 A.1 の点線で示した直方体の領域を検討すれば十分である。合成容量モデル，合成インダクタンスモデルを用いると，同領域の x 方向の等価回路は，それぞれ図 A.2，図 A.3 で表される。

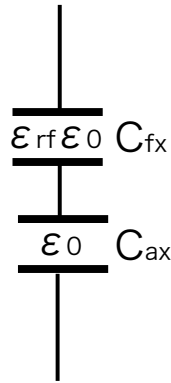


図 A.2: x 方向の等価回路（合成容量モデル）

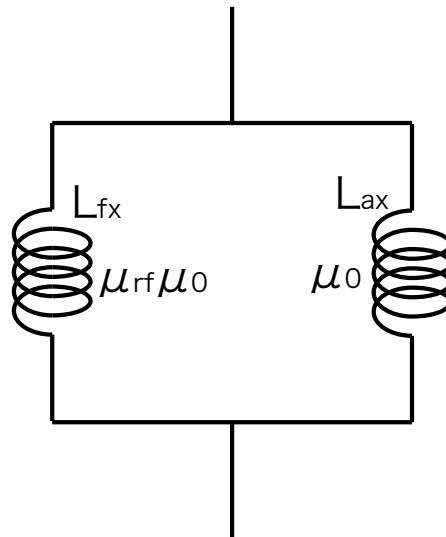


図 A.3: x 方向の等価回路（合成インダクタンスモデル）

A.1. 等価材料定数テンソル

合成容量 C_x は，フェライト部分の容量 C_{fx} ，空隙部分の容量 C_{ax} を用いて式 (A.3) の関係式で表される。

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{C_x} &= \frac{1}{\varepsilon_{rx}\varepsilon_0 d} \\
 &= \frac{1}{C_{fx}} + \frac{1}{C_{ax}} \\
 &= \frac{t}{\varepsilon_{rf}\varepsilon_0 b d} + \frac{b-t}{\varepsilon_0 b d} \\
 &= \frac{t/b + (1-t/b)\varepsilon_{rf}}{\varepsilon_{rf}\varepsilon_0 d} \tag{A.3}
 \end{aligned}$$

同様に合成インダクタンス L_x は，フェライト部分のインダクタンス L_{fx} ，空隙部分のインダクタンス L_{ax} を用いて式 (A.4) の関係式で表される。

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{L_x} &= \frac{1}{\mu_{rx}\mu_0 d} \\
 &= \frac{1}{L_{fx}} + \frac{1}{L_{ax}} \\
 &= \frac{t}{\mu_{rf}\mu_0 b d} + \frac{b-t}{\mu_0 b d} \\
 &= \frac{t/b + (1-t/b)\mu_{rf}}{\mu_{rf}\mu_0 d} \tag{A.4}
 \end{aligned}$$

式 (A.3)，(A.4) より， x 方向の等価比誘電率 ε_{rx} と等価比透磁率 μ_{rx} はそれぞれ式 (A.5)，(A.6) で表される。

$$\varepsilon_{rx} = \frac{\varepsilon_{rf}}{t/b + (1-t/b)\varepsilon_{rf}} \tag{A.5}$$

