

博士学位論文

AMC技術を用いた小形アンテナに関する研究

平成 28 年度

指導教員 牧野 滋 教授

金沢工業大学大学院 工学研究科
電気電子工学専攻 博士後期課程

諸谷 徹郎

目次

第1章	序論	3
1.1	研究の背景	3
1.2	従来の研究の概要	3
1.3	本研究の概要	5
第2章	金属板装荷 FSR の反射位相	7
2.1	はじめに	7
2.2	金属板装荷 FSR の等価回路と反射位相	8
2.3	正規化サセプタンス B	10
2.4	シミュレーションを用いた解析結果との比較	13
2.5	伝搬モードからみた比較結果に関する考察	19
2.6	測定結果	22
2.6.1	測定モデルの選定	22
2.6.2	測定方法	27
2.6.3	測定結果	27
2.7	むすび	34
第3章	PMC 特性を有する AMC 基板の設計法	35
3.1	はじめに	35
3.2	FSR で構成された AMC 基板の設計	36
3.2.1	AMC 基板が PMC 特性を有する条件	36
3.2.2	測定結果との比較	37
3.3	キャパシタンスグリッドの AMC 基板への適用	39
3.3.1	計算式の適合範囲	39
3.3.2	PMC 特性の比帯域	43
3.4	むすび	47
第4章	金属板装荷キャパシタンスグリッドで構成した AMC 基板上のダイポールアンテナの特性	48
4.1	はじめに	48
4.2	AMC 基板のモデル	48
4.3	無限サイズ AMC 基板上に配置したダイポールアンテナの特性	51

4.4	有限サイズ AMC 基板上に配置したダイポールアンテナの特性	53
4.5	2 周波数共用の検討	57
4.5.1	無限 AMC 基板における 2 周波共用の検討	58
4.5.2	2 周波数と設計パラメータの関係	59
4.6	測定値との比較	61
4.6.1	モーメント法を用いた試作モデルの設計	61
4.6.2	有限要素法を用いた検討	62
4.7	解析結果と実測結果の比較	65
4.8	むすび	68
第 5 章	小形アンテナ MACKEY	69
5.1	はじめに	69
5.2	MACKEY の提案	69
5.2.1	MACKEY の着想	69
5.2.2	MACKEY の設計例	70
5.3	MACKEY の動作説明	75
5.4	MACKEY の設計法	76
5.5	パラメトリックスタディ	79
5.5.1	MACKEY の基板幅 W の変化	79
5.5.2	グリッド基板の厚さ t の変化	83
5.6	むすび	84
第 6 章	MACKEY の広帯域化	85
6.1	はじめに	85
6.2	アンテナモデルと設計パラメータ	85
6.3	アンテナの広帯域設計法	85
6.4	試作モデルによる測定例	87
6.5	電流分布及び放射パターン例	90
6.6	むすび	92
第 7 章	結論	93
	謝辞	95
	参考文献	96
	研究成果	104

第1章 序論

1.1 研究の背景

近年、我々の生活は情報通信技術のめざましい発展により、非常に便利で快適なものになっている。これは光やケーブルテレビといった有線サービス、無線 LAN や LTE といった無線サービスが次々と展開され、ブロードバンド環境の構築が容易になっていることに他ならない。平成 16 年度に総務省がまとめた通信白書 [1] では、ユビキタスネットワーク社会について触れている。ユビキタスネットワーク社会とは「いつでも、どこでも、何でも、誰でも」ネットワークにつながることで、我々の生活が豊かになるよう様々なサービスが提供される社会のことである。平成 23 年度では、前述したインフラ整備が加速し、現実化に向けて大きく前進していることが報告されている [2]。さらに平成 27 年度には、ユビキタスネットワークはモノのインターネット (以下、IoT : Internet of Things) として表現が変化している [3]。

世界における IoT の市場規模は、2014 年時点で約 6,500 億ドルであったが、2020 年には 1 兆 7,000 億ドルになると予想されている [4]。また、ICT 関連の Cisco 社の予測によると、IoT の次世代として、人、データ、プロセス、モノが繋がりをもった IoE (Internet of Everything) が 2013 年から 2022 年にかけて 14 兆 4,000 億ドルの価値を生み出すとしている [5]。このように IoT 関連の市場規模拡大への期待が伺える。

今後 IoT の発展にはスマートフォンやタブレットなどに代表される ICT 端末の普及に続き、眼鏡や腕時計といった私生活で身に付ける物品に通信機能を設けたウェアラブル端末の開発が欠かせないと考えられる。さらに IoT が普及するためには、ウェアラブル端末のみならず、テレビやエアコンといった家電製品などあらゆる分野の無線化対応が必要とされる。

無線化に伴い各製品に搭載されるアンテナは、薄形かつ小形であることに加え、周囲の金属の有無に関わらずどこにでも設置できる金属対応とする必要がある。

1.2 従来の研究の概要

近年、アンテナ分野への応用として注目されている技術にメタマテリアルがある。メタマテリアルの技術は、2000 年頃から多くの研究成果が報告されることになるが、理論の提唱は 1960 年頃に既に始まっていた。ロシアの科学者である Viktor G. Veselago は、誘電率 ϵ と透磁率 μ が同時に負となる物質内においては、電磁波が伝搬することに加え、伝わる平面波の電界ベクトル、磁界ベクトル、波数ベクトルが左手系を満足することを示した [6]。このような媒質は左手系、通常の媒質は右手系として扱われるようになった。その後、John

B. Pendry により左手系媒質を用いたレンズは右手系媒質内で減衰する evanescent 波を回復させ、回折限界を超える高い分解能を有するレンズ（後にスーパーレンズと呼ばれる）が実現できることを示した。また Pendry は、左手系媒質が実現できる構造として金属ワイヤを人工誘電体とし、スプリットリング構造を人工磁性体とし、それぞれの構造と、誘電体あるいは透磁率の関係を理論的に示した [7]-[13]。これをベースに David R. Smith は、金属材料でこれらを構成し、2次元に配列させることで2001年に初めて左手系メタマテリアルの特性の検証を行った [14] [15]。メタマテリアルの構造はしばしば等価回路として表現される。等価回路を用いることは、伝送線路であるアンテナを表現することと同じであり、メタマテリアル技術とアンテナ技術は親和性が高いと考えられる。近年、メタマテリアル技術を用いたアンテナへの応用研究が盛んである。メタマテリアル技術を用いることで以下が実現が可能となる [16]。

1. 屈折率制御
2. 伝搬位相制御
3. 特性インピーダンス制御
4. 伝搬振幅制御および反射係数制御

このうち、電磁バンドギャップ (EBG: Electromagnetic Bandgap) 構造や人工磁気導体 (AMC: Artificial Magnetic Conductor) など、表面波の反射係数あるいは反射位相を制御する平面構造はメタサーフェイスと呼ばれている。メタマテリアルに関する分類については多くの意見があるものの、メタサーフェイスは広義な解釈としてメタマテリアルに分類されることがある。本論文では AMC はメタマテリアルに分類されるものとして全体を構成している。

EBG は特定の周波数において、ある面に平行に伝搬する表面波に対して特性インピーダンスが零や無限大であるように電磁波が伝搬しない。この特徴を利用することで、例えばアレーアンテナの素子間相互結合の抑制や伝搬量の振幅制御が可能となる。また垂直に入射する平面波に対しては、反射位相が制御可能な特徴をもつ。EBG の研究例としてマッシュルーム構造を用いたモデルがある。EBG は1次元、2次元または3次元構造で構成される。構成する材料は金属材料や誘電体材料であり、マッシュルーム構造とは、地板と金属パッチが支柱なるスルーホールにより接続され、それらが周期的に配列されたものである。また支柱を取り除いた平面構造体もある。EBG 構造の構成あるいは形状は様々であり、多くの研究報告がある [17]~[29]。

誘電体基板上に二次元的に周期配列した FSR (Frequency Selective Reflector, 周波数選択鏡面) は、入射した電磁波を周波数によって反射したり透過したりできる空間フィルタとして用いられている [32]~[34]。また、FSR に誘電体よりなるスペーサーを介して金属板を装荷した金属板装荷 FSR [35]~[41] は、PMC (Perfect Magnetic Conductor) 特性をもつことが可能となる。PMC 特性とは磁界に対して接線方向の成分が零となる境界条件が成立する特性である。すなわち垂直に入射する平面波に対して反射位相が零となる

特徴をもつ。これを利用することでアンテナの小形化，薄形化が期待される。AMC とは人工的な構造でこの PMC 特性を実現するものであり，パッチを周期的に配列したものや犬の骨を模した形状やリング形状など様々な報告例がある。また PMC 特性をもつ面に対して平面波が垂直入射した際，その反射係数は 1 となる。これに対して完全導体 (PEC: Perfect Electric Conductor) は完全反射となるため，反射係数は-1 となる。一般的に金属板とアンテナ素子とを積層する際には，その間隔を $1/4$ 波長程度離す必要がある。これはアンテナからの入射波の位相が反射板により逆相となり打ち消され，結果的に外部への放射が抑制されることを防ぐためである。PMC 特性をもつ AMC 面が反射板に装荷されることで，反射位相の制御により近接させることが可能となりアンテナの小形化，薄形化（低姿勢化）が可能となる。

金属板装荷 FSR によって実現できる PMC 基板の厚さや周波数帯域に関する研究がなされているが，その多くは市販のシミュレータを用いたパラメトリックスタディにより設計パラメータを決定している。設計パラメータの多さが原因となり，FSR や誘電体の設計パラメータと PMC 特性の関係が必ずしも明確ではなかった。従来よりも設計パラメータが少なく簡易な構造で PMC 特性が実現できれば，金属対応，小形化，薄形化などの特徴を備えた IoT 向けのアンテナ開発が可能になると考えられる。

1.3 本研究の概要

本論文ではまず，等価回路を用いることにより金属板装荷 FSR の反射位相を表わす簡易式を導出し，PMC 特性を実現するための条件を明らかにする。また，これより PMC 基板を薄形化するための条件を明確にし，L-C 共振回路として表わされる FSR に替えて，静電容量 C のみで表わすことが可能な AMC 基板として金属板装荷キャパシタンスグリッドを提案する。またこの AMC 基板とダイポールアンテナを一体化した新しいアンテナ構造をもとに，更なる小形化をねらった MACKEY (Metamaterial Antenna Chip developed by KIT EOE Laboratory) を考案，このアンテナに関するインピーダンス特性，VSWR 特性，電流分布，放射パターンを明らかにすることを目的とする。

第 2 章では，金属板装荷 FSR の構造を示し，その等価回路から反射位相の簡易式並びに導出過程を示す。さらに簡易式の妥当性を評価した上でモーメント法を用いた解析例を示し，実測結果と合わせ比較結果を示す。

第 3 章では，第 2 章で示した金属板装荷 FSR の解析を利用し，構造の簡易化が図れる金属板装荷キャパシタンスグリッドについて説明する。金属板装荷キャパシタンスグリッドの等価回路から計算式および適用範囲を示す。

第 4 章では，無限サイズおよび有限サイズの AMC 基板に半波長ダイポールを組み合わせたモデルについて，そのインピーダンス特性と放射パターンについて，数値計算および実測の結果を示す。

第 5 章では，第 4 章で取り上げたモデルの小形化について検討した結果を示す。

第 6 章では，MACKEY の広帯域化に関する検討結果を示す。

第 7 章では，本研究の結論を示す。

図 1.1 に本論文の構成図を示す。

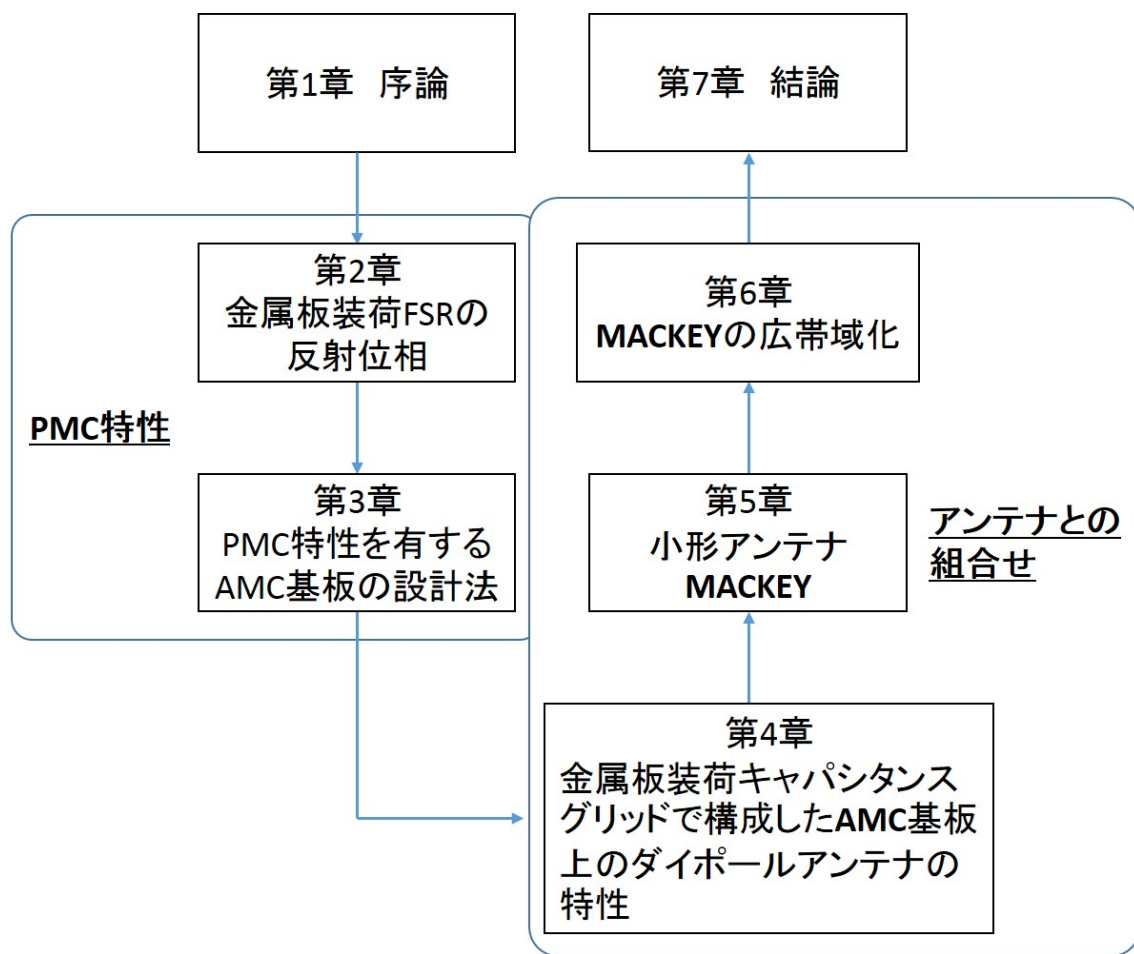


図 1.1 本論文の構成

第2章 金属板装荷FSRの反射位相

2.1 はじめに

誘電体基板上に二次元的に周期配列したFSR (Frequency Selective Reflector, 周波数選択鏡面) は, 入射した電磁波を周波数によって反射したり透過したりできる空間フィルターとして用いられている [32]~[34]. また, FSR に誘電体よりなるスペーサーを介して金属板を装荷した金属板装荷FSR [35]~[41] は, その共振素子の形状や大きさを適切に選ぶことにより, 入射した電磁波の反射位相を制御できることが知られており, 適用例には次のようなものがある.

直線偏波から円偏波への偏波変換を行う [35], 反射鏡を平面で構成することができるリフレクタレーアンテナ [38], 反射位相が零となるPMC (Perfect Magnetic Conductor) 特性をもつようなAMC (Artificial Magnetic Conductor) [42]~[44] 基板などである. これらは金属板装荷FSRの有する反射位相制御の機能を適用した例であり, その他にも低姿勢化, 小型化といった形状の改善等にも寄与することが期待される.

金属板装荷FSRの設計には最適な誘電体の厚さを求める必要がある [41]. 誘電体の厚さを算出するためには, 配列する共振素子の大きさをはじめとする設計パラメータや入射角や入射偏波を決める解析パラメータなどを扱う必要がある. 従来これら多次元のパラメータ変化させた際の反射位相特性の数値解析ではシミュレータを用いており, 設計パラメータの最適化に膨大な時間が必要となる問題があった.

本章では, この問題を解決するために, 金属板装荷FSRの等価回路モデルを用いて反射位相特性を求めるための計算式を示す. 計算式の導出にあたり, 平面波は金属板装荷FSRに対して斜めに入射することを条件とした. この計算式を用いることにより, FSR単体の正規化サセプタンス B を求めるための解析が一度は必要となるが, 誘電体厚さの変化に対しては簡単な表計算ソフトで反射位相を求めることができる. つまり, 誘電体厚さというパラメータの変化に対する解析が不要となるために, 必要となる多次元のパラメータに対する解析が一次元減ることになり, 結果として最適化のための計算時間が一桁以上減少することになる. なお, FSRの共振素子の形状が一次元, あるいは, 二次元の平行格子のような, 正規化サセプタンスがクローズドフォームで表されるような場合 [45][46] には, 上記のシミュレーションさえも不要となるが, 本論文では任意形状の共振素子を前提としているため, FSRの正規化サセプタンスを求めるための解析を一度だけ実施するものとしている.

解析値および実測値の評価については, モーメント法を用いた解析結果と試作モデルの測定結果を比較することにより, 計算式の有効性を検証すると共に, その適用条件につい

でも検討する．またその等価回路から，金属板装荷 FSR への入射波による反射位相に関して，垂直入射および斜め入射の各々の条件における計算式の導出および導出過程を示す．

2.2 金属板装荷 FSR の等価回路と反射位相

FSR とは，共振素子を用いて所望の共振周波数で入射する電磁波を透過または反射させる働きを持つ．また，共振素子の形状，大きさ，周期配列を変化させることにより，異なる透過特性や反射特性を得ることが可能となる．このような FSR にスペーサとして誘電体を介して金属板を装荷したものが金属板装荷 FSR である．図 2.1 に金属板装荷 FSR の構造を示す．

金属板装荷 FSR は無限周期構造とし，無限の大きさの一様な振幅分布を持つ平面波が入射角 θ で斜めに入射され，FSR および誘電体が無損失である場合，Z 方向に伝搬する電磁界の接線成分は図 2.2 の等価回路で表わすことができる．また，誘電体裏面に装荷する金属板は，図 2.2 で示すように短絡するものとみなす．

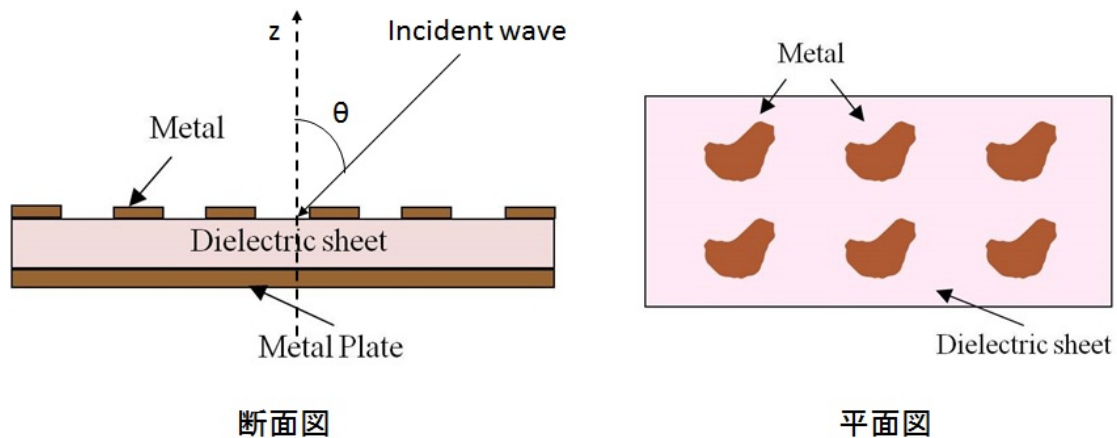


図 2.1 金属板装荷 FSR の構造

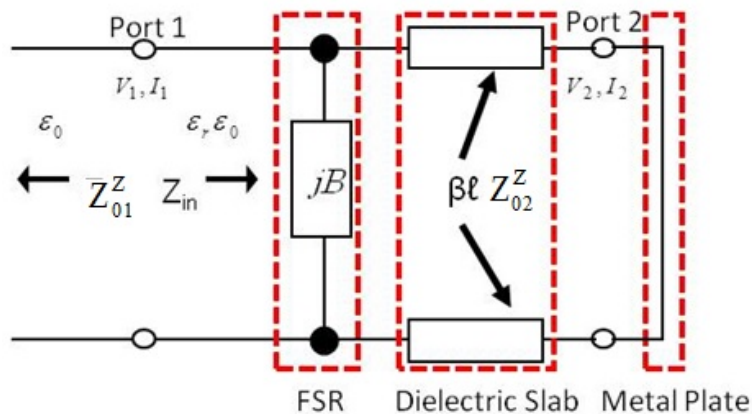


図 2.2 金属板装荷 FSR の等価回路

図 2.2 で示すように、FSR を正規化サセプタンス B ，誘電体の厚さ t ，比誘電率 ε_r として伝搬定数 β ，長さ ℓ の伝送線路で表す． β は z 方向に伝搬する電磁波の接線成分の伝搬定数であり次式で表される．なお平面波が垂直に FSR に入射する場合は， θ は零となる．

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta} \quad (2.1)$$

FSR の正規化サセプタンス B は FSR の素子形状と誘電体の比誘電率 ε_r のみで決まり，誘電体の厚さ t には依存しない，すなわち，金属板の影響を受けないものとする．図 2.2 の等価回路より，FSR とスペーサとして用いられる誘電体は縦続接続であることから，それぞれを F マトリクスで表すと次のようになる．

$$\begin{aligned} F &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\frac{B}{Z_{01}^Z} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta t & jZ_{02}^Z \sin \beta t \\ j\frac{\sin \beta t}{Z_{02}^Z} & \cos \beta t \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \beta t & jZ_{02}^Z \sin \beta t \\ j\frac{B \cos \beta t}{Z_{01}^Z} + j\frac{\sin \beta t}{Z_{02}^Z} & -\frac{Z_{02}^Z B \sin \beta t}{Z_{01}^Z} + \cos \beta t \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.2)$$

ここで，最初の式の右辺第 1 項が FSR を表わす F マトリクス，第 2 項がスペーサとして用いられる誘電体を表わす F マトリクスである．なお， Z_{01}^Z ， Z_{02}^Z はそれぞれ自由空間および誘電体における z 方向に伝搬する電磁波成分の波動インピーダンスを表しており，次式で与えられる．

$$Z_{01}^Z = \begin{cases} \cos \theta Z_0 & (TM \text{ 波}) \\ \frac{Z_0}{\cos \theta} & (TE \text{ 波}) \end{cases} \quad (2.3)$$

$$Z_{02}^Z = \begin{cases} \frac{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}}{\varepsilon_r} Z_0 & (TM \text{ 波}) \\ \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}} Z_0 & (TE \text{ 波}) \end{cases} \quad (2.4)$$