$$\mu_{rx} = \frac{\mu_{rf}}{t/b + (1-t/b)\mu_{rf}} \tag{A.6}$$

付 録 A 棧型フェライト層の等価材料定数の導出

y 方向の等価回路については、それぞれ図 A.4, 図 A.5 で表される。

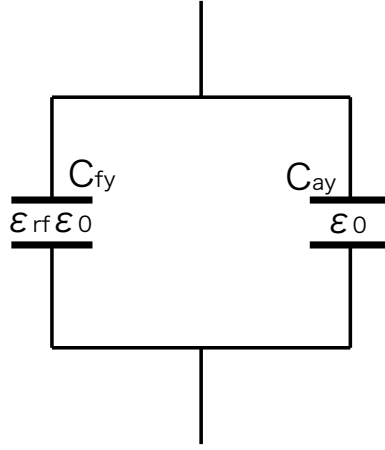


図 A.4: y 方向の等価回路（合成容量モデル）

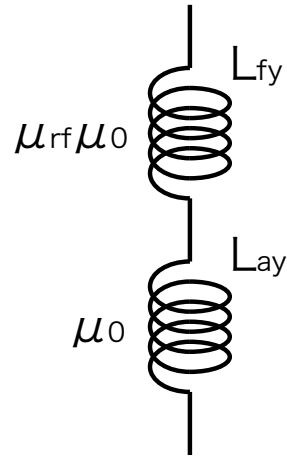


図 A.5: y 方向の等価回路（合成インダクタンスモデル）

合成容量 C_y は、フェライト部分の容量 C_{fy} 、空隙部分の容量 C_{ay} を用いて式 (A.7) で表される。

$$\begin{aligned}
 C_y &= \varepsilon_{rx} \varepsilon_0 d \\
 &= C_{fy} + C_{ay} \\
 &= \frac{\{\varepsilon_{rf} t + (b - t)\} \varepsilon_0 d}{b}
 \end{aligned} \tag{A.7}$$

A.1. 等価材料定数テンソル

同様に合成インダクタンス L_y は、フェライト部分のインダクタンス L_{fy} 、空隙部分のインダクタンス L_{ay} を用いて式 (A.8) で表される。

$$\begin{aligned} L_y &= \mu_{ry}\mu_0d \\ &= L_{fy} + L_{ay} \\ &= \frac{\{\mu_{rf}t + (b-t)\}\mu_0d}{b} \end{aligned} \tag{A.8}$$

式 (A.7), (A.8) より, y 方向の等価比誘電率 ε_{ry} と等価比透磁率 μ_{ry} はそれぞれ式 (A.9), (A.10) で表される。

$$\varepsilon_{ry} = \frac{t}{b}\varepsilon_{rf} + (1 - t/b) \tag{A.9}$$

$$\mu_{ry} = \frac{t}{b}\mu_{rf} + (1 - t/b) \tag{A.10}$$

z 方向についても, y 方向と同様の等価回路により, 等価比誘電率 ε_{rz} と等価比透磁率 μ_{rz} はそれぞれ式 (A.11), (A.12) で表される。

$$\varepsilon_{rz} = \frac{t}{b}\varepsilon_{rf} + (1 - t/b) \tag{A.11}$$

$$\mu_{rz} = \frac{t}{b}\mu_{rf} + (1 - t/b) \tag{A.12}$$

A.2 等価材料定数

図 A.6 に示すように、 y 方向に一樣な角速度 ω の平面波が入射角度 θ_i で比誘電率、比透磁率テンソルが式 (A.1), (A.2) で表される異方性均質媒質に入射する場合を考える。

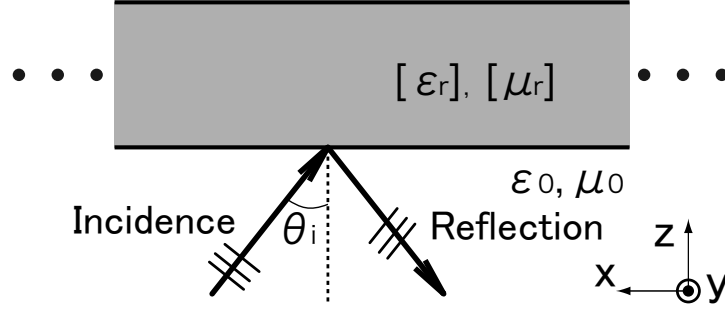


図 A.6: 等価材料定数の検討モデル

マクスウェルの方程式を考慮すると、TE, TM 射入射についてそれぞれ、式 (A.13), (A.14) の関係が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} &= j\omega\epsilon_y E_y \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} &= -j\omega\mu_z H_z \\ -\frac{\partial E_y}{\partial z} &= -j\omega\mu_x H_x \end{aligned} \right\} \quad (\text{A.13})$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} &= -j\omega\mu_y H_y \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} &= j\omega\epsilon_z E_z \\ -\frac{\partial H_y}{\partial z} &= j\omega\epsilon_x E_x \end{aligned} \right\} \quad (\text{A.14})$$

空気中の波数 $k_0 (= \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0})$ 、 z 方向の伝搬定数 γ_z とし、 x 方向の依存性 $\exp(jk_0 \sin \theta_i)$ 、 z 方向の依存性 $\exp(-\gamma_z z)$ を考慮すると、TE, TM 射入射の特性インピーダンス Z_c^{TE} , Z_c^{TM} と z 方向の伝搬定数 γ_z^{TE} , γ_z^{TM} は、式 (A.15) から (A.18) で表される。

$$Z_c^{TE} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \sqrt{\frac{\epsilon_{ry}}{\mu_{rx}} - \frac{\mu_{rx}\mu_{rz}}{\sin^2 \theta_i}} \quad (\text{A.15})$$

$$Z_c^{TM} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu_{ry}}{\epsilon_{rx}} - \frac{\sin^2 \theta_i}{\epsilon_{rx}\epsilon_{rz}}} \quad (\text{A.16})$$

A.2. 等価材料定数

$$\gamma_z^{TE} = jk_0 \sqrt{\varepsilon_{ry}\mu_{rx} - \frac{\mu_{rx}}{\mu_{rz}} \sin^2 \theta_i} \quad (\text{A.17})$$

$$\gamma_z^{TM} = jk_0 \sqrt{\varepsilon_{rx}\mu_{ry} - \frac{\varepsilon_{rx}}{\varepsilon_{rz}} \sin^2 \theta_i} \quad (\text{A.18})$$

一方、均一で等方性の材料を仮定すると、等価材料定数 ε_{req} と μ_{req} を用いて、TE, TM 射入射時の特性インピーダンス Z_c^{TE} , Z_c^{TM} と伝搬定数 γ_z は式 (A.19) から (A.21) で表される。

$$Z_c^{TE} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu_{req}}{\varepsilon_{req}} - \frac{\mu_{req}^2}{\sin^2 \theta_i}} \quad (\text{A.19})$$

$$Z_c^{TM} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu_{req}}{\varepsilon_{req}} - \frac{\sin^2 \theta_i}{\varepsilon_{req}^2}} \quad (\text{A.20})$$

$$\gamma_z = jk_0 \sqrt{\varepsilon_{req}\mu_{req} - \sin^2 \theta_i} \quad (\text{A.21})$$

式 (A.15) から (A.18) と式 (A.19) から (A.21) がそれぞれ等価であるという条件から TE, TM 射入射の等価材料定数は下記の式 (A.23) から (A.25) で表される。

$$\varepsilon_{req}^{TE} = \varepsilon_{ry} + \left(\frac{1}{\mu_{rx}} - \frac{1}{\mu_{rz}} \right) \sin^2 \theta_i \quad (\text{A.22})$$

$$\mu_{req}^{TE} = \mu_{rx} \quad (\text{A.23})$$

$$\varepsilon_{req}^{TM} = \varepsilon_{rx} \quad (\text{A.24})$$

$$\varepsilon_{req}^{TM} = \mu_{ry} + \left(\frac{1}{\varepsilon_{rx}} - \frac{1}{\varepsilon_{rz}} \right) \sin^2 \theta_i \quad (\text{A.25})$$

謝辞

本研究を進めていくにあたり、指導教員として親密に指導して下さった西方敦博准教授に心から感謝致します。先生はまだ不勉強な私に対して、基本的な理論から懇切丁寧にご指導いただきました。特に博士課程入学当初は、企業の研究所での実践的な研究と大学での基礎的な研究の違いに戸惑っていましたが、先生もお忙しい中、基礎的な電磁界理論はもちろんのこと、研究に対する心構えなど多くのものをご教示いただきました。

また、本論文の主たる成果である外壁用電波吸収パネルの開発の立ち上げに当たり、棧形フェライト電波吸収体の基本特性や設計計算手法についてご指導いただきました東京工業大学の内藤喜之名誉教授、水本哲弥教授に心から感謝いたします。

また、開発にご尽力いただいた清水建設の沼田茂生氏、長田耕治氏、大森正武氏、金子巧氏をはじめとする開発メンバーの皆様に感謝いたします。東工大で開発された棧型フェライトを適用して開発した電波吸収パネルは、都内の超高層建物にも適用されており、本研究の成果は東京工業大学、清水建設株式会社の両者にとって大きな意義のあるものと考えます。

また、社会人ドクターとして仕事との両立に対してご理解やご協力をいただいた、清水建設の沼田茂生氏をはじめとするスマート BEMS プロジェクトのメンバーの皆様に感謝いたします。特に大学での研究が忙しい時期は、私が行うべき業務まで進んで引き受けていただきました。