Z_0 は自由空間における波動インピーダンスを表す．

F マトリクスの定義より，図 2.2 の入力端 Port1 での電圧を V_1 ，電流を I_1 とし，出力端 Port2 での電圧を V_2 ，電流 I_2 とすると，これらの関係は次式で示される．

$$V_1 = \mathbf{A}V_2 - \mathbf{B}I_2 \quad (2.5)$$

$$I_1 = \mathbf{C}V_2 - \mathbf{D}I_2 \quad (2.6)$$

このとき、前述の通り金属板は出力端 Port2 を短絡することと同義であるから、 $V_2 = 0$ となる。したがって、入力端 Port1 からみた金属板装荷 FSR の入力インピーダンス Z_{in} は次式となる。

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{\mathbf{B}}{\mathbf{D}} = \frac{jZ_{01}^Z}{-B + \alpha_m \cot \beta t} \quad (2.7)$$

ここで、 $\alpha_m = Z_{01}^Z/Z_{02}^Z$ であり、 $m = 1$ のとき TM 波成分を表し、 $m = 2$ のとき TE 波成分を表す。 α_m は式 (2.3)、式 (2.4) より次のようになる。

$$\alpha_1 = \frac{\varepsilon_r \cos \theta}{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}} \quad (2.8)$$

$$\alpha_2 = \frac{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}}{\cos \theta} \quad (2.9)$$

式 (2.7) より、自由空間から入射した電磁波に対する、FSR、スペーサ、金属板の間の多重反射を考慮した反射係数 R は次式で表される。

$$\begin{aligned} R &= \frac{Z_{in} - Z_{01}^Z}{Z_{in} + Z_{01}^Z} = -\frac{B - \alpha_m \cot \beta t + j}{B - \alpha_m \cot \beta t - j} \\ &= e^{j(2\phi \pm \pi)} \end{aligned} \quad (2.10)$$

ここで

$$\phi = \tan^{-1} \frac{1}{B - \alpha_m \cot \beta t} \quad (2.11)$$

式 (3.2) より、金属板装荷 FSR の反射位相 Φ は次式となる。

$$\Phi = 2\phi \pm \pi \quad (2.12)$$

反射位相 Φ は、式 (2.11) と式 (2.12) を用いることにより計算が可能となり、 α_m は誘電体の比誘電率と入射角とで決定される定数である。また、FSR の正規化サセプタンス B は誘電体の厚さ t に依存しないため、正規化サセプタンス B を事前に求めておけば、 t を変化したときの反射位相は簡単に計算することができる。

本節では、金属板装荷 FSR 構造及び金属板装荷 FSR の等価回路を示した。また等価回路から斜め入射波における反射位相の求める計算式の導出し、さらに導出過程を示した。

2.3 正規化サセプタンス B

前節で示した金属板装荷 FSR の等価回路モデルより導きだした反射位相 Φ の計算式を使用するためには、正規化サセプタンス B を導く必要がある。ここでは、正規化サセプタンス B の計算式及び導出過程を示す。

図 2.2 の等価回路から導いた関係式を使用するためには、FSR の設計パラメータに対する正規化サセプタンス B を知る必要がある．このとき、正規化サセプタンス B が装荷する金属板の影響を受けないものとする．図 2.3(a) のように、FSR を境に上側（入射側あるいは反射側）の半無限領域が ε_0 、下側（透過側）の半無限領域が $\varepsilon_r \varepsilon_0$ とした条件下で正規化サセプタンス B を求める必要がある．

図 2.3(a) の解析モデルにおいて、入射波に対する反射係数 $R = |R| \exp(j\Phi_R)$ 、透過係数 $T = |T| \exp(j\Phi_T)$ は、適当なシミュレータを用いることで計算が可能である．一方、図 2.3(a) は、図 2.3(b) の等価回路で表わすことができる．図 2.3(b) において、 B は FSR の正規化サセプタンス、入力側の誘電率は ε_0 、出力側の誘電率は $\varepsilon_r \varepsilon_0$ である．この等価回路をインピーダンス行列で表すと以下ようになる [47]．

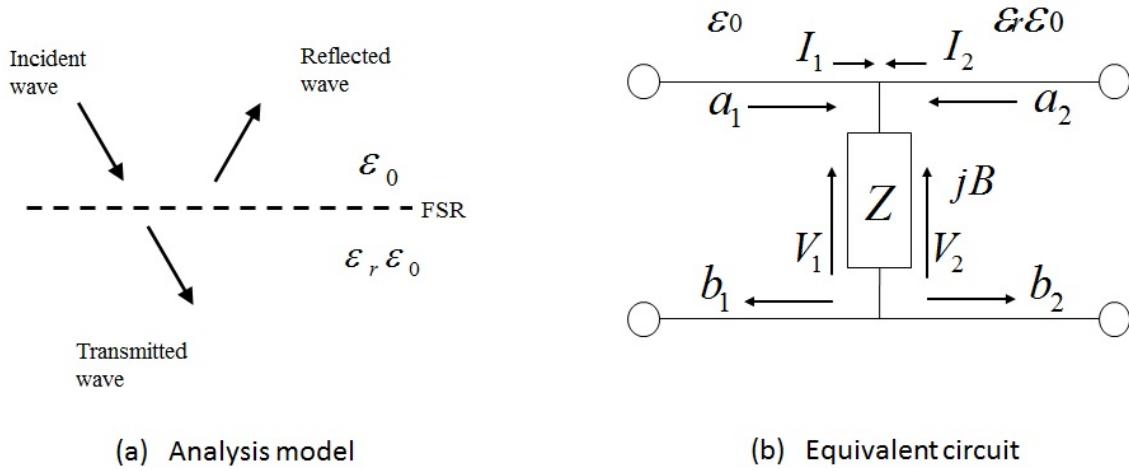


図 2.3 解析モデル

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{Z_{01}^Z} (a_1 + b_1) \\ \sqrt{Z_{02}^Z} (a_2 + b_2) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{Z_{01}^Z}} (a_1 - b_1) \\ \sqrt{\frac{1}{Z_{02}^Z}} (a_2 - b_2) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

ここで、式 (2.13) での Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} , Z_{22} は、図 2.3(b) での正規化サセプタンス B を示しており、以下の関係式となる．

$$Z_{11} = Z_{12} = Z_{21} = Z_{22} = Z = \frac{Z_{01}^Z}{jB} \quad (2.16)$$

また、図 2.3(a) に示すように、電磁界が上方からのみ入射し、その反射係数を R 、透過係数を T とすると、 $a_1 = 1$, $a_2 = 0$, $b_1 = R$, $b_2 = T$ となる。

Z_{01}^Z , Z_{02}^Z は式 (2.3), 式 (2.4) に示したように、自由空間または誘電体における z 方向に伝搬する電磁波成分の波動インピーダンスを表している。

よって、式 (2.13) に式 (2.14), 式 (2.15) を代入すると、 V , I が消去され、以下の式が求まる。

$$\sqrt{Z_{01}^Z}(1+R) = Z\sqrt{\frac{1}{Z_{01}^Z}}(1-R) - Z\sqrt{\frac{1}{Z_{02}^Z}}T \quad (2.17)$$

$$\sqrt{Z_{01}^Z}T = Z\sqrt{\frac{1}{Z_{01}^Z}}(1-R) - Z\sqrt{\frac{1}{Z_{02}^Z}}T \quad (2.18)$$

式 (2.17), 式 (2.18) は R と T に関する連立方程式であることがわかる。これらの式を用いて反射係数 R と透過係数 T は次式のように示される。

$$\begin{aligned} R &= -\frac{\sqrt{Z_{01}^Z Z_{02}^Z} + Z(\sqrt{\frac{1}{Z_{01}^Z} Z_{02}^Z} - \sqrt{Z_{01}^Z \frac{1}{Z_{02}^Z}})}{\sqrt{Z_{01}^Z Z_{02}^Z} + Z(\sqrt{\frac{1}{Z_{01}^Z} Z_{02}^Z} + \sqrt{Z_{01}^Z \frac{1}{Z_{02}^Z}})} \\ &= -\frac{1 - \alpha_m - jB}{1 + \alpha_m + jB} \\ &= \sqrt{\frac{(1 - \alpha_m)^2 + B^2}{(1 + \alpha_m)^2 + B^2}} e^{-j(\phi_1 + \phi_2)} \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} T &= \frac{2Z}{\sqrt{Z_{01}^Z Z_{02}^Z} + Z(\sqrt{\frac{1}{Z_{01}^Z} Z_{02}^Z} + \sqrt{Z_{01}^Z \frac{1}{Z_{02}^Z}})} \\ &= \frac{2\sqrt{\alpha_m}}{1 + \alpha_m + jB} \\ &= \sqrt{\frac{4\alpha_m}{(1 + \alpha_m)^2 + B^2}} e^{-j\phi_1} \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\phi_1 = \tan^{-1} \frac{B}{1 + \alpha_m} \quad (2.21)$$

$$\phi_2 = \tan^{-1} \frac{B}{1 - \alpha_m} \quad (2.22)$$

式 (3.8), または、式 (3.9) より、正規化サセプタンス B は、反射係数 R , または、透過係数 T がわかれば計算で求めることができる。また透過位相 Φ_T を用いる場合は、実数計算

のみとなるため計算が容易になる．式 (2.21) 及び式 (2.22) より，透過位相 Φ_T は次のように表すことができる．

$$\Phi_T = -\tan^{-1} \frac{B}{1 + \alpha_m} \quad (2.23)$$

これより，正規化サセプタンス B は次のように求めることができる．

$$B = -(1 + \alpha_m) \tan \Phi_T \quad (2.24)$$

なお，正規化サセプタンス B は反射振幅 $|R|$ ，反射位相 Φ_R ，透過振幅 $|T|$ から求めることもが可能だが， B に関する二次方程式となるため解が2つ求まり，一意的に決定することはできない．また，透過位相 Φ_T より求めた正規化サセプタンス B を式 (3.8)，(3.9) に代入することにより，反射振幅 $|R|$ ，反射位相 Φ_R ，透過振幅 $|T|$ を計算することができるが，これらの値がシミュレータで計算した値と異なるという矛盾が生じることがある．言い換えれば，反射係数 R ，透過係数 T から直接，正規化サセプタンス B を求めた場合，両者が異なる値になったり，本来は実数である正規化サセプタンス B が虚数になる場合がある．これは解析手法別により起こるものであり，モーメント法ではこのような矛盾が生じることがないのに対し，FDTD 法や有限要素法によるシミュレーションではこうした矛盾が生じる場合がある．FDTD 法や有限要素法は，電界と磁界とを逐次的に求めるため，解析結果が必ずしも Maxwell の方程式を満足しない．これに対してモーメント法では，求められた電流分布から Maxwell の方程式を満足するように電界と磁界が決定される．この手法の違いが正規化サセプタンス B の矛盾を生む原因であると考えられる．但し，このことは反射係数 R ，透過係数 T を求めるにあたり計算手法を限定するものではない．

反射係数 R ，透過係数 T から正規化サセプタンス B を求める式を示した．また透過位相 Φ_T を用いる場合は実数計算のみで簡易的に正規化サセプタンス B を求めることができることを示した．

2.4 シミュレーションを用いた解析結果との比較

金属板装荷 FSR の解析モデルを示してから，2.1 節で導出した計算式および 2.2 節での正規化サセプタンス B から計算した反射位相とモーメント法により計算した反射位相との比較結果を示す．

等価回路より求めた計算式の妥当性を確認するため，モーメント法で求めた金属板装荷 FSR の反射位相の解析結果との比較を行う．解析に用いたリングパッチ型の金属板装荷 FSR の設計パラメータを表 2.1 に示し，解析モデルを図 2.4 に示す．

垂直入射における反射位相の解析結果を図 2.5 に示し，入射角が 15 度，30 度，45 度とした場合の TM 波，TE 波の反射位相の解析結果を図 2.6 から図 2.8 に示す．各図において実線 (Cal) が計算式で求めた反射位相の解析結果を示しており，破線はモーメント法

(MOM) による解析結果を示している．なお解析では周波数 f を 12 GHz で固定し，リング半径 r を 1 mm から 4 mm，誘電体の厚さ t を 1 mm から 10 mm とした．また，素子間隔 p は 11.0 mm，リング幅 w は 1.0 mm，誘電体の比誘電率 ϵ_r は 2.65 とした．

なお，モーメント法では，金属板装荷 FSR の反射位相を求めるためには誘電体の厚さごとに計算する必要がある．一例として，1 本のグラフを作成するのに 91 回の解析が必要であるのに対し，計算式を用いて計算する場合には正規化サセプタンス B を求めるためのモーメント法解析を 1 度のみであり，誘電体厚さの変化に対する計算時間はおよそ 2 桁少ない．計算式を用いれば，FSR 単体の透過位相を一度計算して式 (3.11) により正規化サセプタンス B を計算しておけば，誘電体の厚さを変えた場合でも，式 (2.23) を用いて，簡易に金属板装荷 FSR の反射位相を求めることができる．

図 2.5 の垂直入射の解析結果において，誘電体の厚さが厚い場合に計算式とモーメント法との結果がよく一致した．ただし，下記に示す場合において，計算式による結果とモーメント法による結果との間で差異が生じた．

1. 入射角 45 度の場合
2. 誘電体厚さが薄い場合
3. リング半径 r が 3mm, 3.5mm の場合

これについては，次節でその理由について考察し，本手法の適用条件についても検討する．

図 2.6 の入射角 15 度の TM 波，TE 波の結果，図 2.7 の入射角 30 度の TM 波，TE 波の結果においても図 2.5 の垂直入射の同様な結果が得られた．図 2.8 の入射角 45 度の結果では，TM 波で垂直入射や入射角 15 度，30 度のときに比べて，誘電体の厚さが厚い場合であっても，リング半径 r が 3 mm と 3.5 mm で計算式とモーメント法との結果で大きな差異が生じた．TE 波においても同様な結果となった．

これら結果において差異が生じた理由として，Floquet の高次モードの影響が考えられる．計算式には Floquet の高次モードは考慮しておらず，基本モードのみで導出している．モーメント法では，Floquet の高次モードも考慮しているため，このような差異が生じたと考えられる．2.2 節および 2.3 節の計算式，正規化サセプタンス B の導出式より，入射角 0 度から 15 度間隔で入射角 45 度までの計算式とモーメント法とでの解析結果を示した．解析結果より誘電体の厚さが薄い場合に計算式とモーメント法で差異が生じることがわかった．

表 2.1 金属板装荷 FSR の設計パラメータ

r	variable	p	11.0mm
w	1.0mm	g	$p-2r-w$
ϵ_r	2.65	t	variable

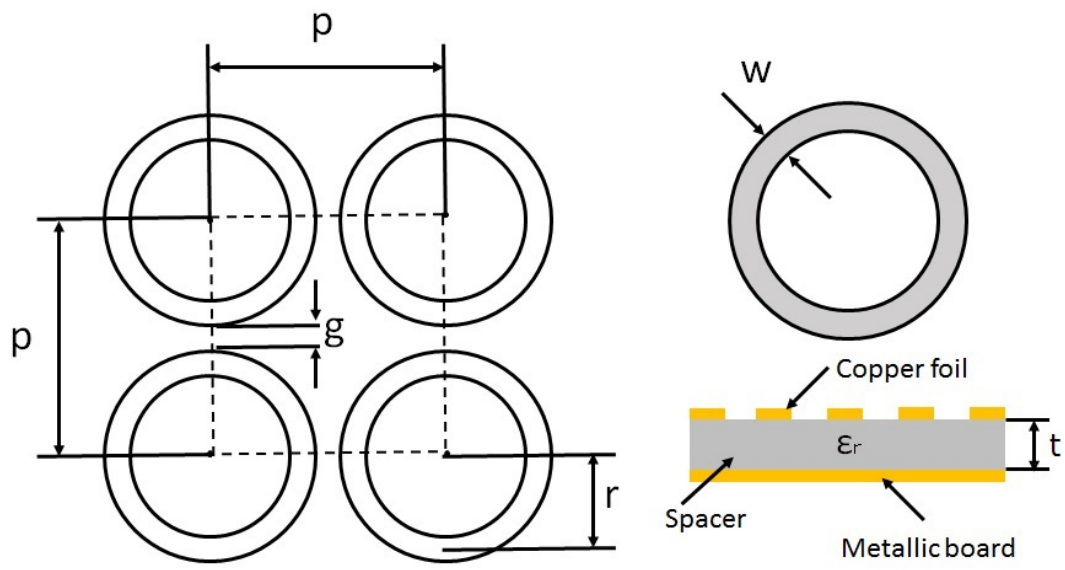


図 2.4 解析モデル

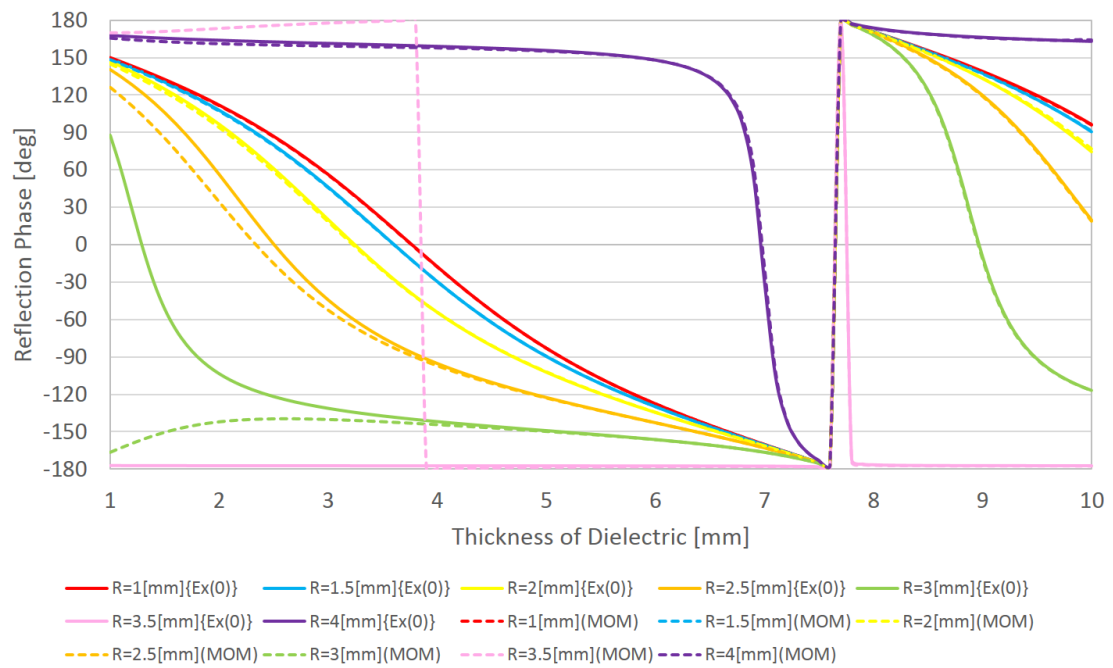
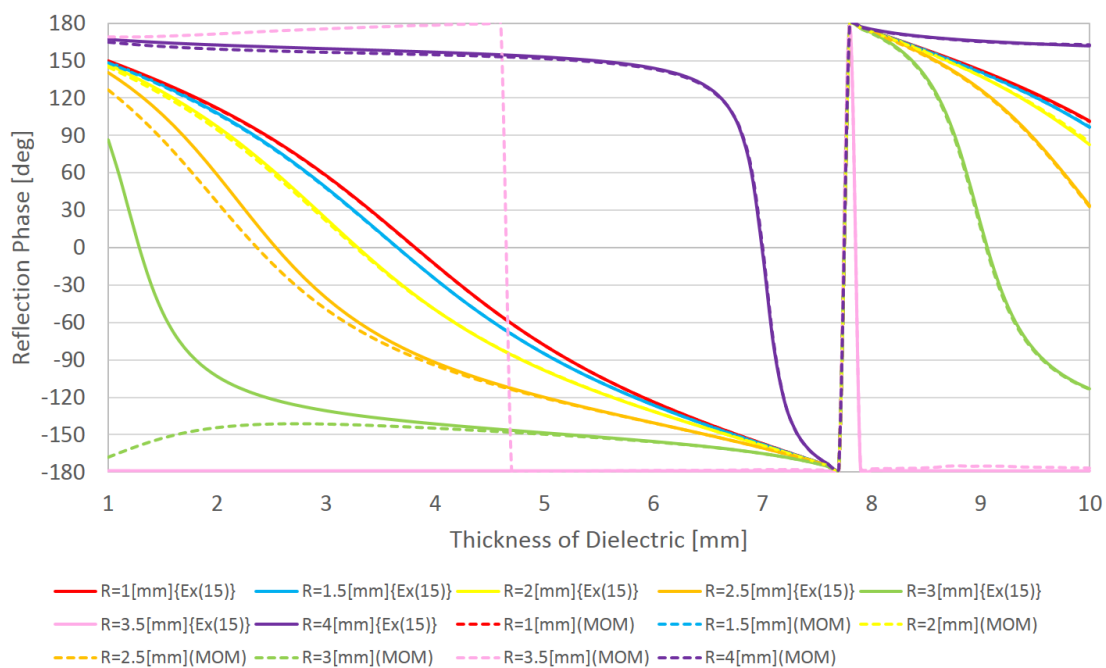
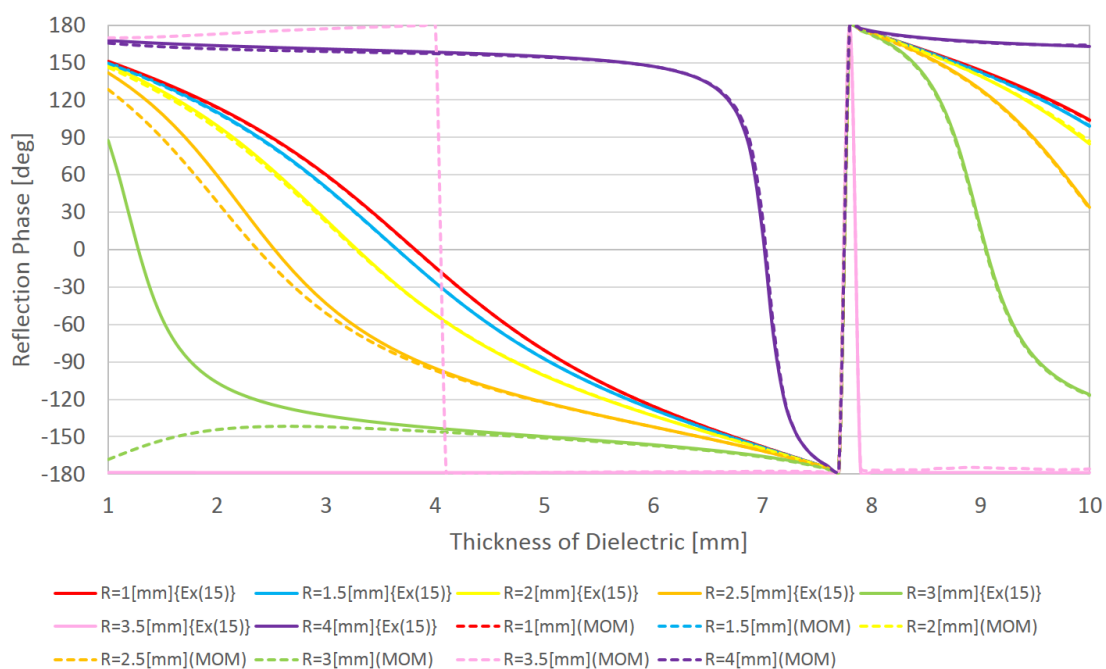