また、論文審査を賜りました東京工業大学の荒木純道教授、安藤真教授、水本哲弥教授、廣川二郎准教授、青山学院大学の橋本修教授に感謝いたします。

また、研究の要所で適切なアドバイスをいただきました青柳貴洋准教授に感謝いたします。

常に快適な研究室環境を整えて下さった教育工学開発センターや西方研究室のメンバーに感謝いたします。

最後に、自身の研究が多忙であるにもかかわらず、私の研究において精神面、生活面で常に支えてくれた妻の山根ゆかに感謝します。

本研究に関する報告

論文

- (1) 山根 俊博, 長田 耕治, 西方 敦博, 水本 哲弥, “都市部におけるマルチパス防止のための建物外装用広帯域電波吸収パネルの開発,” 映像情報メディア学会誌, vol.63, No.11, pp.1659-1666, Nov.2009
- (2) 山根 俊博, 西方 敦博, 水本 哲弥, “建物外装用広帯域電波吸収パネルの実用化に関する実験的検討,” 日本建築学会環境系論文集, No.77-62, Feb., 2012.
- (3) 山根 俊博, 西方 敦博, “VHF・UHF 帯用電波吸収パネルの反射係数測定におけるエッジ散乱波の除去に関する検討,” 電子情報通信学会和文論文誌 (投稿準備中)

国際会議

- (1) Tetsuya Mizumoto, Yoshiyuki Naito, Toshihiro Yamane, “Development of Wide Band Ferrite Fin Electromagnetic Wave Absorber for Glass Curtain Wall,” 1999 International Symposium on Electromagnetic Compatibility(EMC'99 TOKYO), 19P413, pp.496-499, Tokyo Japan, May 1999.
- (2) Toshihiro Yamane, Shigeo Numata, Tetsuya Mizumoto, Yoshiyuki Naito, “Development of Ferrite Fin Electromagnetic Wave Absorber Panel for VHF/UHF Band with PC Curtain Wall Structure,” Proceedings of Progress In Electromagnetic Research Symposium (PIERS 2001), 1P5a, p.60, Osaka, Japan, Jul. 2001.
- (3) Toshihiro Yamane, Shigeo Numata, Tetsuya Mizumoto, Yoshiyuki Naito, “Development of Wide-band Ferrite Fin Electromagnetic Wave Absorber Panel with Various Surface Layers,” Proceedings of Korea-Japan AP/EMC/EMT Joint Conference (KJJC-AP/EMC/EMT 2001), EMC-5, pp.234-237, Taejon, Korea, Sep. 2001.

付 録 A 棧型フェライト層の等価材料定数の導出

- (4) Toshihiro Yamane, Shigeo Numata, Tetsuya Mizumoto, Yoshiyuki Naito, "Development of Wide-Band Ferrite Fin Electromagnetic Wave Absorber Panel for Building wall," Proc. 2002 IEEE International symposium on Electromagnetic Compatibility (2002 IEEE symp. on EMC), TH-AM-P-2, pp.799-804, Minneapolis, Minnesota, USA, Aug. 2002.
- (5) Toshihiro Yamane, Atsuhiko Nishikata, "Developement of VHF and UHF Ferrite FinAbsorber Panel for Buildings and Evaluation with Edge Diffraction Treatment," 2011 Asia-Pasific EMC symposium(APEMC2011), No.T-We6-2, Jeju, Korea, May 2011.

口頭発表ほか

- (1) 山根 俊博, 水本 哲弥, 沼田 茂生, 内藤 喜之, "ガラスカーテンウォール対応広帯域電波吸収パネルの開発," 日本建築学会大会学術講演梗概集, D1, pp.1149-1150, Sep. 1999.
- (2) 山根 俊博, 沼田 茂生, 金子 巧, 九々 正武, 水本 哲弥, 内藤 喜之, "テレビゴースト障害対策用ガラスカーテンウォール組み込み型広帯域電波吸収パネルの開発," 清水建設研究報告, Vol.71, pp.69-73, Apl. 2000
- (3) 山根 俊博, 水本 哲弥, 沼田 茂生, 内藤 喜之, "広帯域電波吸収 PC パネルの開発," 日本建築学会大会学術講演梗概集, D1, pp.1211-1212, Sep. 2000.
- (4) 山根 俊博, 沼田 茂生, 金子 巧, 水本 哲弥, 内藤 喜之, "ガラスカーテンウォール対応広帯域電波吸収パネルの開発," 信学ソ大, B-4-6, p.220, Sep. 2000
- (5) 山根 俊博, 沼田 茂生, 金子 巧, 九々 正武, "PC カーテンウォール一体型広帯域電波吸収パネル," 工業材料, Vol.48, No.12, pp.47-50, Dec. 2000.
- (6) 山根 俊博, 沼田 茂生, 水本 哲弥, 内藤 喜之, "多角度対応 PC カーテンウォール一体型広帯域電波吸収パネルの開発," 映情学技報, Vol.25, No.15, pp.1-6, Feb. 2001.
- (7) 山根 俊博, 沼田 茂生, 水本 哲弥, 内藤 喜之, "広帯域電波吸収 PC パネル実用化のための課題とその対策," 日本建築学会大会学術講演梗概集, D1, pp.1125-1126, Sep. 2001.
- (8) 山根 俊博, 沼田 茂生, 水本 哲弥, 内藤 喜之, "ビル外壁用広帯域電波吸収パネル実用化のための課題とその対策," 信学技報, EMCJ2001-121, pp.43-48, Mar. 2002.

- (9) 山根俊博, 沼田茂生, 水本哲弥, 内藤喜之, ”PC カーテンウォール一体型広帯域電波吸収パネルの開発,” 信学総大, B-4-27, p.376, Mar. 2002.
- (10) 山根俊博, 沼田茂生, 水本哲弥, 内藤喜之, ”多角度対応広帯域電波吸収 PC パネルの開発,” 日本建築学会大会学術講演梗概集, D1, pp.1105-1106, Aug. 2002.
- (11) 山根俊博, 長田耕治, 大森正武, ”建物外壁用広帯域電波吸収パネル,” 月刊 EMC, Vol.18, No.2, pp.51-60, Jun. 2005.
- (12) 山根俊博, 西方敦博, 水本哲弥, 内藤喜之, ”F D T D法による外壁電波吸収パネル性能予測に関する基礎的検討,” 日本建築学会大会学術講演梗概集, D1, pp.1131-1132, Sep. 2005.
- (13) 山根俊博, 西方敦博, ”タイムドメイン測定における不要波除去に関する一検討,” 信学ソ大, B-4-3, p.279, Sep. 2006.
- (14) 山根俊博, 西方敦博, ”建物外壁用電波吸収パネル測定時のエッジ散乱を考慮した反射係数の推定,” 信学技報, EMCJ2011-88, pp.1-6 Nov. 2011.

参考文献

- [1] 清水康敬ほか, “電磁波の吸収と遮蔽,” 日経技術図書, 1989.
- [2] 宮澤寛, 前田幹夫, 南圭, 高山享, 伊藤士郎, “地上デジタル放送の受信障害に関する調査研究,” 放送文化基金「研究報告」平成18年度助成・援助分, 地上デジタル放送受信障害研究委員会, 2006.
- [3] 今村浩一郎, 濱住啓之, 渋谷一彦, “地上デジタル放送用ガードインターバル越えマルチパス等化器,” 信学技報, A・P 2002-82, pp.19-24 2002.
- [4] 河辺伸二, 池田哲夫, 岡島達雄, 川本喜也, 桑原浩道, “フェライトモルタルのTV電波吸収特性の広帯域化に関する研究,” 日本建築学会東海支部研究報告集, No.34, 1996.
- [5] 田中一哉, 田中秀男, 山田哲夫, 吉竹増実, 小坂征雄, “電波吸収防止材料に関する研究 その3 フェライトモルタルPCカーテンウォール模擬試験体の電波吸収特性,” 日本建築学会学術講演梗概集, A-1, No.1081, pp.161-162, 1995.
- [6] Yoshiyuki Naito, Hiroki Anzai and Tetsuya Mizumoto, “FERRITE GRID ELECTROMAGNETIC WAVE ABSORBERS,” IEEE EMC Symp., 1993
- [7] 内藤喜之, 高橋道晴, 水本哲弥, 野瀬浩之, “棧形フェライト電波吸収体の広帯域特性,” 信学論, B-II, Vol.J76-B-II, No.7, pp.641-646 1993.
- [8] 窪田昌寿, 宮川道夫, 石井望, 金井靖, “自由空間における建築材料特性の測定法ーモデルを用いた定在波分布の高精度計測ー,” 信学技報, EMCJ 2000-128, pp.61-66, 2000
- [9] 上野大介, 戸枝保, “自由空間法による900MHz電波吸収測定に関する研究,” 埼玉県産業技術総合センター研究報告, 第8巻, 2010
- [10] Harrington R. F., “Time-harmonic Electromagnetic Fields,” pp.127-128, McGrawHill, 1961.