図 2.5 垂直入射

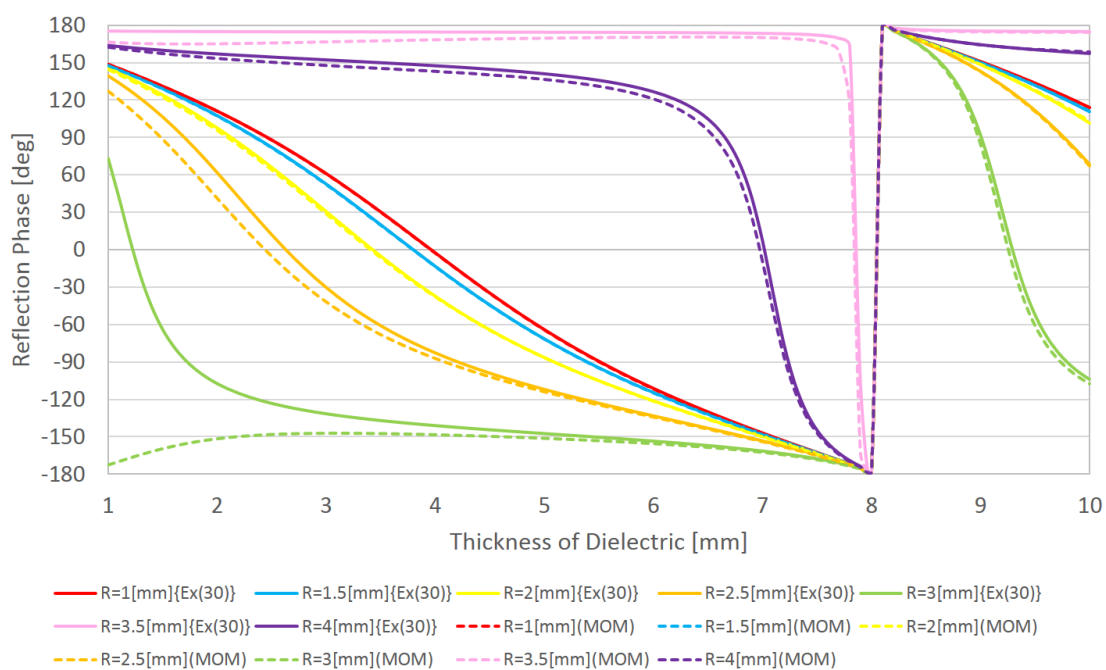


(a) TM 波

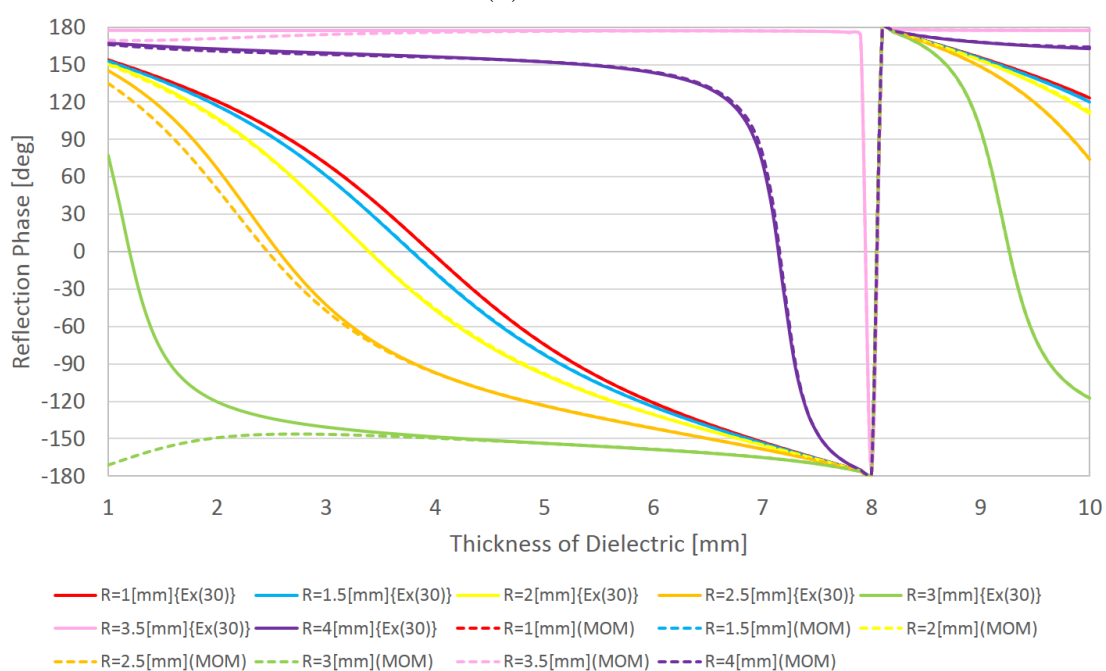


(b) TE 波

図 2.6 入射角 15 度

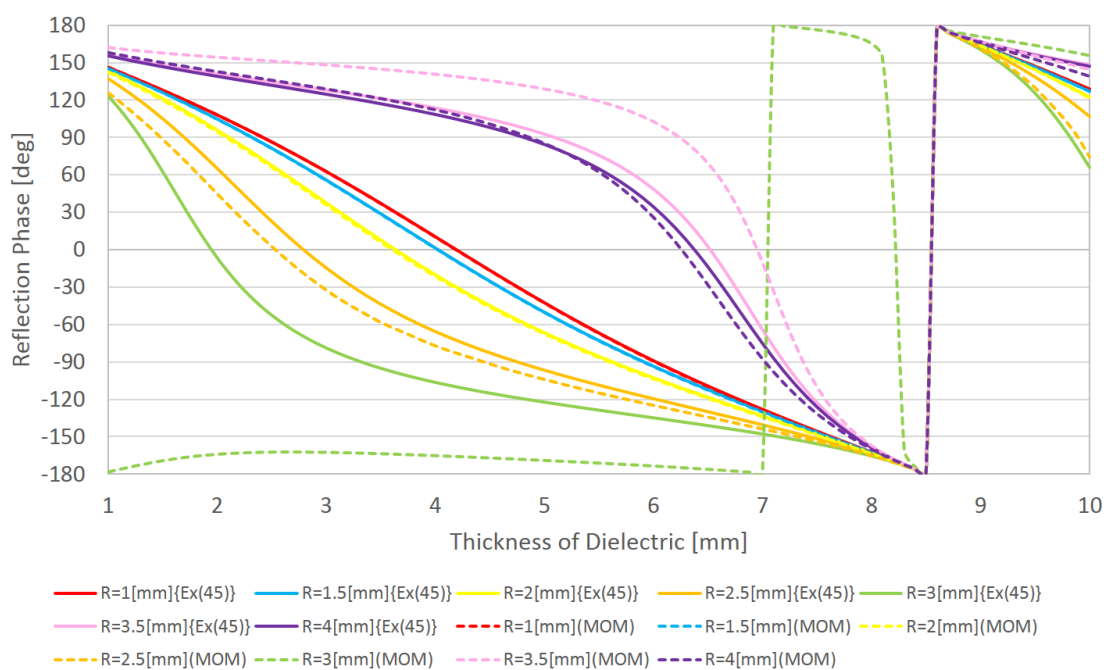


(a) TM 波

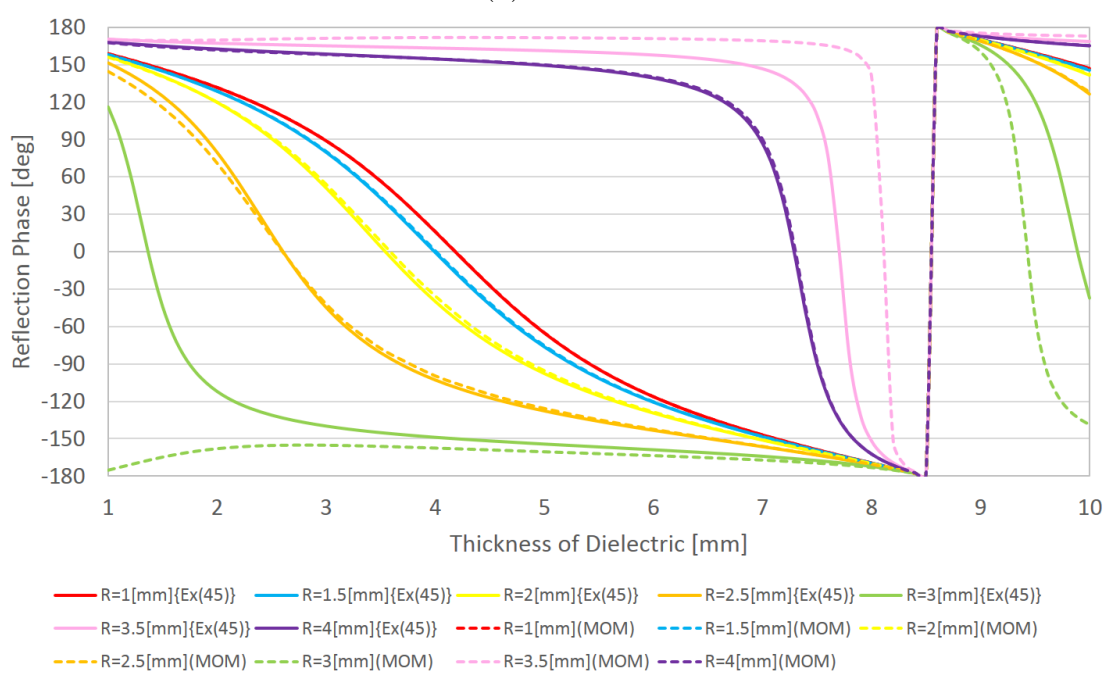


(b) TE 波

図 2.7 入射角 30 度



(a) TM 波



(b) TE 波

図 2.8 入射角 45 度

2.5 伝搬モードからみた比較結果に関する考察

前節で示した反射位相の結果より、図 2.6 の入射角 15 度の TM 波、TE 波の結果、図 2.7 の入射角 30 度の TM 波、TE 波の結果においても図 2.5 の垂直入射の同様な結果が得られた。図 2.8 の入射角 45 度の結果では、TM 波で垂直入射や入射角 15 度、30 度のときに比べて、誘電体の厚さが厚い場合であっても、リング半径 r が 3 mm と 3.5 mm で簡易式とモーメント法との結果で大きな差異が生じた。TE 波においても同様な結果となった。

金属板装荷 FSR においては、平面波である入射電磁界は FSR によって一部は反射して自由空間に伝搬し、残りの成分は誘電体に入り金属板によって反射された後に FSR に再入射、その一部は FSR を透過して自由空間に伝搬、その残りが再び誘電体内に反射する、ということを繰り返しながら、最終的には、すべての電磁界は自由空間に反射されていくことになる。本手法においては、最初の入射電磁界のみならず、FSR に再入射する電磁界においても、入射波と同様の平面波であることを前提としている。入射電磁界により FSR 上に誘起された電流から発生する散乱波は周期的かつ複雑な電磁界となっているが、このような電磁界は Floquet モード [48] で考えると理解し易い。本手法は Floquet の基本モード (入射波に相当する平面波) のみを考慮した等価回路に基づいて簡易式を導出したものであり、入射波のみならず、FSR に再入射する電磁界も Floquet の基本モードのみである必要がある。一方、モーメント法を用いた解析はすべての高次モード (グレーティングローブに対応する平面波) をも考慮した full wave 解析であり、これが前記差異の主な原因であると考えられる。本節では、Floquet 高次モードの振る舞いについて考察することにより、本手法の適用条件を検討する。高次モードの条件は以下が考えられる。

1. 高次モードが伝搬する場合
2. 高次モードが十分に減衰しない場合

高次モードが evanescent モードとならず伝搬可能な場合、すなわち、グレーティングローブが発生するような場合には、本手法を適用することができない。前節で示した解析結果において、共振素子の配列周期 p は、12 GHz において自由空間でグレーティングローブが発生しないよう、半波長以下である 11.0 mm としている。一方、FSR と金属板との間の誘電体中において Floquet 高次モードが evanescent モードとなる条件は下記のようなになる。

$$\frac{p}{\lambda} < \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r} + \sin \theta} \quad (2.25)$$

従って、 $\epsilon_r \geq 1$ である誘電体中においては、自由空間と比べると、より小さな配列周期、あるいは、より低い周波数でグレーティングローブが発生することになる。式 (2.25) より求めた各入射角でのグレーティングローブ発生周波数を表 2.2 に示す。すなわち、前節の 12GHz における解析例では、自由空間においてはグレーティングローブは発生しないが、誘電体中では入射角 45 度においてグレーティングローブが発生することになる。従って、入射角 45 度の場合において本手法による解析結果がモーメント法による解析結果と合わ

表 2.2 グレーティングローブ発生周波数

入射角	$\varepsilon_r = 1$	$\varepsilon_r = 2.65$
0 °	27.3 GHz	16.8 GHz
15 °	21.7 GHz	14.5 GHz
30 °	18.2 GHz	12.8 GHz
45 °	16.0 GHz	11.7 GHz

なかった理由は，誘電体中でグレーティングローブが伝搬し，FSR に再入射した電磁界に Floquet 高次モードが含まれていたためと考えられる．また，2.3 節の理論も Floquet の基本モードのみが伝搬することを前提としているため，グレーティングローブが発生する場合には，正規化サセプタンス B も正しく計算することができない．

高次モードが evanescent モードであっても，FSR から発生する高次モードの伝搬距離が短い場合や，伝搬距離が長くても高次モードの発生量自体が多い場合には，FSR に再入射する電磁界の高次モード成分が十分に減衰しないため，計算誤差が大きくなる．

FSR からの伝搬距離が短い場合は，誘電体の厚さが薄い場合に相当する．このとき，FSR で発生した高次モードは，金属板で反射後，十分に減衰せずに FSR に再入射することになる．図 2.5 から図 2.8 を見ると，誘電体厚さ t が 3 mm 以下の場合に差異が大きいのことがわかる．本手法を適用するためには，誘電体厚さが 1/10 波長程度よりも大きい必要があると考えられる．

また，リング半径 r が 3.0 mm, 3.5 mm の場合に差異が生じた理由は，高次モードの発生量が多いためと考えられる．図 2.9, 図 2.10 に，入射角 0~60 度における TM 波, TE 波の，リング半径 r を変化させたときの正規化サセプタンス B の計算結果を示す．図より，入射角に関わらず，リング半径 r が 3.0 mm から 3.5 mm のときに正規化サセプタンス B が極めて大きな値になっていることがわかる．計算例の FSR はリングパッチ型であり，正規化サセプタンス B が大きい場合には共振素子であるリングには強い電流が流れ，FSR は共振して金属板と同等の性質となる．共振素子に強い電流が流れると FSR からは大きな散乱電磁界が発生するが，このとき，基本モードのみならず，高次モードの発生量も大きくなる．そのため，FSR に再入射する電磁界の高次モード成分が十分に減衰せず，差異が大きかったものと考えられる．

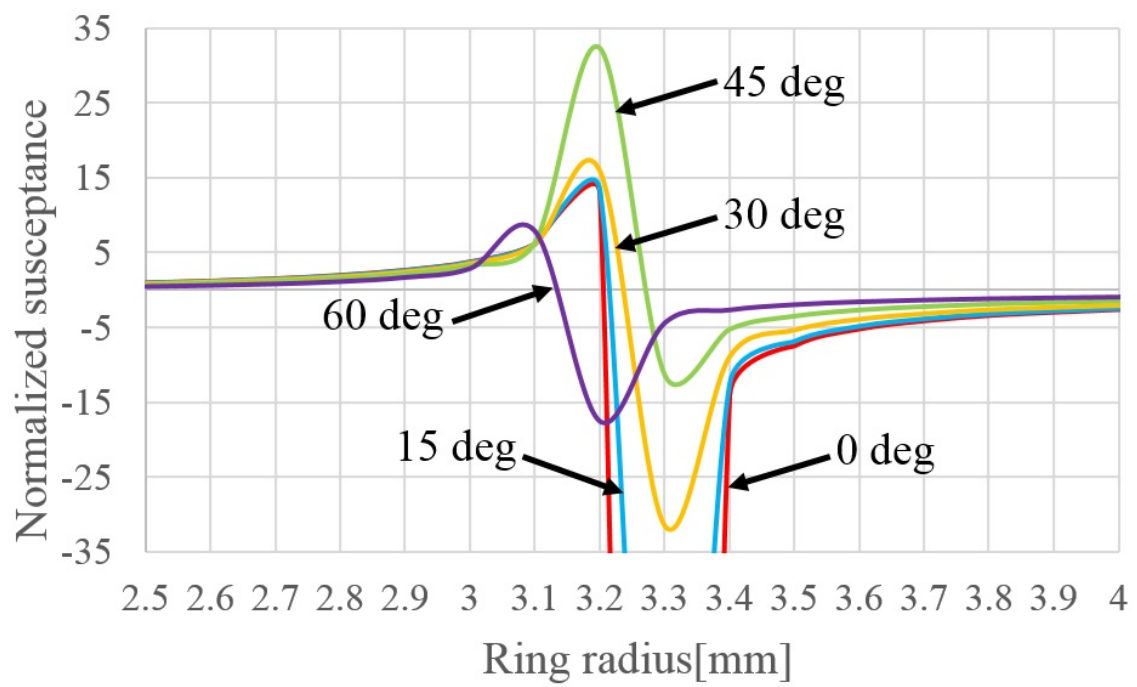


図 2.9 TM 波の正規化サセプタンス B

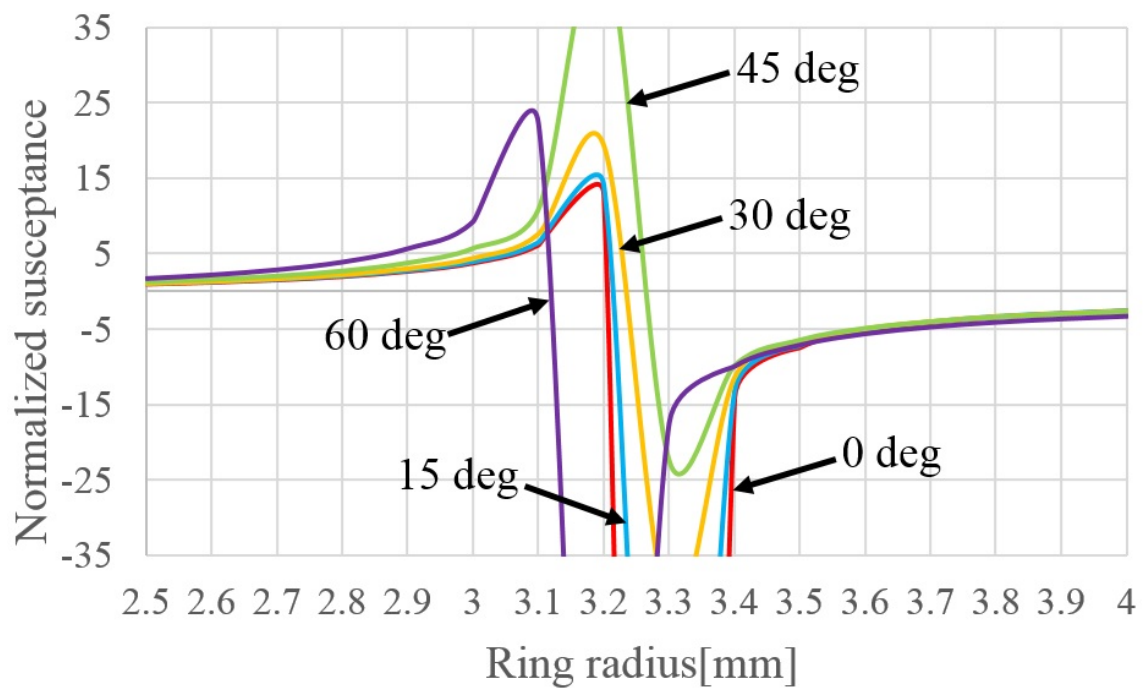


図 2.10 TE 波の正規化サセプタンス B

2.6 測定結果

2.6.1 測定モデルの選定

計算式および測定装置を用いて金属板装荷 FSR の設計と測定について示す．計算式を用いて金属板装荷 FSR の設計についてはリング半径 r を変化させながら計算した結果を示す．また，設計した金属板装荷 FSR を反射率測定装置を用いて測定を行い，計算式およびモーメント法と比較し，その結果を示す．

まず等価回路から導出した計算式を用いて金属板装荷 FSR の製作を行った．2.4 節で示した解析結果より，リング半径 r の検討を行う．リング半径 r を 2.5 mm から 4.5 mm，素子間隔 p を 9.5 mm，誘電体の厚さ t を 3.2 mm，リング幅 w を 0.2 mm とし，計算する周波数を 10 GHz から 15 GHz として計算を行い，製作する金属板装荷 FSR のリング半径 r を決定する．図 2.11 から図 2.15 に解析結果を示す．

図 2.11 から図 2.15 の解析結果より，2.4 節と同様にリング半径 r が 3 mm および 3.5 mm のときに計算式とモーメント法との結果に差異が生じた．また入射角 45 度からの結果において周波数が高い場合において差異が生じる結果となった．この差異の原因は解析においてグレーティングローブが発生する周波数を入れて解析を行っているためである．2.5 節で説明したように，リング半径 r が 3 mm および 3.5 mm の場合，高次モードの減衰が十分ではないと考えられるため，解析結果よりリング半径 r が 2.5 mm および 4.5 mm で設計するのが妥当と判断し，リング半径が大きい 4.5 mm で設計することとした．表 2.3 に金属板装荷 FSR の設計パラメータを示す．使用した基板は R-4737 基板（パナソニック電工社製）である．