- [11] T. Yamane, S. Numata, T. Mizumoto, Y. Naito, “Development of Ferrite Fin Electromagnetic Wave Absorber Panel for VHF/UHF TV Band with PC Curtain Structure,” PIERs2001, p60, 2001.
- [12] T. Mizumoto, Y. Naito, T. Ymanane, and S. Numata, “Development of Wide Band Ferrite Fin Absorber for Glass Curtain Wall,” EMC’99, no. 14p413, pp496-499, 1999.
- [13] (社) 電波産業会, “地上デジタルテレビジョン放送運用規定,” 技術資料, ARIB TR-B14, p.2-127-p.2-134, 2008.
- [14] “情報通信審議会 情報通信技術分科会 放送システム委員会 報告書,” p25, 2008.
- [15] 安達三郎, 米山務, “電波伝送工学,” p.78, コロナ社, 1981 など
- [16] R.A.Ross, “Forward Scattering at Grazing Incidence on Flat Plates,” IEEE Trans. A.P., Vol.56, No.2, Feb., 2008.
- [17] 安斎弘樹, 内藤喜之, 水本哲弥, 高橋道晴, “フェライト系電波吸収体に対するすき間の影響,” 信学論, B-II, Vol.J81-B-II, No.6, pp.616-623 1998.
- [18] 井山隆弘, “フェライト系電波吸収体の反射減衰特性,” p.18-22, 東京工業大学大学院電気電子工学研究科修士論文 (未公開) , 1998.
- [19] E. F. Kuester and C. L. Holloway, “Plane-Wave reflection from in homogeneous uniaxially anisotropic absorbing dielectric layers,” Electromagnetics Lab., Dept. of Electrical and Computer Engineering, University of Colorado, Boulder, Sci. Rep. no.97, 1989.
- [20] 橋本修, “電波吸収体入門,” 森北出版, 1997 など.
- [21] Yoshiyuki Naito, et al., “A note on permeability dispersion of spinel ferrite,” Trans. IECE Japan, vol.56-C, 1989.
- [22] 秋田慶一, “コンクリートの電気定数とテレビ電波反射特性,” 信学技報, EMCJ78-38, pp.47-53, 1978.
- [23] 清水康敬ほか, “テレビ受信障害対策用電波吸収壁の性能評価に関する調査研究会報告書 [1] - 電波吸収性能に関するガイドライン,” 1999
- [24] P. Nardone, “Chirp Z techniques,” European Microwave Signature Laboratory(EMSL). Advanced Research Center(JRC), Ispra, Italy, 1993.

付 録 A 棧型フェライト層の等価材料定数の導出

- [25] L. R. Rabiner, R. W. Schafer, and C. M. Radar, “The chirp z-transform algorithm,” IEEE Trans. Audio Elctroacoust., vol.AU-17, pp.86-92, June, 1969.
- [26] F. F. Kuo and J. F. Kaiser, “Digital Filters,” System Analysis by Digital Computer, Wiley:New York, chap.7, pp.232-238, 1966.
- [27] Toshihiro Yamane and Atsuhiko Nishikata, “Developement of VHF and UHF Ferrite FinAbsorber Panel for Buildings and Evaluation with Edge Diffraction Treatment,” 2011 Asia Pacific EMC symposium (APEMC 2011), T-We-6-2, May. 2011 Jeju Korea
- [28] J.B.Keller, “Geometrical theory of diffraction,” Journal of Opt., Vol.52, No.2, pp116-130, 1962
- [29] 山下榮吉, “電磁波問題解析の実際,” コロナ社, pp.97-100, 1993 など.