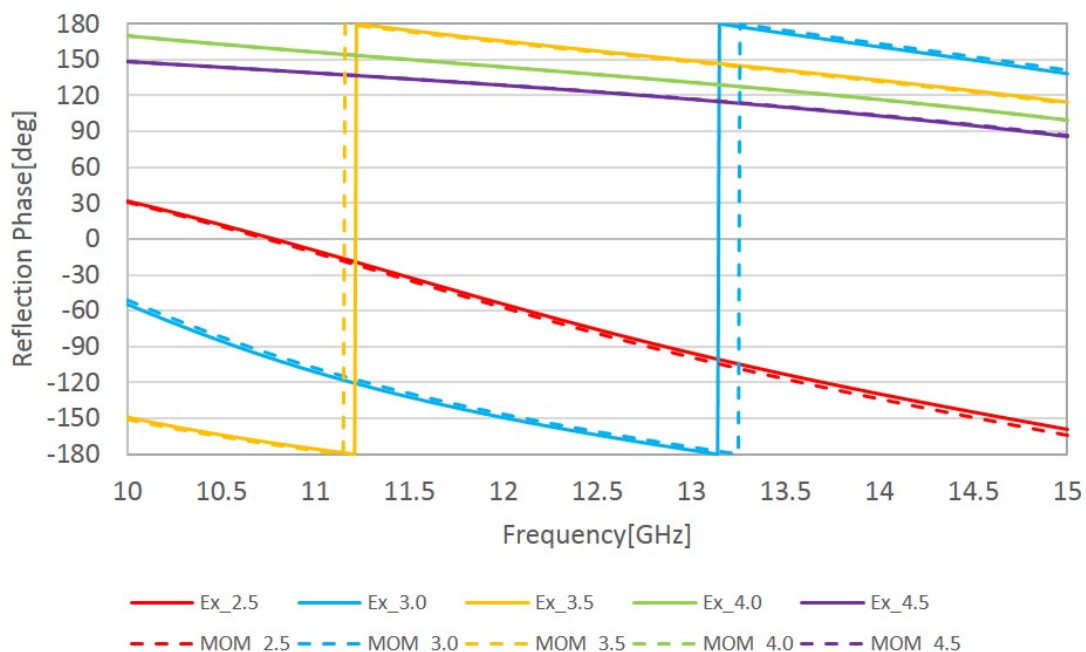
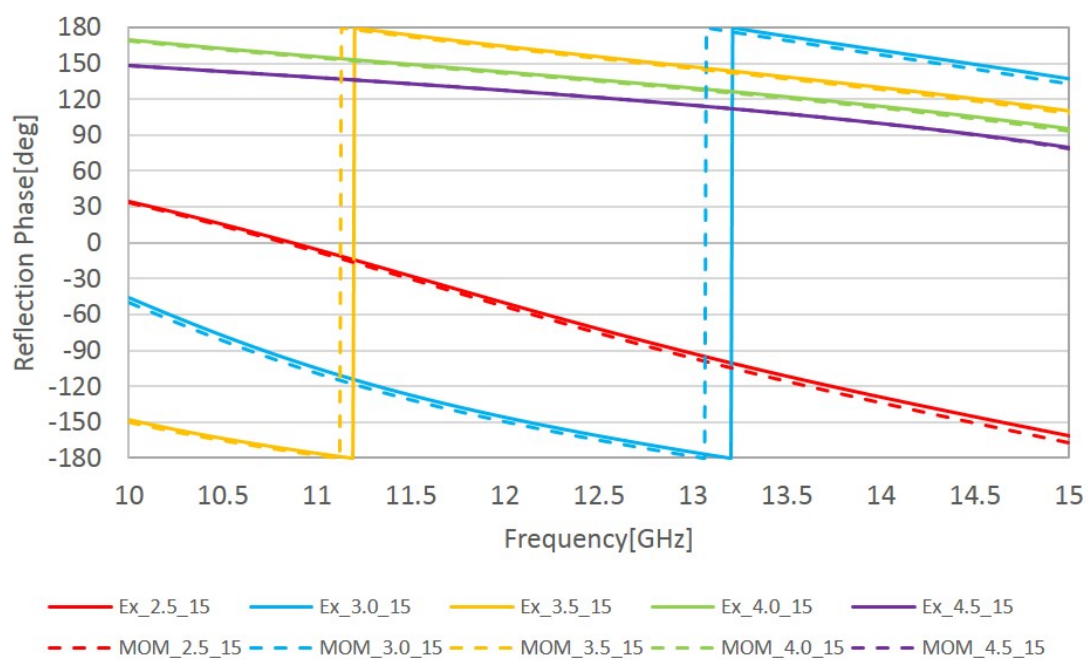
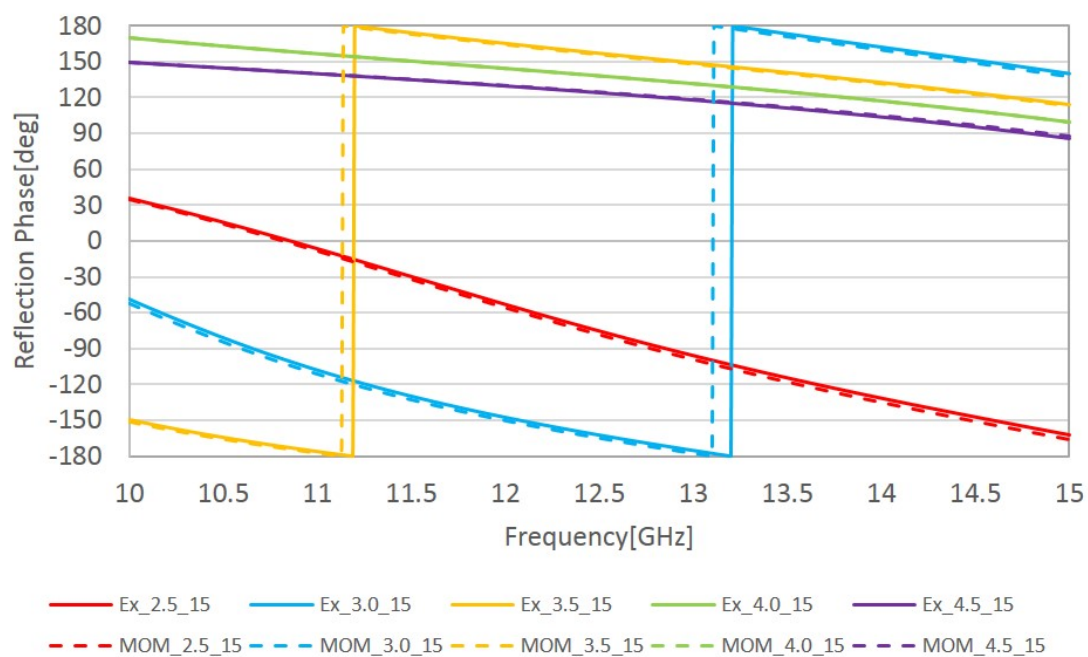


図 2.11 垂直入射

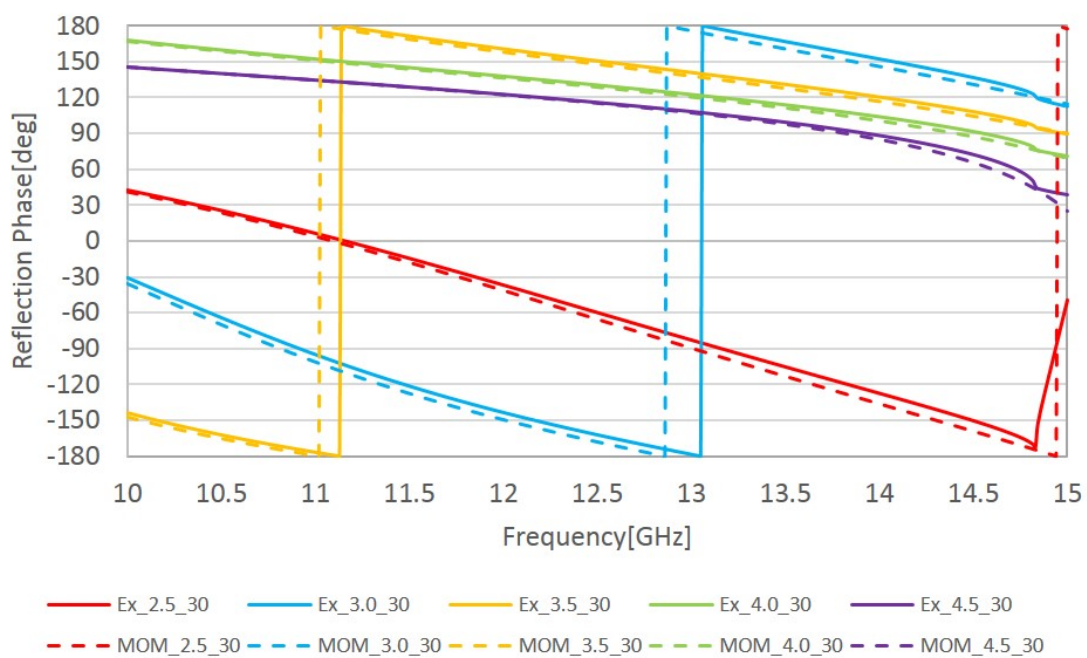


(a) TM 波

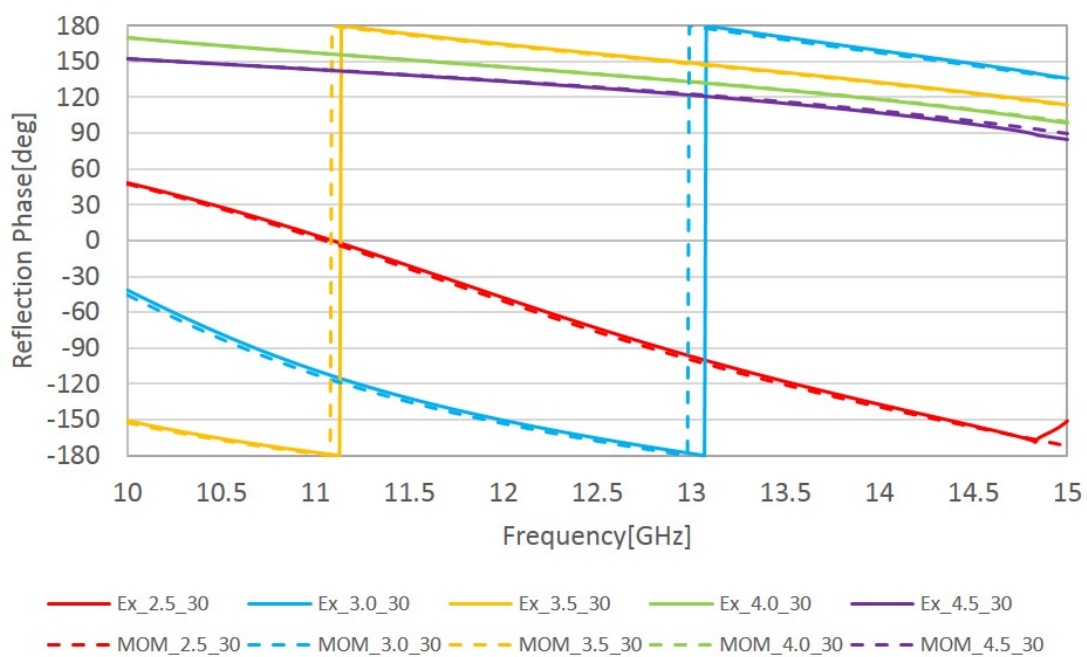


(b) TE 波

図 2.12 入射角 15 度

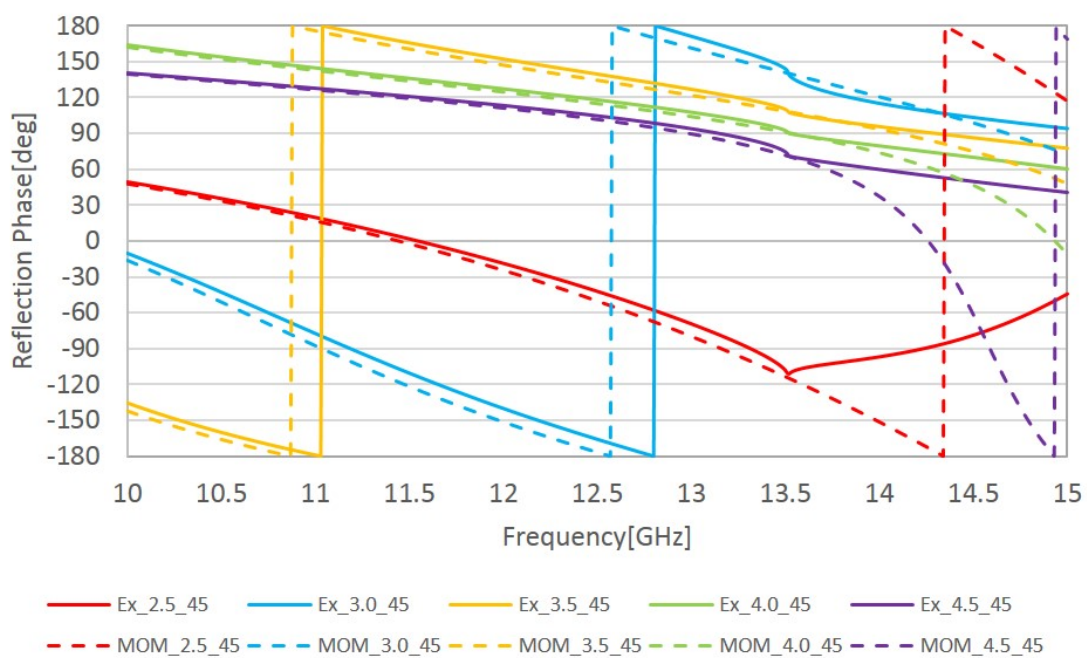


(a) TM 波

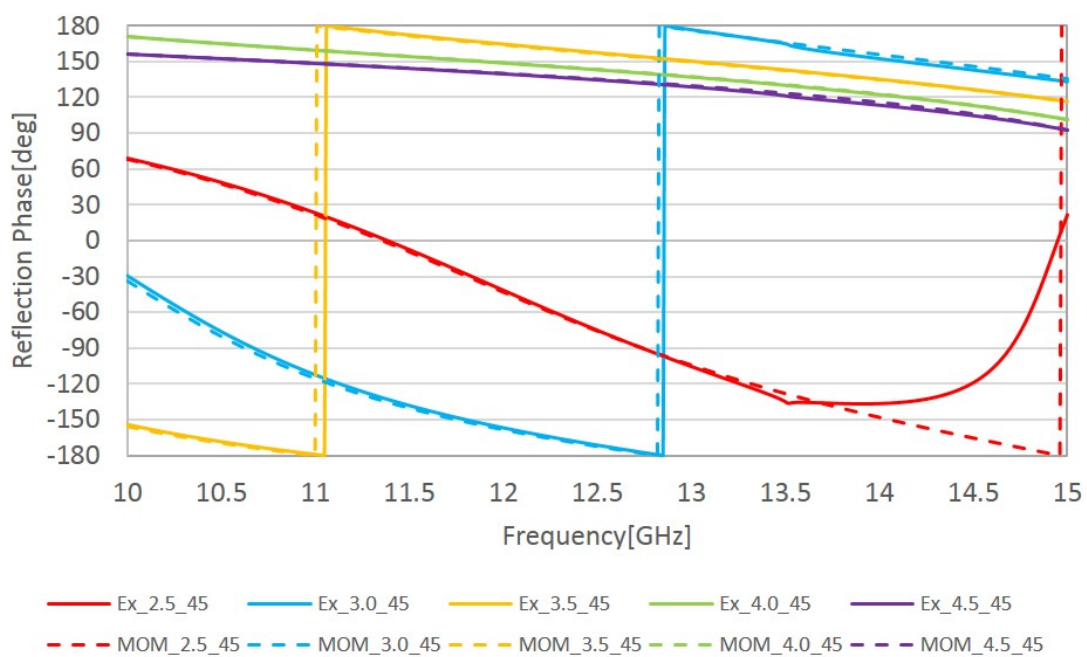


(b) TE 波

図 2.13 入射角 30 度

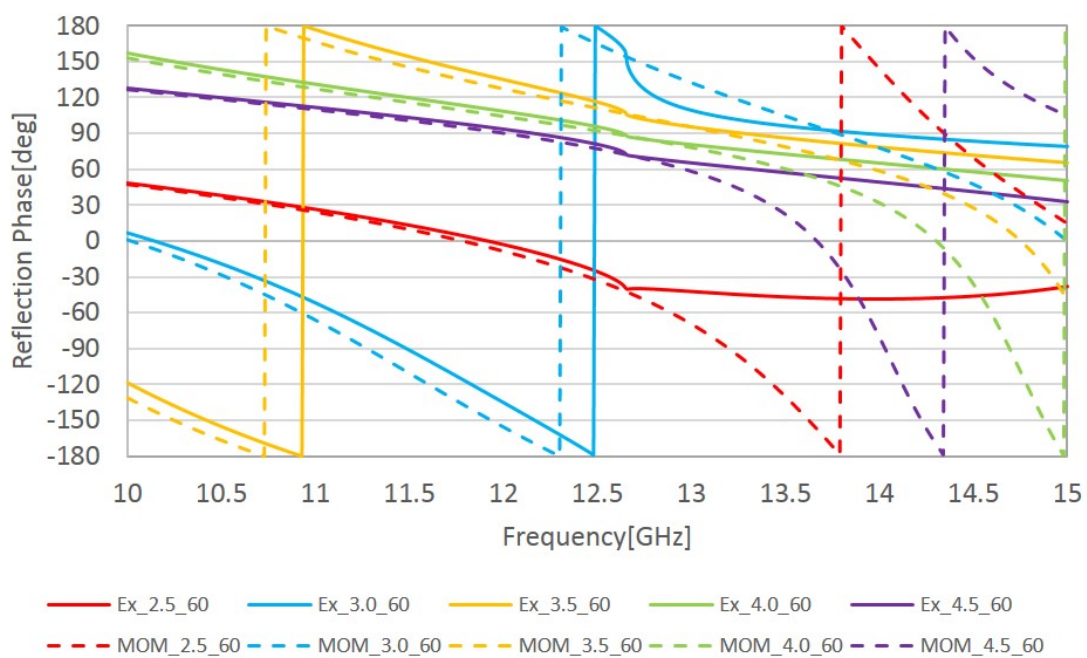


(a) TM 波

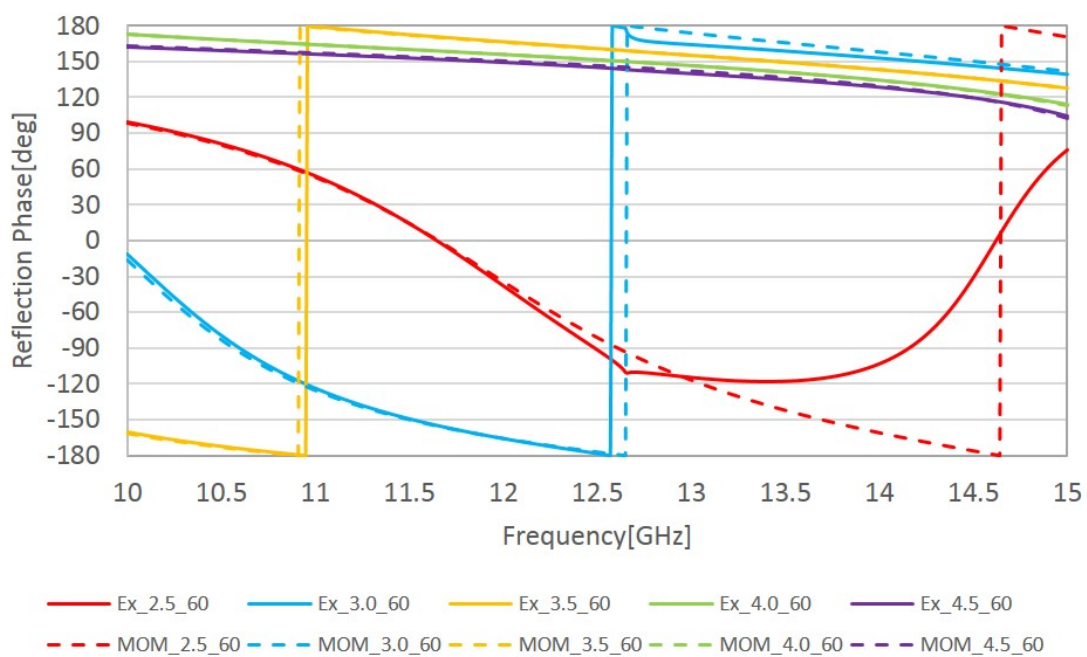


(b) TE 波

図 2.14 入射角 45 度



(a) TM 波



(b) TE 波

図 2.15 入射角 60 度

表 2.3 金属板装荷 FSR の設計パラメータ

r	4.5mm	p	9.5mm
w	0.2mm	g	0.3mm
ε_r	2.65		

2.6.2 測定方法

次に測定方法について示す．一般には，斜め入射で反射特性の測定をする場合，2 個のホーンを用い，送信ホーンから出た電波を測定試料に放射し，その反射波を受信ホーンで受ける構成になっている．しかし入射角を変える場合，送信ホーン，受信ホーン，測定試料のうち少なくとも 2 つを移動させる必要があり操作が不自由である．そこで斜め入射での測定が簡易にできる反射率測定装置 [49] を用いた．

図 2.16 に示すように，反射率測定装置は，ネットワークアナライザ，ホーンリフレクタアンテナ，コーナーリフレクタにより構成される．ネットワークアナライザで発生した電磁波はホーンリフレクタアンテナにより平面波としてコーナーリフレクタに入射し，反射後，平面波としてホーンリフレクタアンテナに戻る．

図 2.17 にコーナーリフレクタにおける反射状態を示す．中心軸より x 離れた位置にある点 X では入射角 θ の平面波が測定試料に入射，反射した後に中心軸より y 離れた位置にある点 Y で金属板により反射されてホーンリフレクタに戻る．また，コーナーリフレクタから金属板上の点 Y に入射した平面波は反射後，測定試料上の点 X に入射角 θ の平面波として入射し，反射されてホーンリフレクタに戻る．このとき， $x = y$ が成り立つこと，ホーンリフレクタの開口分布は中心軸に対して左右対称であることにより，コーナーリフレクタへ入射した平面波は全て測定試料に入射角 θ で入射し，その反射係数に応じて電磁界が変化するため，測定試料を金属板と置き換えた時の受信電界と比較することにより，入射角 θ の反射係数を測定することができる．また，入射角 θ を変えるにはホーンリフレクタの頂点 O 周りの回転角 θ のみを変えればよいので，斜め入射における反射特性の測定が極めて容易になる．

製作したパッチ型金属板装荷 FSR を反射率測定装置を用いて測定し，計算式での計算結果とモーメント法での計算結果との比較を行う．図 2.18 に製作したパッチ型金属板装荷 FSR を示す．

2.6.3 測定結果

計算式の妥当性を確認するため，パッチ型金属板装荷 FSR を製作し，反射率測定装置を用いて測定を行った．本測定では，測定範囲の周波数を 10GHz から 15GHz とし，入射角を垂直入射，30 度，45 度，60 度の 4 つの角度とした．このとき各入射角におけるグレーティングローブが発生する周波数は，それぞれ，14.8GHz，13.5GHz，12.7GHz であ

る。また、ネットワークアナライザのタイムドメイン機能を用いて、コーナーリフレクタに電波が当たる前の反射波を取り除いて測定をした。測定で反射位相を求める場合、パッチ型金属板装荷 FSR の反射位相から金属板の反射位相を引き、 180 deg を加えることで求めることができる。図 2.19 から図 2.22 にパッチ型金属板装荷 FSR での測定結果と計算式およびモーメント法による計算値との比較を示す。

図 2.19 図 2.22 において、実線が測定値、破線が計算式の解析結果、一点鎖線がモーメント法での解析結果を示している。各図より、グレーティングローブが発生する周波数よりも低い周波数帯においては、三者はよく一致していることがわかる。また、これよりも高い周波数帯においては、測定値とモーメント法での解析結果とは、製作時の誤差や測定誤差、誘電体の誘電率の誤差などを考慮すると比較的よく一致していること、これに対し、計算式では両者と差異が生じることがわかる。低い周波数帯で計算式の誤差が小さいのは、使用した誘電体板の厚さが 3.2 mm と比較的厚く、また、リング半径が 4.5 mm で正規化サセプタンス B が最大となる周波数が測定周波数帯よりも低いためであり、前節で考察した結果に対して矛盾はないといえる。

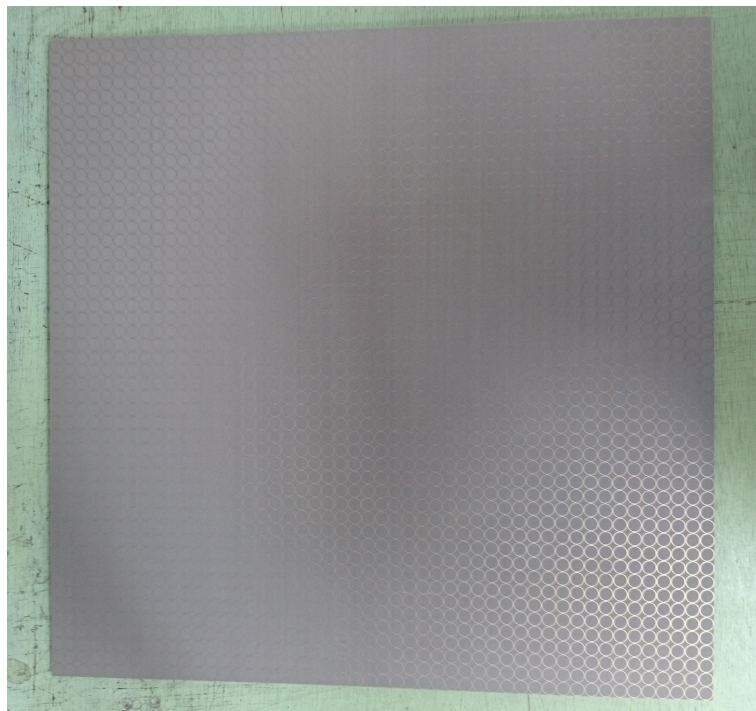


図 2.18 パッチ型金属板装荷 FSR

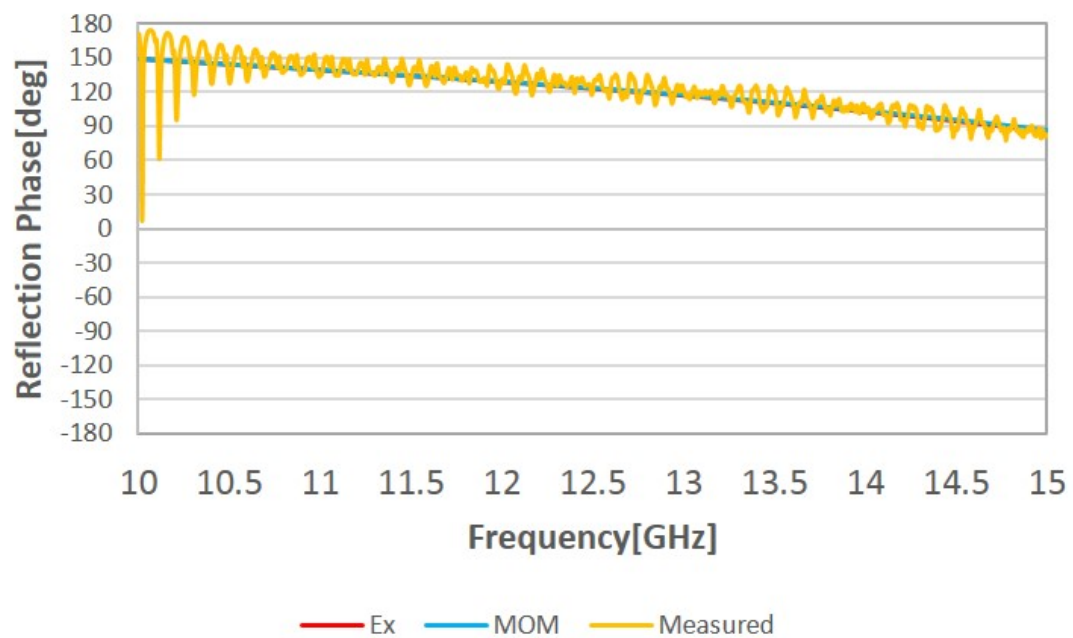
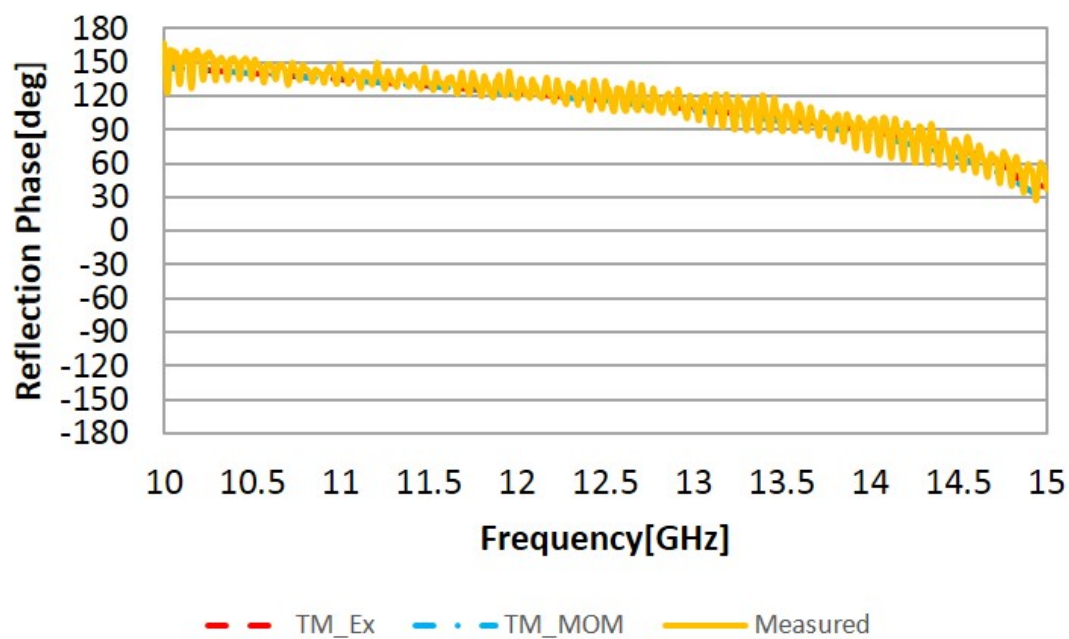
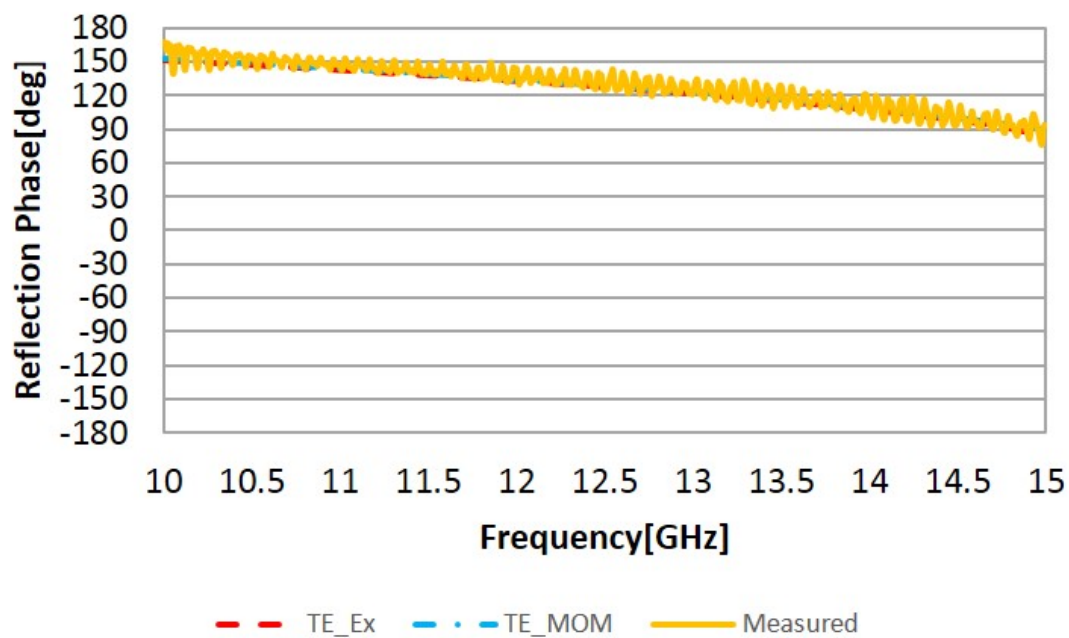


図 2.19 垂直入射

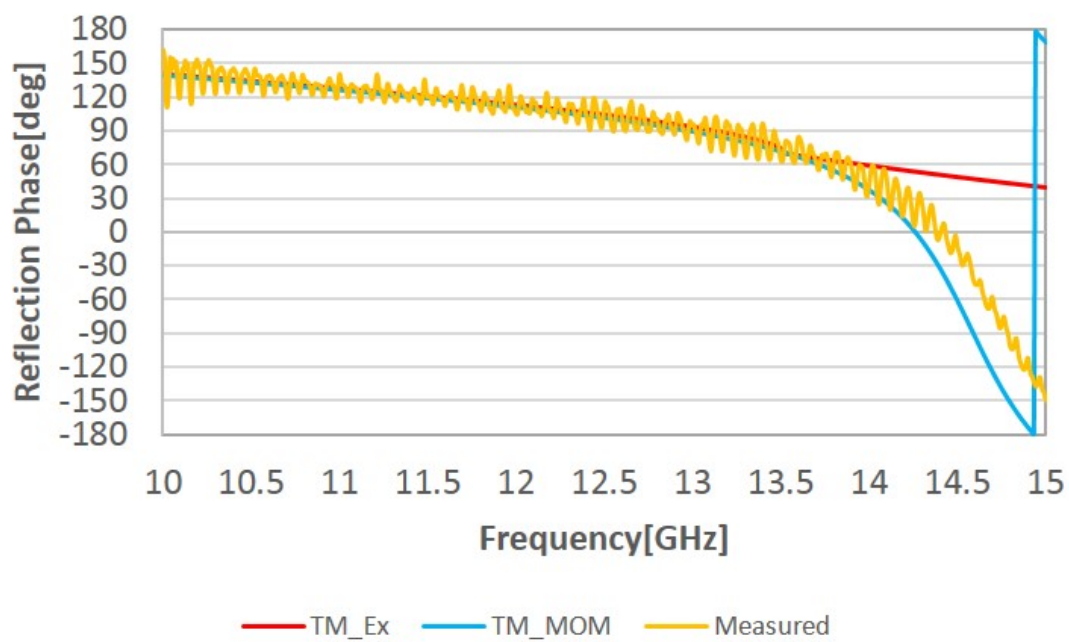


(a) TM 波

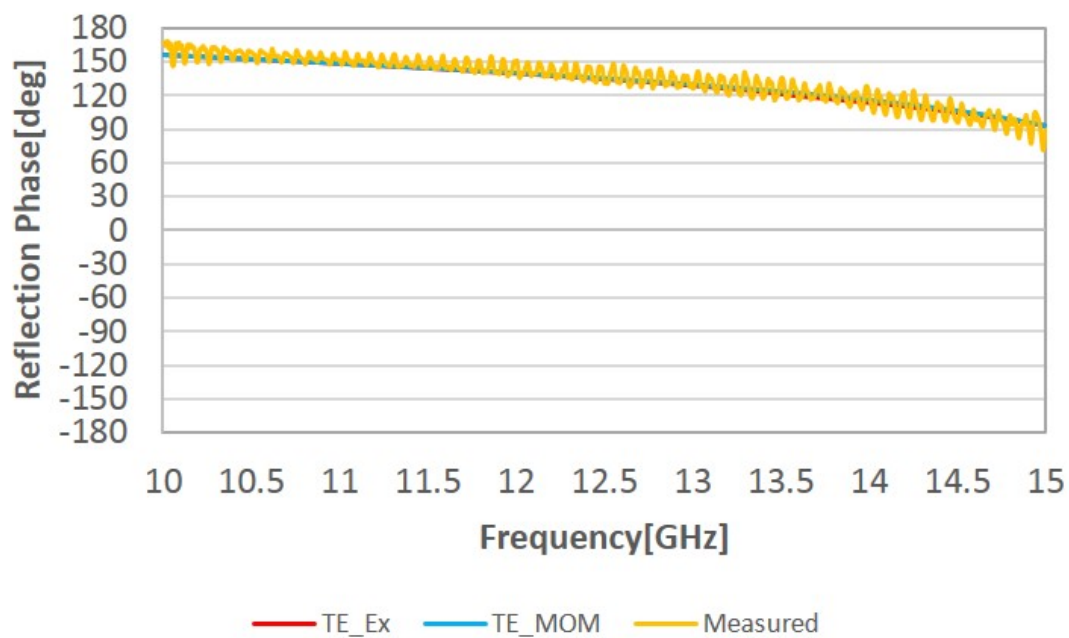


(b) TE 波

图 2.20 入射角 30 度

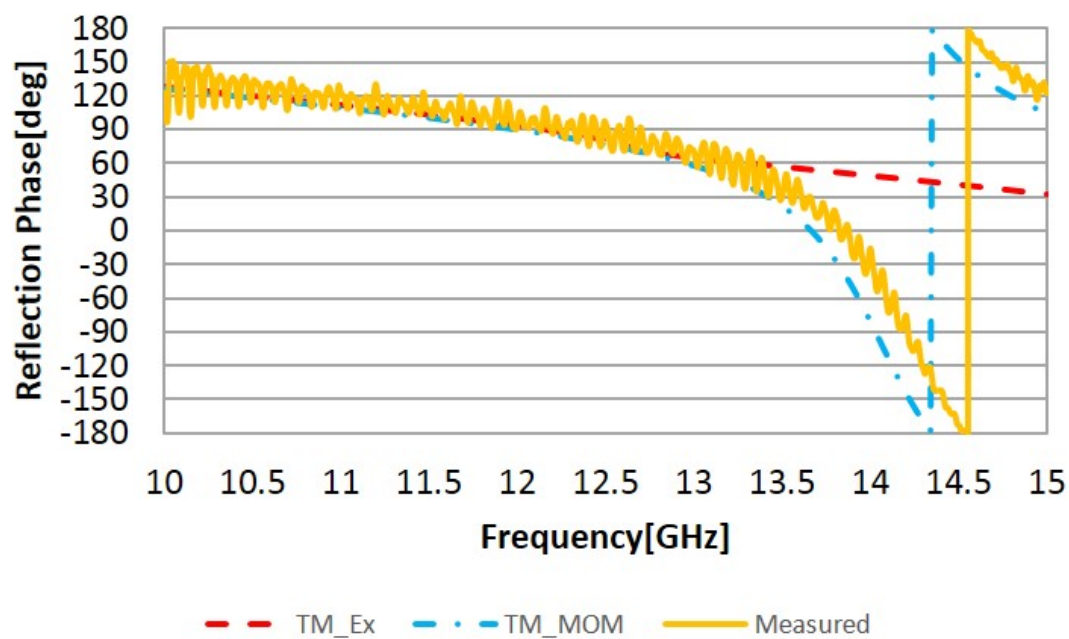


(a) TM 波

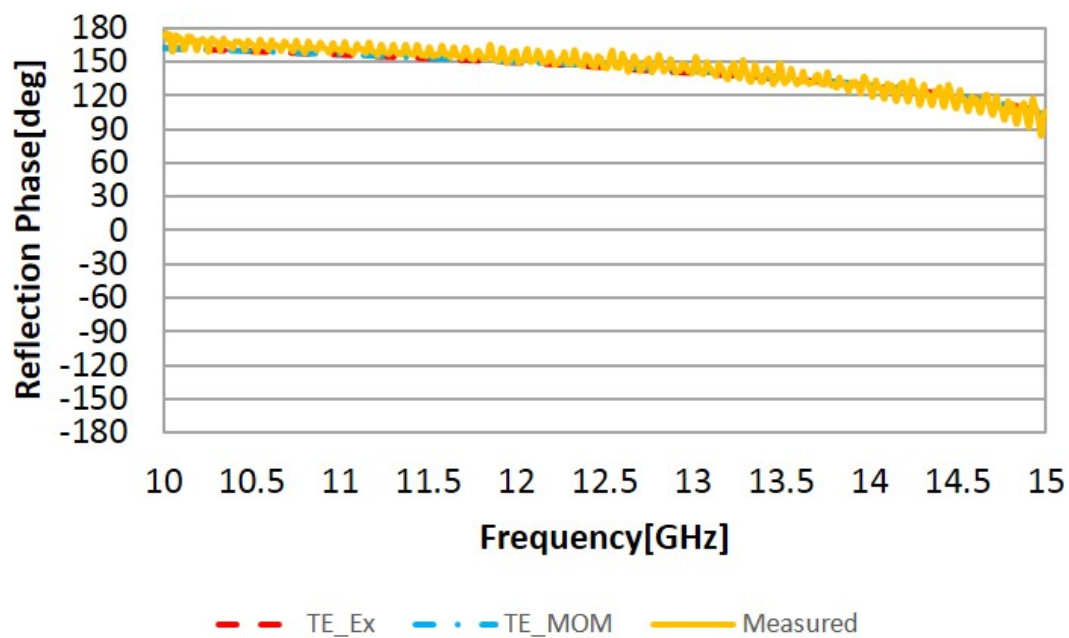


(b) TE 波

图 2.21 入射角 45 度



(a) TM 波



(b) TE 波

图 2.22 入射角 60 度

2.7 むすび

本章では金属板装荷 FSR の等価回路モデルを用いて斜め入射波における反射位相特性を求める計算式の導出した。導出した計算式を用いて、誘電体の厚さを変えたときの反射位相を算出し、モーメント法との比較結果から計算式の妥当性を検討した。

金属板装荷 FSR の等価回路モデルを用いて、斜め入射波の反射位相を求める計算式を導出した。

計算式を用いるために必要な正規化サセプタンス B を求めるための原理、および正規化サセプタンス B を求める式について示した。

計算式、および正規化サセプタンス B を用いて斜め入射波における反射位相を計算した。さらに、モーメント法との計算結果とを比較して導出した計算式の妥当性を検討した。

導出した計算式とモーメント法との計算結果に差異が生じた理由について、伝搬するモードの観点から考察を行った。

計算式を用いて製作したパッチ型金属板装荷 FSR の製作について示し、反射率測定装置で測定した測定値と計算式での計算結果、およびモーメント法での計算結果とを比較して、計算式の妥当性について確認した。

第3章 PMC特性を有する AMC 基板の設計法

3.1 はじめに

ダイポールアンテナをはじめとする線状アンテナ素子が金属に直接装荷できない問題については、一般的に知られている。しかしながら、AMC 基板を金属とアンテナ素子との間に挿入することにより、この問題が解決され、更にアンテナ全体の薄形化、低姿勢化が可能となる。そのためには、AMC 基板自体を薄形化する必要がある。また、PMC 特性を実現できる周波数特性を広帯域化できれば、その適用範囲も更に広がるものと考えられる。

従来より、金属板装荷 FSR によって実現できる AMC 基板の厚さや周波数帯域に関する研究がなされているが、その多くは市販のシミュレータを用いたパラメトリックスタディにより設計パラメータを決定している [42][43] ため、FSR や誘電体の設計パラメータと PMC 特性との関係が必ずしも明確ではなかった。一方、シミュレータを用いる代わりに、FSR をインピーダンス、金属板と FSR との間の誘電体を伝送線路で置き換えた等価回路モデルを用いた解析法も提案されている [46][18] が、導出される反射特性計算式では設計パラメータと PMC 特性との関係が明確ではなく、また、FSR のインピーダンスを近似的に求めている上に、解析できる FSR が平行格子やキャパシタンスグリッドなどの場合に限定されており任意の FSR 素子形状に適用することはできない。

第3章では、第2章で示した金属板装荷 FSR の反射位相を表わす計算式を用いて、AMC 基板が PMC 特性を有するための条件を示す。具体的には斜め入射による反射位相について前章では説明したが、ここでは入射角 θ が 0 度なる AMC 特性について条件式を改めて示す。なお、FSR のインピーダンスあるいは正規化アドミタンスの計算にはシミュレータを用いており、これにより、任意の素子形状で構成される FSR であっても、容易に FSR の正規化アドミタンス、さらには、金属板を装荷した場合の反射位相を計算することができる。

また、本手法を金属板装荷キャパシタンスグリッド [50] を用いた AMC 基板に適用し、モーメント法 [51] を用いた計算結果と比較することにより、その適用範囲を明確にする。最後に、キャパシタンスグリッドのインダクタンス成分が無視できるほど小さいものとし、上記反射位相計算式を用いて PMC 特性の周波数比帯域幅を求める式を導出することにより、金属板装荷キャパシタンスグリッドによって実現できる周波数比帯域幅は波長で規格化した AMC 基板の厚さと比例関係があることを示し、モーメント法を用いた計算によりその妥当性を確認する。

なお、本論文で用いたモーメント法は、文献 [48] を拡張し、無限の大きさを有する多層平面誘電体の任意の不連続面に任意形状の金属よりなる共振素子を周期的に無限配列し

た解析モデル（以下、FSR モデル），または，FSR モデルに金属板を装荷した解析モデル（以下，金属板装荷 FSR モデル）に，無限の大きさを持つ一様振幅の平面波が入射した場合の反射，透過特性を解析できるようにしたものである．

3.2 FSR で構成された AMC 基板の設計

3.2.1 AMC 基板が PMC 特性を有する条件

垂直入射すなわち θ が 0 度であるとき，金属板装荷 FSR の入力インピーダンス Z_{in} は次式となる．

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{B}{D} = \frac{jZ_0}{-B + \sqrt{\varepsilon_r} \cot \beta t} \quad (3.1)$$

これより，自由空間から入射した電磁波に対する，FSR，スペーサ，金属板の間の多重反射を考慮した反射係数 R は次式で表される．

$$\begin{aligned} R &= \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = -\frac{B - \sqrt{\varepsilon_r} \cot \beta t + j}{B - \sqrt{\varepsilon_r} \cot \beta t - j} \\ &= e^{j(2\phi \pm \pi)} \end{aligned} \quad (3.2)$$

ここで

$$\phi = \tan^{-1} \frac{1}{B - \sqrt{\varepsilon_r} \cot \beta t} \quad (3.3)$$

式 (3.2) より，金属板装荷 FSR の反射位相 Φ は次式となる．

$$\Phi = 2\phi \pm \pi \quad (3.4)$$

なお，反射振幅は，金属板を装荷していること，導体損失や誘電体損失を考慮していないことより，式 (3.2) に示したように 1 である．

以上より，式 (3.4) で表わされる反射位相 Φ が 0 となることが PMC の条件となる．すなわち， $\phi = \pm\pi/2$ であり，これを式 (3.3) に代入すると，PMC の条件は次式となる．

$$B = \sqrt{\varepsilon_r} \cot \beta t \quad (3.5)$$

式 (3.5) において，左辺は FSR の性質を表わすパラメータ B ，右辺は誘電体の設計パラメータである伝搬定数 β ，厚さ t であり，FSR と誘電体とが互いに従属の関係であることがわかる．例えば，FSR の設計諸元が与えられれば，所望の周波数において PMC 特性を有する誘電体の厚さ t は，次のように一意的に決まる，

$$\frac{t}{\lambda} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \tan^{-1} \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{B} \quad (3.6)$$

逆に，所望の誘電体の厚さ t が決まっているのであれば，FSR に要求される正規化サセプタンス B が一意的に決まることになり，AMC 基板の設計が容易になる．

また、式 (3.6) より、誘電体の厚さ t を薄くするには FSR の正規化サセプタンス B を大きな値に選ぶ必要があることがわかる。特に、FSR の正規化サセプタンス B が大きい場合には、式 (3.6) は

$$\frac{t}{\lambda} \approx \frac{1}{2\pi B} \quad (3.7)$$

と近似でき、PMC 特性を実現する誘電体の厚さ t は FSR の正規化サセプタンス B のみで決まり、誘電体の比誘電率 ε_r には依存しないことがわかる。

第2章で示した計算式より、 $\theta = 0$ とした場合の反射係数 R および透過係数 T は次のようになる。

$$R = \frac{1 - \sqrt{\varepsilon_r} - jB}{1 + \sqrt{\varepsilon_r} + jB} \quad (3.8)$$

$$T = \frac{2\sqrt{\varepsilon_r}}{1 + \sqrt{\varepsilon_r} + jB} \quad (3.9)$$

式 (3.9) より、透過位相 Φ_T は次のようにあらわすことができる。

$$\Phi_T = -\tan^{-1} \frac{B}{1 + \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.10)$$

これより、 B は次のように求めることができる。

$$B = -(1 + \sqrt{\varepsilon_r}) \tan \Phi_T \quad (3.11)$$

3.2.2 測定結果との比較

図 3.1 及び表 3.1 に測定した金属板装荷二重リング型 FSR の諸元を示す。二重リング形 FSR はリング径によって決まる 2 つの共振周波数を有し、これらの共振周波数では電波を全反射し、また、これら 2 つの共振周波数の間に電波を全透過する周波数を有する。測定に用いた FSR は厚さ 0.6 mm（誘電体厚さは 0.564 mm）の両面銅張 PPO 基板を用いてエッチングにより製作したものであり、これに厚さ 4.6 mm の発泡スチロールよりなるスペーサを介して金属板を装荷した。

図 3.2 に、金属板装荷 FSR の反射位相特性の測定結果を示す。実線は実測値を示し、一点鎖線はモーメント法（金属板装荷 FSR モデル）を用いた解析結果を示し、点線は式 (3.4) で求めた計算結果を示す。

測定結果は、50 cm 角の金属板装荷 FSR を開口径 40 cm の円形ホーンリフレクターアンテナの開口部に装着し、ネットワークアナライザにより測定された反射位相を金属板の反射位相と比較することにより求めたものである。測定結果に見られるリップルは、ホーンリフレクターアンテナの給電部と開口部に置かれた被測定物との間の多重反射によるものであり、幾何光学的には平面波であるホーンリフレクターアンテナ開口上の波面が波動的には位相分布を持つ [52] ために生じたものである。また、本手法における FSR の正

規化サセプタンス B は、図 2.3(a) の解析モデルにおいて ($\theta=0$)、FSR の部分を PPO 基板 (厚さ 0.564 mm, 比誘電率 3.45) を含む二重リング型 FSR, 下側の半無限領域の比誘電率を 1.2 とし、モーメント法 (FSR モデル) により解析した透過位相 Φ_T を用いて式 (3.11) により計算した。モーメント法 (金属板装荷 FSR モデル) を用いた反射位相と本手法で求めた計算結果とはグラフでは区別がつかないくらいに極めてよく一致している。また、いずれの結果においても 9.5 GHz 付近で反射位相が 0 度となる PMC 特性が確認でき、入射波の振幅分布が一様でないことによる解析モデルとの差異, 製作誤差, 測定誤差, また, 用いた誘電体の比誘電率の不確かさを考慮すると, 本手法の妥当性を示しているものと考えられる。

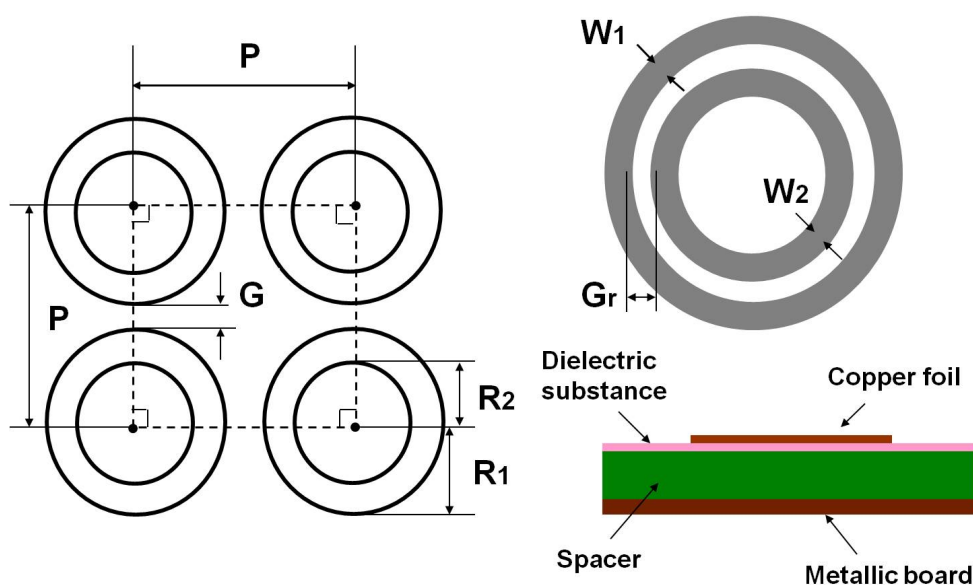


図 3.1 二重リング型 FSR の設計パラメータ

表 3.1 二重リング型 FSR の諸元値

FSR の諸元			
P	12.56mm	W_1	1.03mm
G	1.03mm	W_2	0.68mm
R_1	5.25mm	G_r	0.985mm
R_2	3.41mm	銅箔厚	0.018mm
比誘電率	3.45	誘電体厚	0.564mm
スペーサの諸元			
比誘電率	1.2	厚さ	4.6mm

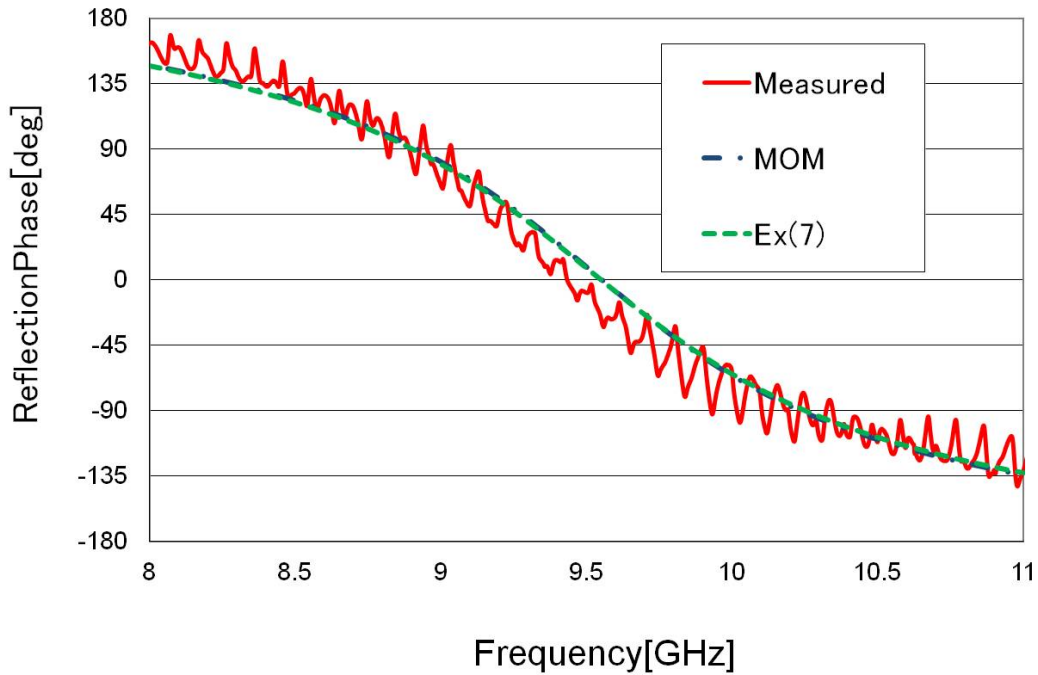


図 3.2 金属板装荷 FSR の反射位相特性

3.3 キャパシタンスグリッドの AMC 基板への適用

3.3.1 計算式の適合範囲

第2章では，金属板装荷 FSR で構成された AMC 基板において等価回路を用いた設計法と解析法を示した．しかし，FSR には多くの素子形状が存在するとともに一般には設計パラメータも多く，また，複雑な LC 回路として動作するために定性的にその性質を論じることが困難である．本節では，金属板装荷 FSR に代えて，その設計パラメータが少ないためにパラメトリックスタディが容易であり，また，近似的には C 成分のみで論じることができる金属板装荷キャパシタンスグリッドで構成された AMC 基板を例にし，等価回路より求めた計算式の適用範囲，PMC 特性比帯域幅について検討する．キャパシタンスグリッドは金属ストリップを周期的に配置したものであり，FSR と比較すると，FSR が二次元周期構造であるのに対しキャパシタンスグリッドは一次元周期構造である，FSR では任意の入射偏波に対して PMC 特性が期待できるがキャパシタンスグリッドでは金属ストリップの方向に直交する偏波に対してのみ PMC 特性を有する，などの点が異なるが，第2章の理論はそのまま適用できる．

図 3.3 に金属板装荷キャパシタンスグリッドの構造を示す．

キャパシタンスグリッド単体の透過位相 Φ_T はモーメント法（FSR モデル）により計算した．計算に用いたキャパシタンスグリッドの設計パラメータは $p = 10 \text{ mm}$ ， $w = 1 \text{ mm}$ であり，誘電体の比誘電率 ε_r を 1，2.65，5，10 と変化させている．図 3.4 より， ε_r を大

きくすることにより正規化サセプタンス B の値を大きくでき、AMC 基板の薄形化には高誘電率基板の採用が有効であることがわかる。

等価回路より求めた反射位相計算式の妥当性を確認するために、式 (3.4) による計算値とモーメント法（金属板装荷 FSR モデル）による計算結果と比較する。

図 3.5 に金属板装荷キャパシタンスグリッドの反射位相を示す。図 3.5 において、破線はモーメント法より求めた計算結果を、実線は式 (3.3) で求めた計算結果を示している。キャパシタンスグリッドの設計パラメータは $p = 10$ mm, $w = 1$ mm, 誘電体の比誘電率 ϵ_r は 2.65 である。また、誘電体の厚さ t は、1 mm, 2 mm, 5 mm である。図 3.5 より、誘電体の厚さが 5 mm の場合には両者は非常によく一致しているが、誘電体の厚さが薄くなるにつれ徐々に差異を生じていることがわかる。図 3.6 には両手法で計算した PMC 周波数 (反射位相が 0 となる周波数) f_0 を示している。

$t = 2$ mm のときの PMC 周波数は、モーメント法で求めた場合が 7.11 GHz, 式 (3.4) で求めた場合が 7.45 GHz であることより、誘電体の厚さが $1/20$ 波長以上であれば PMC 周波数の誤差は 5% 以下となり、これが本手法の適用範囲であると考えられる。なお、図 3.2 において両手法で計算した反射位相特性が極めてよく一致することを示したが、これは、スペーサとして用いた発泡スチロールの厚さが約 0.15 波長と十分厚かったためである。

誘電体の厚さが薄い場合の差異の原因は次のように考えられる。

1. 誘電体を含むキャパシタンスグリッドの正規化サセプタンス B は金属板が存在しない状態で算出している。しかし、誘電体の厚さが薄い場合には金属板がキャパシタンスグリッドに接近し、その影響を受けて正規化サセプタンス B の値が変化する。
2. 図 2.2 に示す等価回路は入射波に対応する無限一様振幅の平面波のみが伝搬する条件の下で成立する。一方、キャパシタンスグリッドや FSR を構成する金属素子近傍では、金属素子上に励起された電流からの散乱波により、周期的かつ複雑な電磁界となる。このような周期的な電磁界は Floquet モード [48] に展開して考えることができる。その基本モードは入射波に対応する無限一様振幅の平面波、高次モードはキャパシタンスグリッドや FSR の金属素子の配列周期に起因するグレーティングローブに対応する無限一様平面波であるが、一般には、金属素子の配列周期は波長に比べて小さい値が選ばれるため、高次モードは evanescent モードである。従って、金属素子から離れるに従って高次モードは急速に減衰して基本モードのみが伝搬することになり、この範囲内では等価回路は妥当であると考えられる。しかし、誘電体の厚さが薄い場合には、金属素子上に励起された電流によって発生した高次モードは金属板によって反射された後、十分に減衰しないで再び金属素子に入射することになる。等価回路では基本モードの伝搬のみを考慮しているため、誤差を生じる。

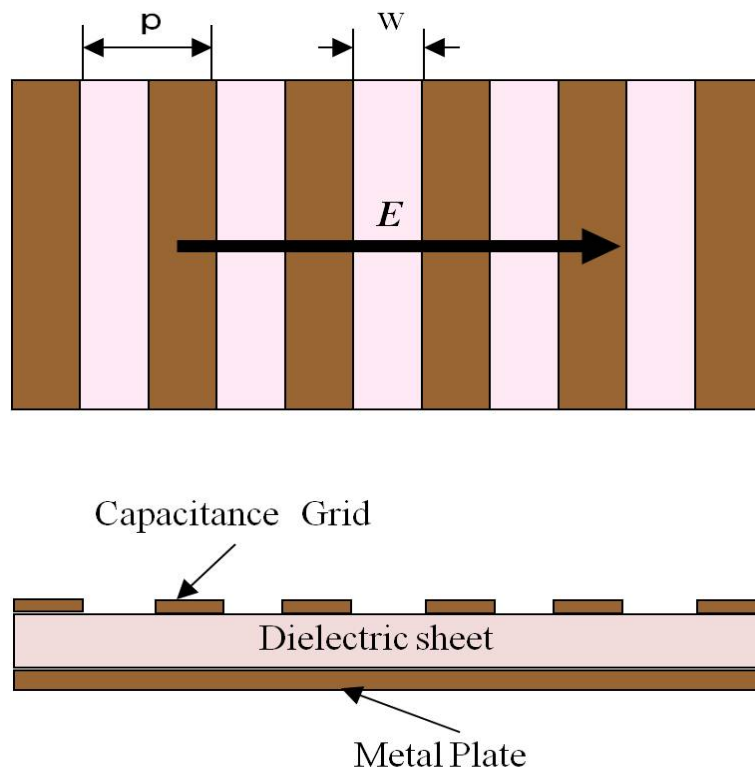


図 3.3 金属板装荷キャパシタンスグリッドの構造

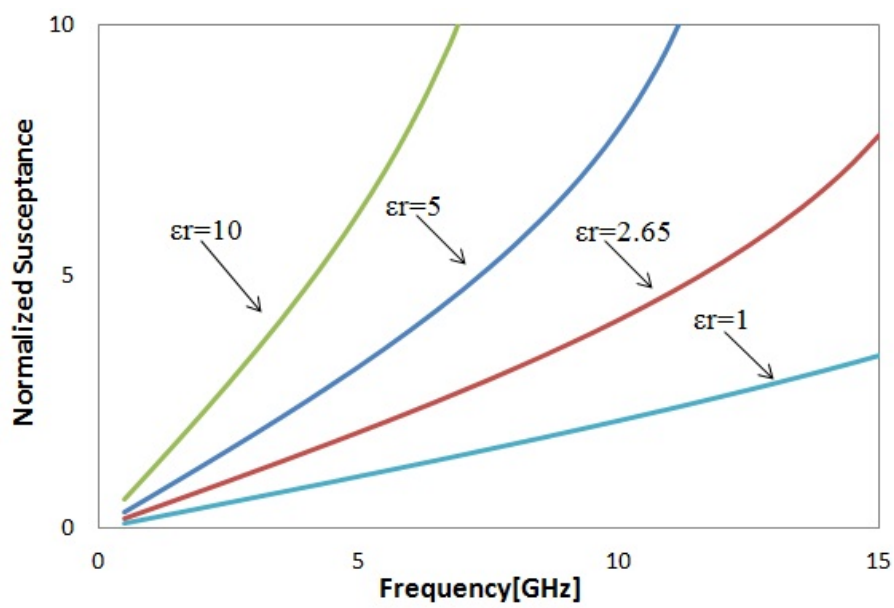


図 3.4 正規化サセプタンス B

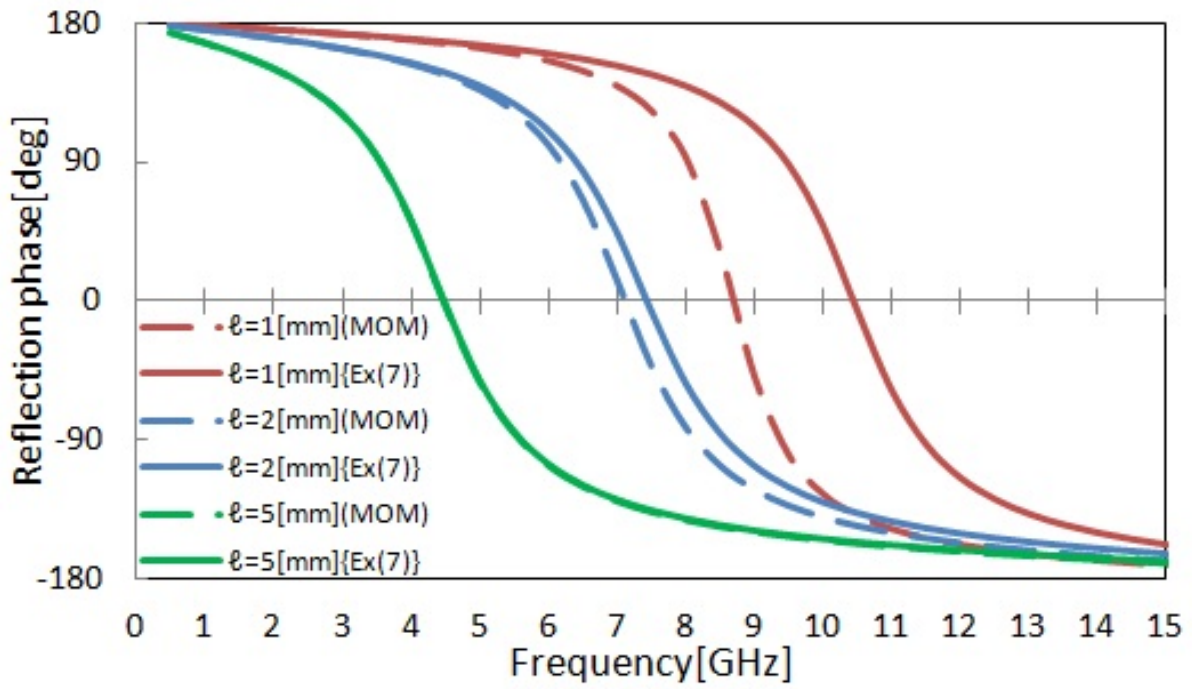


図 3.5 金属板装荷キャパシタンスグリッドの反射位相

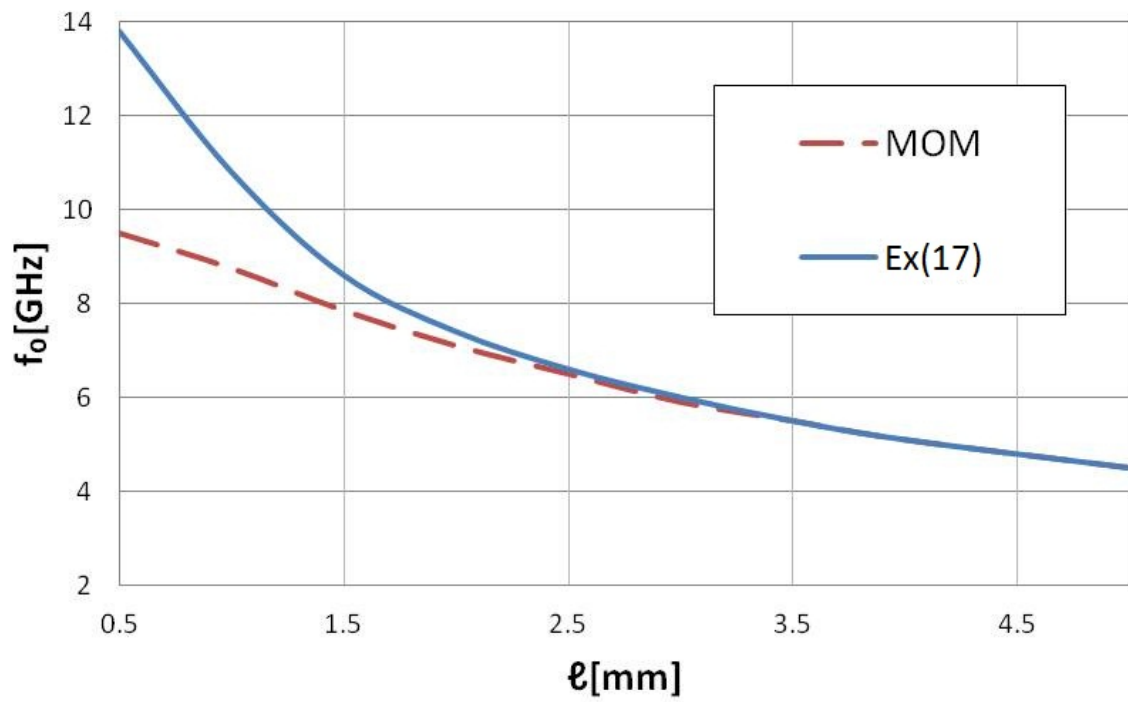


図 3.6 AMC 基板厚さと PMC 周波数

3.3.2 PMC 特性の比帯域

PMC 特性比帯域幅と基板厚さの関係を以下に示す．金属板装荷キャパシタンスグリッドの PMC 比帯域を定義するために， $\pm (\Delta\Phi)/2$ の領域が PMC 特性であると定義し，反射位相が 0deg となるときの周波数を f_0 ， $(\Delta\Phi)/2$ となるときの周波数を f_H ， $-(\Delta\Phi)/2$ となるときの周波数を f_L と定義する．

上記定義より $f_H - f_L$ で帯域を表し， f_0 で帯域を規格化すると特性比帯域幅 BW_s は次のように定義できる．

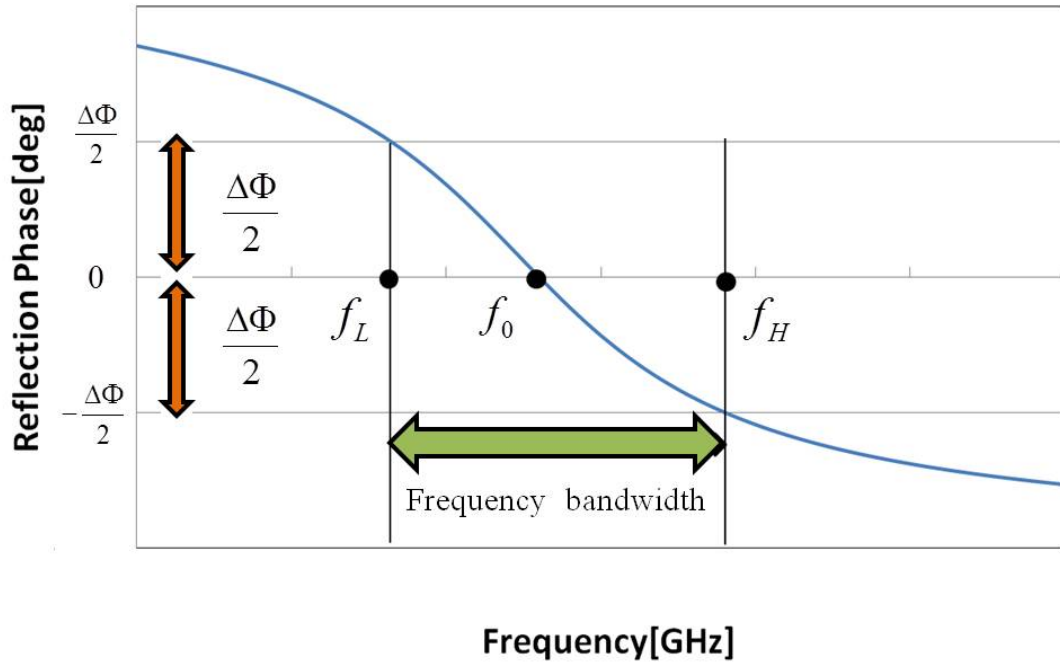


図 3.7 比周波数帯域幅の定義

$$BW = \frac{f_H - f_L}{f_0} \quad (3.12)$$

これを次のように定式化していく．

式 (3.3) および式 (3.4) より，次式が導かれる．

$$\tan \frac{\Phi}{2} = -\cot \phi = \sqrt{\epsilon_r} \cot \beta t - B \quad (3.13)$$

ここで，次の近似を用いる．

1. 誘電体厚さ t が波長に比べて十分小さいものとして， $\cot \beta t \approx 1/\beta t$ と近似する．

2. キャパシタンスグリッドがキャパシタンス成分 C のみであるとして $B \approx 2\pi C f$ と近似する.

このとき、式 (3.13) は次のようになる.

$$\tan \frac{\Phi}{2} = \frac{c_0}{2\pi t f} - 2\pi C f \quad (3.14)$$

ここで、 c_0 は真空中の光速である. まず、 $f = f_0$ のときに $\Phi = 0$ となる条件を式 (3.14) に代入して整理すると、 C は次のように表わされる.

$$C = \frac{c_0}{(2\pi f_0)^2 t} \quad (3.15)$$

これを式 (3.14) に代入すると、次の関係が導かれる.

$$f^2 + \frac{2\pi t}{c_0} f_0^2 \tan \frac{\Phi}{2} \cdot f - f_0^2 = 0 \quad (3.16)$$

この式に、 $f = f_H$ のときに $\Phi = -\Delta\Phi/2$ 、 $f = f_L$ のときに $\Phi = \Delta\Phi/2$ となる条件を代入すると次のようになる.

$$f_H^2 - \frac{2\pi t}{c_0} f_0^2 \tan \frac{\Delta\Phi}{4} \cdot f_H - f_0^2 = 0 \quad (3.17)$$

$$f_L^2 + \frac{2\pi t}{c_0} f_0^2 \tan \frac{\Delta\Phi}{4} \cdot f_L - f_0^2 = 0 \quad (3.18)$$

これより、次式が得られる.

$$BW = \frac{f_H - f_L}{f_0} = 2\pi \tan \frac{\Delta\Phi}{4} \frac{t}{\lambda_0} \quad (3.19)$$

ここで、 λ_0 は周波数 f_0 における自由空間での波長である. 式 (3.19) は、PMC 比帯域幅 BW は波長で規格化した誘電体厚さ t/λ_0 に比例し、その比例係数 $2\pi \tan \frac{\Delta\Phi}{4}$ はキャパシタンスグリッドの設計パラメータや誘電体の比誘電率 ϵ_r には依存しない定数であることを示している. すなわち、AMC 基板の厚さ t/λ_0 が決まれば一意的に PMC 比帯域幅 BW が決まり、従って、AMC 基板の広帯域化と薄型化とを同時に実現することはできないことがわかる.

導出した特性比帯域幅 BW を求める式 3.19 の妥当性を検証すべく、モーメント法を用いたパラメトリックスタディから検討を行った. 検討にあたり設計パラメータは表 3.2 の通りとし、PMC 比帯域 $\Delta\Phi$ については 60 deg と 180 deg について検討を行った.

上記の合計 420 とおりの組み合わせに対して反射位相特性をモーメント法（金属板装荷 FSR モデル）によって計算した. 計算したそれぞれの反射位相特性から f_0 、 f_H 、 f_L を求め、PMC 比帯域幅 BW を式 (3.12) により計算すると共に、設計パラメータで与えた誘電体厚さ t を f_0 で決まる波長 λ_0 で規格化し、前者を縦軸、後者を横軸にしてプロットしたものを図 3.9 に示す. 3.9(a) は $\Delta\Phi = 60\text{deg}$ の場合、3.9(b) は $\Delta\Phi = 180\text{deg}$ の場合であり、いずれの場合もプロットした点は前述のように 420 点ある. 図 3.9 より、PMC 比帯

域幅 BW の上限は、波長で規格化した誘電体厚さ t/λ_0 に比例し、その比例係数はキャパシタンスグリッドの設計パラメータや誘電体の比誘電率 ϵ_r には依存しないことがわかる。また、図には式 (3.19) の直線を実線で示している。 $\Delta\Phi = 60\text{deg}$, $\Delta\Phi = 180\text{deg}$ のいずれの場合においてもモーメント法で計算した PMC 比帯域幅 BW の上限とよく一致しており、式 (3.19) の妥当性、有効性を示しているといえる。

なお、図 3.9 において、上記直線にのらない計算結果が存在する。その原因は式 (3.19) を導出した際の近似条件を満足しない場合があるためであると考えられる。また、等価回路を用いた本手法の適用範囲は AMC 基板が $1/20$ 波長以上のある程度厚い場合となるが、PMC 比帯域幅 BW に関しては図 3.9 に示すように、AMC 基板が極めて薄い場合においてもよく一致していることがわかる。

表 3.2 BW の検討条件

評価項目	値
グリッド配列周期 P [mm]	5, 8, 10
グリッド幅 g [mm]	0.01, 0.02, 0.04, 0.08, 0.10, 0.20, 0.40
AMC 基板厚 t [mm]	0.164, 0.364, 0.764, 1.564, 3.164
比帯域 $\Delta\Phi$ [deg]	60, 180

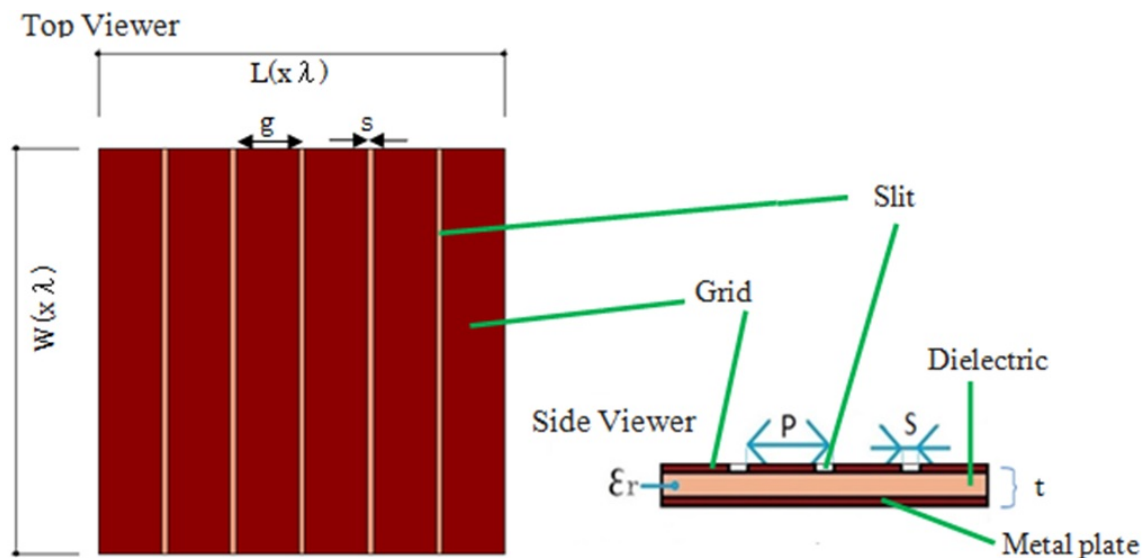
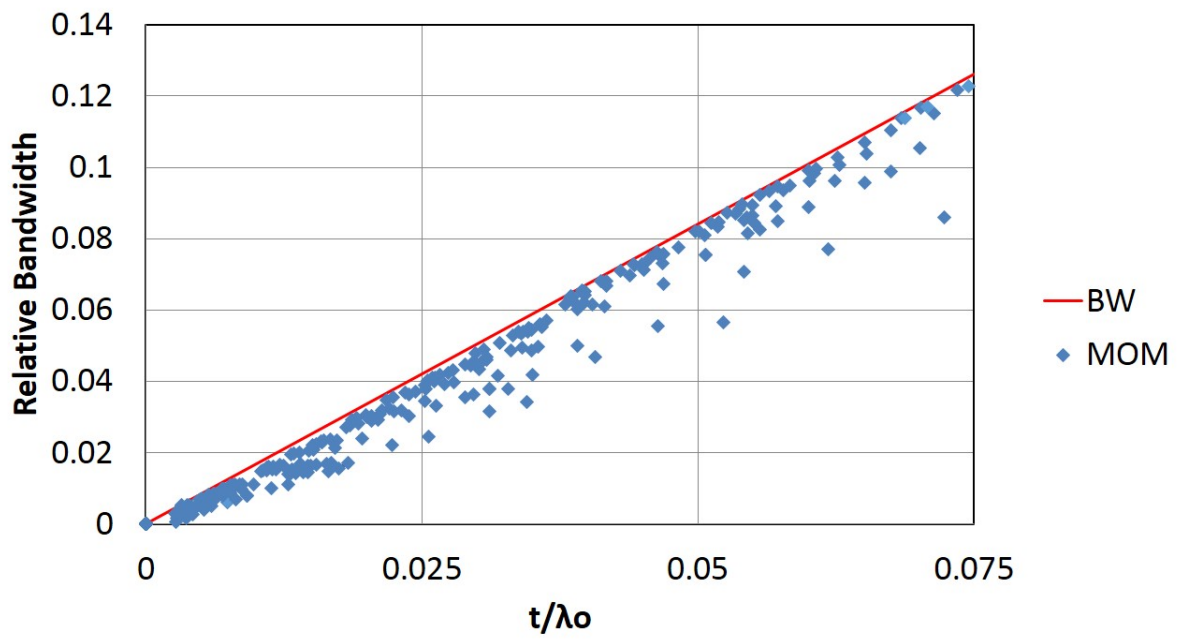
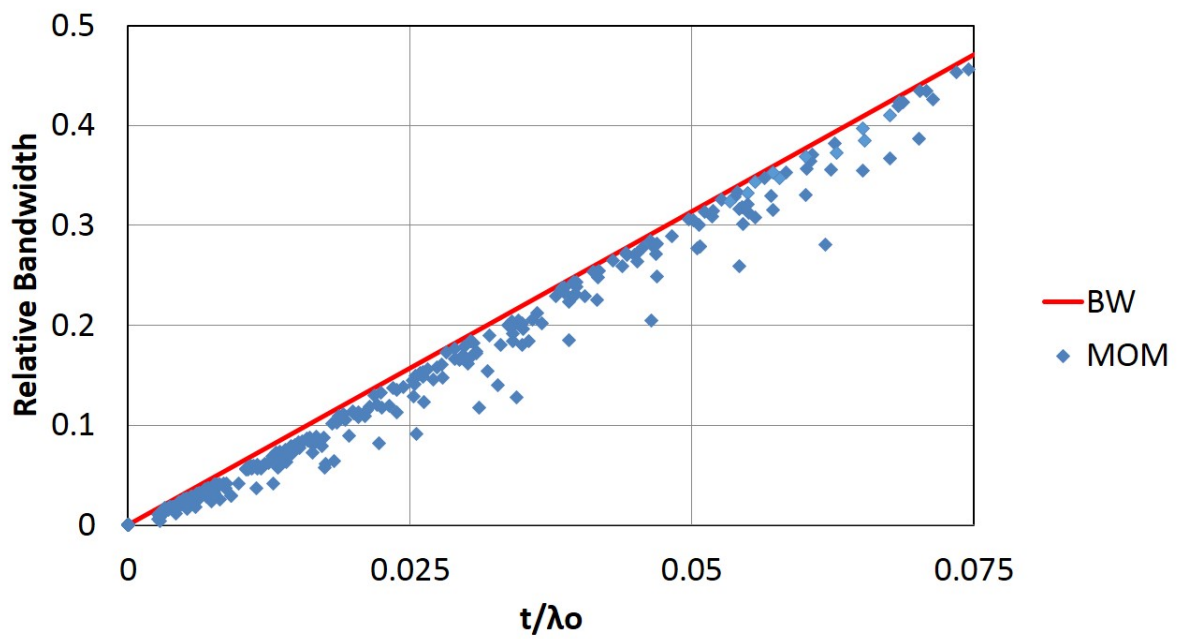


図 3.8 設計パラメータ



(a) $\Delta\Phi = 60^\circ$



(b) $\Delta\Phi = 180^\circ$

図 3.9 金属板装荷キャパシタンスの厚さと比帯域幅の関係

3.4 むすび

本章では、第2章で示した金属板装荷FSRの等価回路から導出した条件式を用いて、入射角が0度である場合の反射位相とサセプタンス B の定式化を行った。定式化した反射位相が妥当であるか確認するために、実測値とモーメント法による計算値を用いて検証を行った。検証の結果、所望の周波数において反射位相は0度となり、かつ各々の反射位相特性はよく一致することがわかった。垂直入射で定義された正規化サセプタンス B は、AMC基板がPMC特性をもつための条件式となる。この式から誘電体の厚さが1/20波長以上であればPMC周波数の誤差は5%以下となり適用範囲が明らかとなった。

第4章 金属板装荷キャパシタンスグリッドで構成したAMC基板上のダイポールアンテナの特性

4.1 はじめに

AMC 基板は垂直に入射する平面波に対して PMC 特性，すなわち所望の周波数における反射位相が0度となる特徴をもつ．AMC 基板として，方形のパッチを周期上に配置した [53]，犬の骨の形を模した形状 [54] や螺旋状に線路を設けたもの [55] などシミュレータによる解析を用いた特徴ある形状が数多く報告されている [56]～[62]．AMC 基板を用いた特性改善の報告として，多周波共用を図った例 [63]～[68] や広帯域化を図った例 [69]～[72]，放射パターンの制御を図った例 [83]，偏波の回転に応用した例 [84][85] など様々な提案がある．その他にアンテナの小形化を図った [73][74]，薄形化を図った [75]～[82] など AMC 技術を用いた多くの報告例がある．実運用を考慮し基材に柔軟性をもたせた例 [86] もある．

本章では第3章で示した AMC 基板の条件から，基板厚以外の設計パラメータが異なる各 AMC 基板の反射位相をモーメント法から算出し，いずれの AMC 基板であっても同等な PMC 周波数を有することを示す．

次に，各 AMC 基板および PMC 基板上アンテナのインピーダンス特性や放射特性を起電力法 [87] や有限要素法から算出し，各 AMC 基板が同等な特性を有することを示すと共に，PMC 基板と同等な特性を有することを示す．最後に所望の周波数帯域における PMC 特性の発現に加え，2 周波数共用の原理を示すと共に，各設計パラメータと共用の関係についてモーメント法や有限要素法から明らかにする．

最後に有限要素法と実測から AMC 基板上アンテナのインピーダンス特性や放射特性を測定し比較を行う．

4.2 AMC 基板のモデル

金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板の構造を図 4.1 に示す．

1 層目にストライプ状のグリッド，2 層目に誘電体，3 層目に金属板を装荷した構造となっており，設計パラメータはグリッド幅 g ，スリット幅 s ，基板厚 t ，比誘電率 ϵ_r ，基板縦幅 W ，基板横幅 L である．比誘電率 $\epsilon_r = 2.65$ ，基板厚 $t = 3.2$ mm の誘電体を用い，所望の第1周波数 f_1 を 10 GHz とし，無限に大きい AMC 基板に無限に大きい一様振幅の平

面波が垂直入射したときの反射位相が 0 deg となるよう、モーメント法を用いて AMC 基板を設計した。10 GHz において反射位相 Φ が 0 deg となる AMC 基板の設計パラメータ g と s との組み合わせは無限に存在するが、ここでは5つの設計例を示す。設計パラメータを表 4.1 に示し、設計したモデルのグリッドパターンを図 4.2 に示す。各グリッドパターンは同じ縮尺であるが、グリッドのピッチが異なるため見た印象が大きく異なる。表 4.1 に示した5つの AMC 基板の反射位相 Φ をモーメント法を用いて計算した。図 4.3 にその計算結果を示す。

図 4.3 より、各モデルは 10 GHz において反射位相 Φ が 0 deg となっており、また、グリッドパターンが大きく異なっているにもかかわらず、その周波数特性には大きな違いはないことがわかる。これは、AMC 基板厚 t が等しいためである。理想的な PMC 基板の反射位相 Φ は周波数に関わらず 0 deg 、PEC (Perfect Electric Conductor : 完全電気壁) 基板の反射位相 Φ は $\pm 180 \text{ deg}$ であり、反射位相 Φ が 0 deg に近いほど PMC 特性に近いことを表す。PMC と PEC の境界値を $\pm 90 \text{ deg}$ とすると、5つの AMC 基板の反射位相はいずれも境界値よりも十分に小さく、広帯域にわたって PMC 特性を発揮すると考えられる。

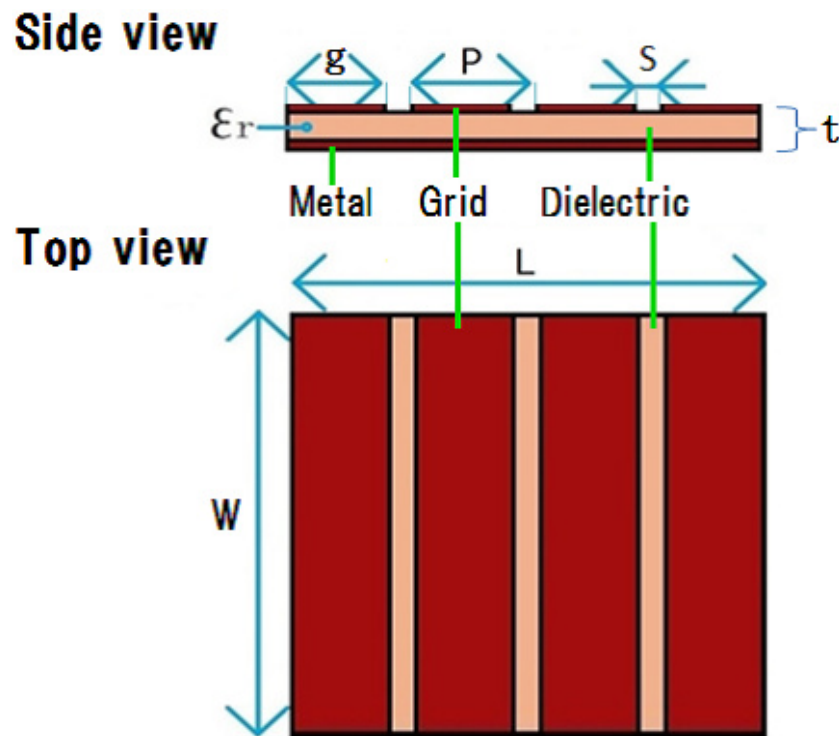


図 4.1 AMC 基板の構造

表 4.1 設計パラメータ
誘電体

$\varepsilon_r = 2.65$	$\tan\delta = 0.001$
------------------------	----------------------

設計パラメータ

Model	P [mm]	g [mm]	s [mm]	t [mm]
1-1	4.06	3.06	1.00	3.2
1-2	5.00	3.48	1.52	"
1-3	6.00	3.87	2.13	"
1-4	7.50	4.36	3.14	"
1-5	10.0	4.97	5.03	"

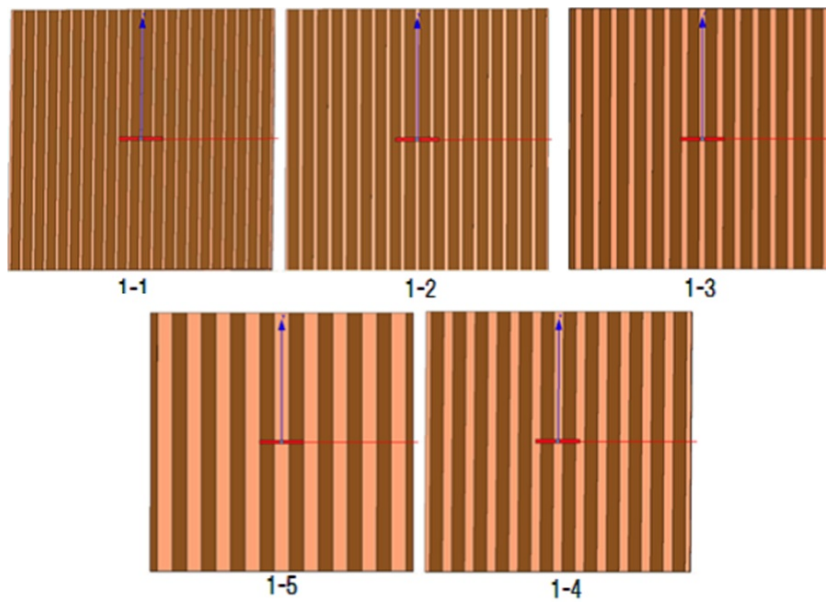


図 4.2 グリッドパターン (モデル 1-1～1-5)

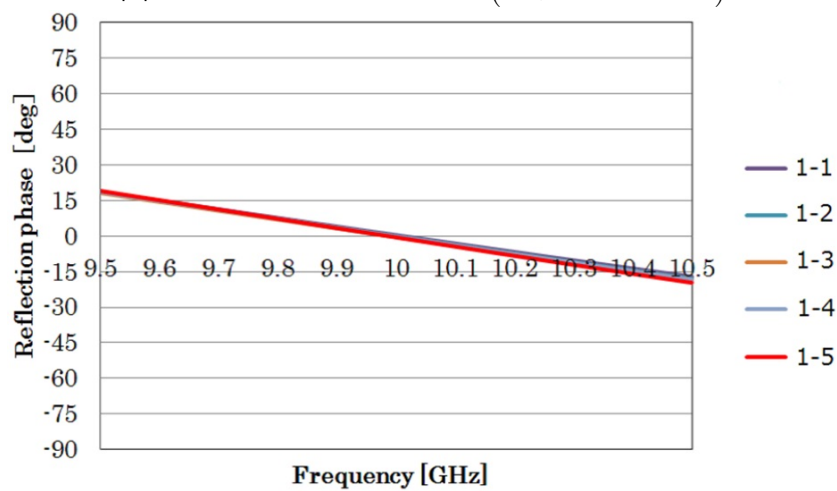


図 4.3 反射位相 (モデル 1-1～1-5)

4.3 無限サイズ AMC 基板上に配置したダイポールアンテナの特性

AMC 基板が無限大であるとし，第3章で設計した AMC 基板の反射位相を用い，AMC 基板上ダイポールアンテナのインピーダンス特性について起電力法から検証した．起電力法の原理を以下に示す．

基板が無限に大きく，かつ，基板の反射位相が入射角に関わらず一様に Φ であるとする．図 4.4 に示すように，実アンテナの自己インピーダンスとイメージによる相互インピーダンスよりインピーダンス特性を計算することができる．図 4.4 より，次の関係式が成立する．

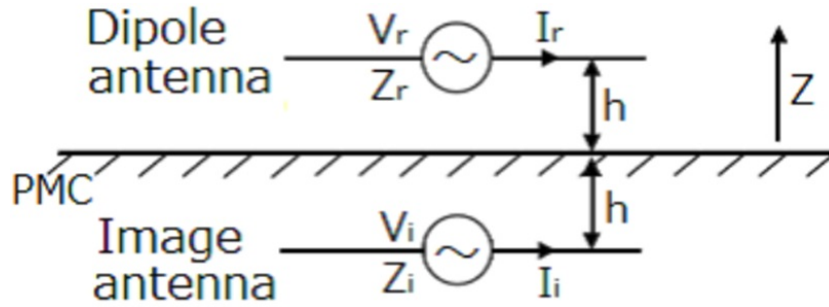


図 4.4 起電力法

$$V_r = Z_{11}I_r + Z_{12}I_i \quad (4.1)$$

$$V_i = Z_{22}I_i + Z_{21}I_r \quad (4.2)$$

ここで， Z_{11} ， Z_{12} はそれぞれ実アンテナの自己インピーダンスと相互インピーダンス，また， Z_{22} ， Z_{21} はそれぞれイメージアンテナの自己インピーダンスと相互インピーダンスであり， Z_{11} と Z_{22} ， Z_{12} と Z_{21} は同じ値となる．このとき，基板の反射位相は Φ であるため，イメージアンテナの電流 I_i の位相は実アンテナの電流 I_r の位相と Φ だけ異なり，次の関係となる．

$$I_i = I_r e^{j\Phi} \quad (4.3)$$

この関係を用いると，式 (4.1) は次のようになる．

$$V_r = (Z_{11} + Z_{12}e^{j\Phi})I_r \quad (4.4)$$

従って，実アンテナのインピーダンス Z_r は，次のように示すことができる．

$$Z_r = Z_{11} + Z_{12}e^{j\Phi} \quad (4.5)$$

上記の方法により，表 4.1 に示した 5 種類の AMC 基板および理想的な PMC 基板上に配置したダイポールアンテナのインピーダンス特性を算出した．その結果を図 4.5 に示す．AMC 基板に関する計算では式中の反射位相 Φ にモーメント法から算出した値を代入し，PMC 基板では周波数に関わらず 0° とした．アンテナは半径 0.5 mm の円柱型ダイポールアンテナとし，全長は $\lambda/2 = 15\text{ mm}$ ，アンテナと各基板との距離 h は $\lambda/20 = 1.5\text{ mm}$ とした．図 4.5 より，5 つの AMC 基板のインピーダンス特性は区別がつかないくらいよく一致しており，設計パラメータが異なるモデルであっても，基板厚 t が同じ AMC 基板上のアンテナのインピーダンス特性は同等な特性であることがわかる．これは，これらの基板の反射位相周波数特性がほぼ同じためである．また，これらを理想的な AMC 基板の場合と比較すると，反射位相が 0° となる 10 GHz においては $Z_r = 140 + j50\ \Omega$ と一致しているが， 10 GHz から離れるに従って反射位相が変化するために差異が生じ，特にリアクタンス成分 X に対して差異が顕著であることがわかる．なお，半端長ダイポールの自己インピーダンス Z_{11} は $73 + j43\ \Omega$ ， $h = 0$ の場合の相互インピーダンス Z_{12} も $73 + j43\ \Omega$ であるため，この場合には 10 GHz において $Z_r = 146 + j86\ \Omega$ となるが， $h = \lambda/20$ であることを考慮すると妥当と考えられる．

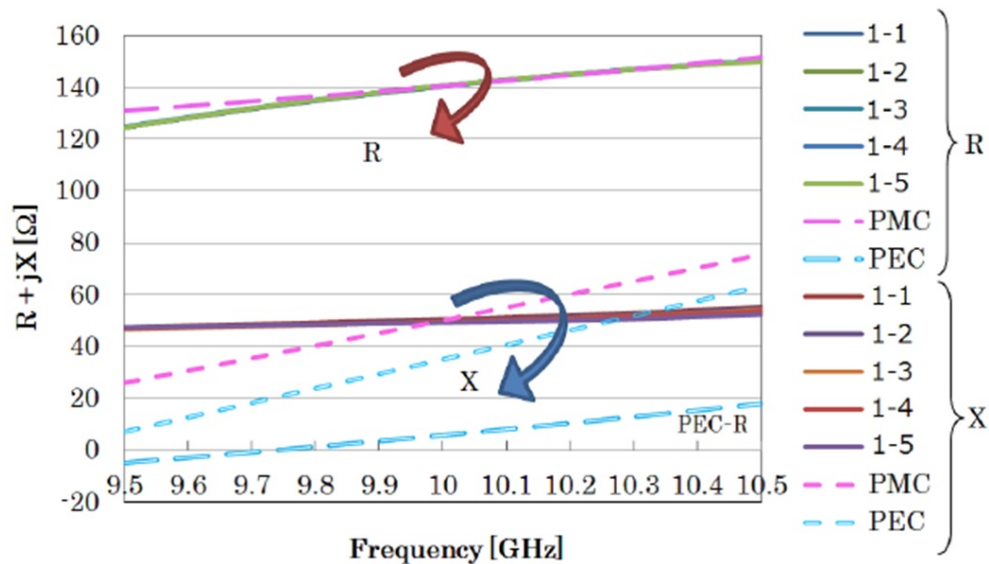


図 4.5 AMC 基板 (無限) 上アンテナのインピーダンス特性

4.4 有限サイズ AMC 基板上に配置したダイポールアンテナの特性

4.3 節では、無限サイズとなる 5 種類の AMC 基板あるいは PMC 基板を用いることで、半波長ダイポールアンテナがそれらに近接した際に動作できることをインピーダンスの観点から示した。しかしながら実運用を図る上では、無限サイズのみならず有限のサイズについても動作可能であることを検証する必要がある。

本節では、有限のサイズをもった AMC 基板上で半波長ダイポールアンテナが動作可能となるのか、インピーダンス特性の結果を用いて説明する。検証に用いた AMC 基板は、1 辺の長さが波長に対して十分に大きい $2.0 \sim 4.0\lambda$ 角の正方形とした。またグリッドパターンは、4.3 節のインピーダンス特性の結果から差異はないと判断し、1-1 と 1-5 のモデルを対象とした。

これら AMC 基板上における半波長ダイポールアンテナのインピーダンス特性について、有限要素法 (HFSS) を用いて 10 GHz 帯での数値解析を行った。搭載するアンテナは横幅 w が 1.2 mm の板状ダイポールアンテナとし、アンテナ基板間の距離 h は 1.5 mm ($\lambda/20$) とした。また誘電体の厚さ t は 3.2 mm である。解析モデルを図 4.6 に示す。なお作成した解析モデルは AMC 基板を yz 平面に、ダイポールアンテナを z 方向に設置し、メインビーム方向は x 方向とした。なお解析時におけるダイポールアンテナへの給電については、ダイポール間へのギャップ給電とした。

図 4.7 に有限サイズにおける AMC 基板および PMC 基板上ダイポールアンテナのインピーダンス特性を示す。図 4.7 の結果より、AMC 基板および PMC 基板における各サイズのインピーダンスは、 2.0λ のデータを除き、ダイポール単体の値に比べ R 成分では約 2 倍となる 200 Ω となり、 X 成分においては 15 Ω 程度でほぼ変わらないことがわかる。この結果は、前節の起電力法による無限サイズの説明と同じである。キャパシタンスグリッドで構成した AMC 基板が PMC 特性を示すためには、 2.5λ 角以上の大きさを持つ必要があることがわかった。

次に PMC 基板の放射パターンを図 4.8 に示し、各 AMC 基板の放射パターンを図 4.9 に示す。

図 4.8 より、 x 方向に約 5.0 dBi となる電界の放射が確認できた。各 AMC 基板のパターンは同じ傾向を示しているが、中でも 2.5λ と 3.0λ のサイズを用いた場合に x 方向に約 6.4 dBi を示した。図 4.9 においては、PMC 基板と同様に x 方向への放射が確認されたが、 2.0λ 角の AMC 基板を用いた場合 -6.3 dBi と大幅に低下した。

以上の結果より、有限サイズをもつ AMC 基板は、無限サイズの AMC 基板と同様に PMC 特性を所望の周波数において示すことが可能である。AMC 基板のサイズは、 2.5λ 角または 3.0λ 角が適当であるが、設計の単純化を図る上では 3.0λ にすることが好ましいと考える。また半波長ダイポールアンテナはこのような AMC 基板との距離を $\lambda/20$ という極めて近接した状態にすることが可能であることがわかった。これは薄形化のアンテナを実現する上で大きな優位点である。

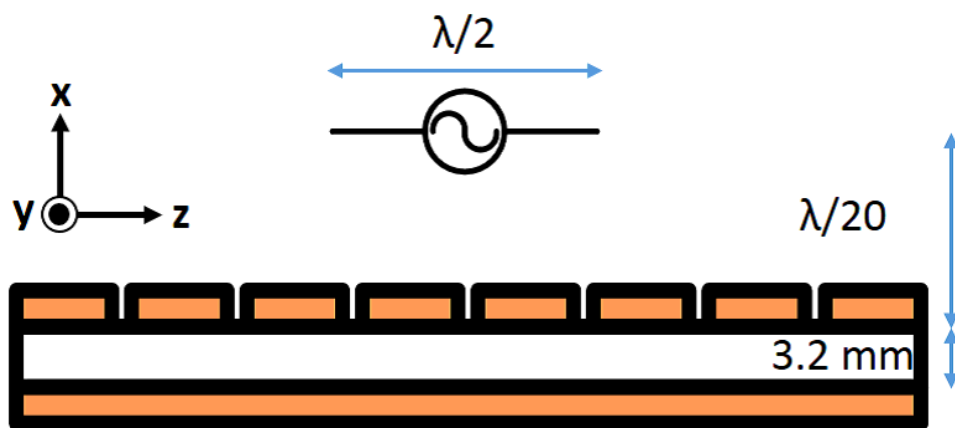


図 4.6 有限要素法における解析モデル

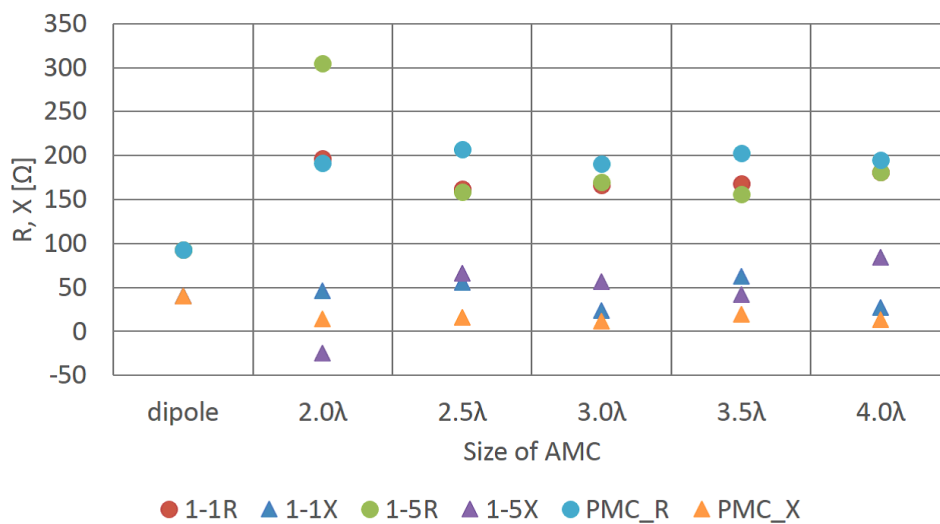
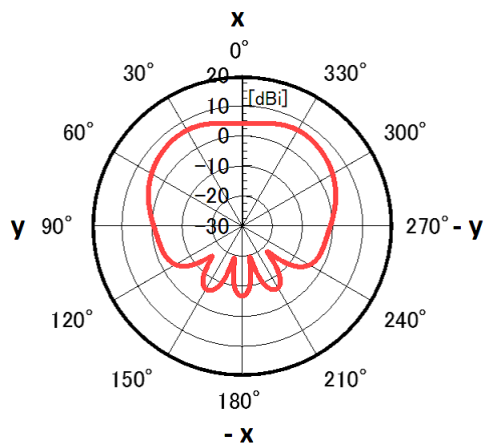
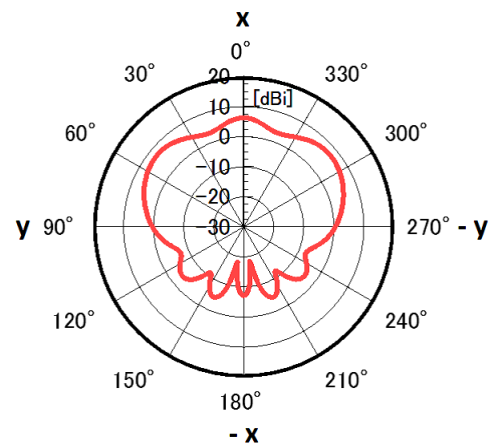


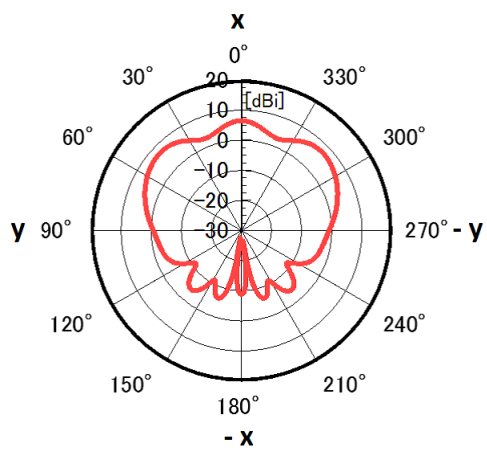
図 4.7 AMC 基板 (有限) 上アンテナのインピーダンス特性



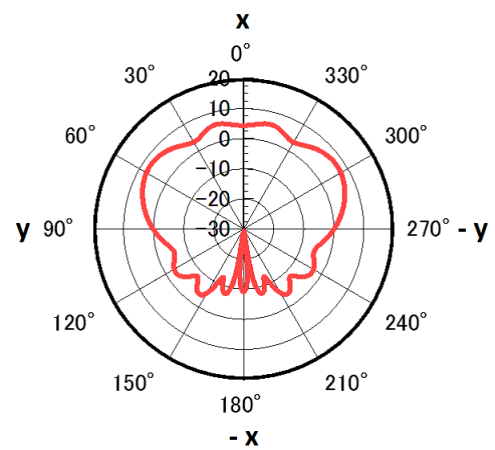
(a) 2.0λ



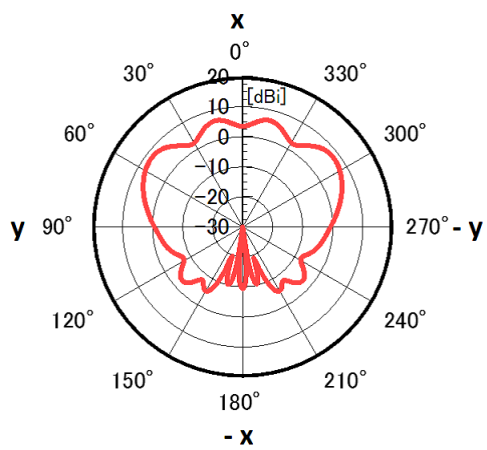
(b) 2.5λ



(c) 3.0λ

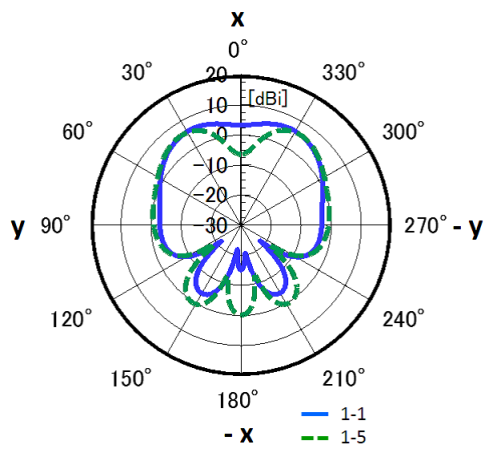


(d) 3.5λ

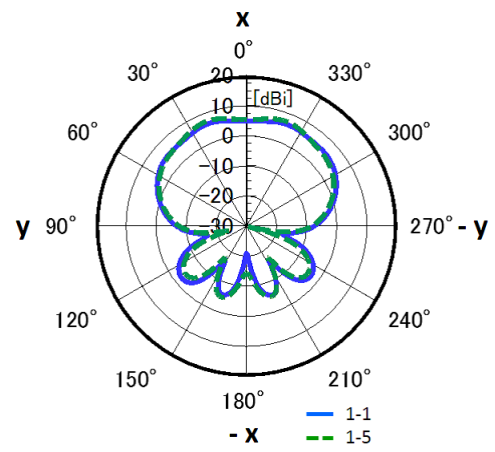


(e) 4.0λ

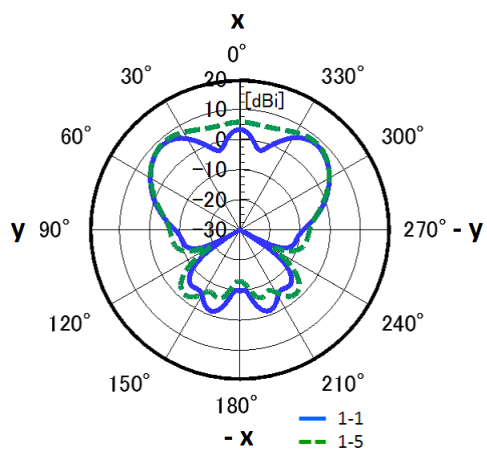
図 4.8 有限サイズ PMC 基板使用時の放射パターン (xy 面)



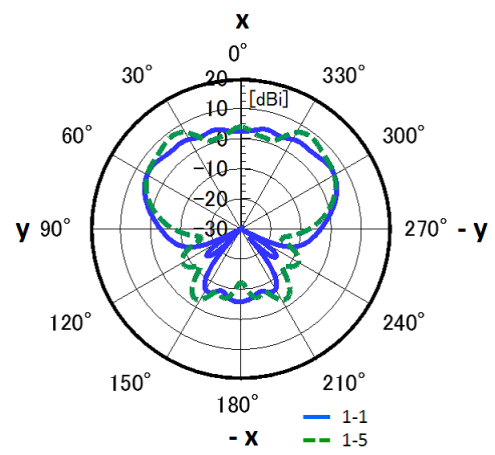
(a) 2.0λ



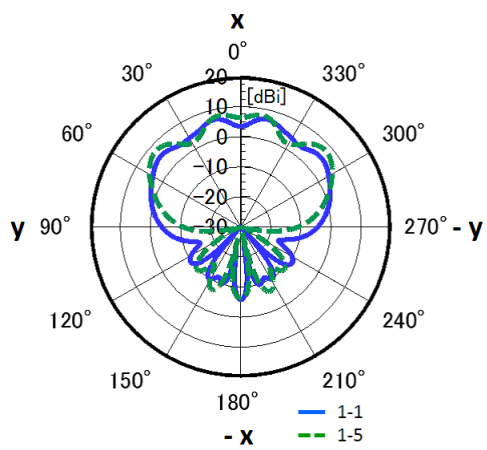
(b) 2.5λ



(c) 3.0λ



(d) 3.5λ



(e) 4.0λ

図 4.9 有限サイズ AMC 基板使用時の放射パターン (xy 面)

4.5 2周波数共用の検討

本節では PMC 特性の周波数共用について説明する．2 周波数共用の原理を図 4.10 に示す．まず，PMC 特性は $\sqrt{\varepsilon_r} \cot \beta t$ と B の交点で発揮する． B は正規化サセプタンス， β は

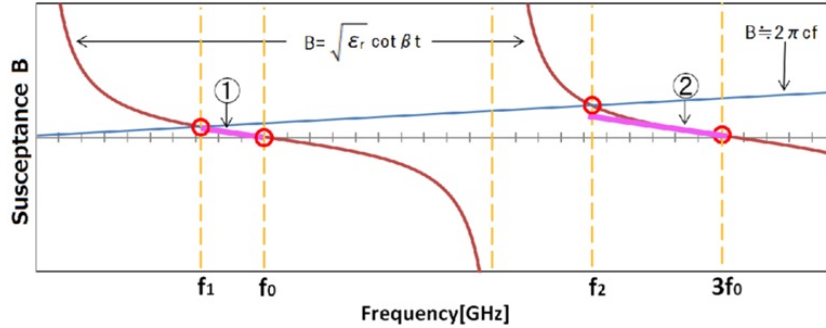


図 4.10 2 周波数共用の原理

誘電体中の伝搬定数， t は誘電体厚である．ここで，金属板装荷キャパシタンスグリッドがキャパシタンス成分 C のみであるとすると，PMC の条件は次式で表せる．

$$B \doteq 2\pi C f \quad (4.6)$$

また， $\sqrt{\varepsilon_r} \cot \beta t$ は $\beta t = \pi/2$ および $3\pi/2$ のときに 0 となり， $\beta t = \pi/2$ 付近において $\sqrt{\varepsilon_r} \cot \beta t$ を直線近似し，式 (4.7) のように表す．

$$\sqrt{\varepsilon_r} \cot \beta t \doteq a(f - f_0) \quad (0 < \beta t \leq \pi) \quad (4.7)$$

上記式中において a は傾き， f_0 は $\sqrt{\varepsilon_r} \cot \beta t$ が 0 となる周波数である．ここで，PMC 特性を得られる第 1 周波数を f_1 とすると，式 (4.6)，式 (4.7) より次式のように表せる．

$$2\pi C f_1 = a(f_1 - f_0) \quad (4.8)$$

また，式 (4.8) より第 1 周波数 f_1 は式 (4.10) のように表せる．

$$f_1 = \frac{a f_0}{(a - 2\pi C)} \quad (4.9)$$

同様に，第 2 周波数 f_2 は， $\beta t = 3\pi/2$ 付近において次式が成り立つ．

$$2\pi C f_2 = a(f_2 - 3f_0) \quad (4.10)$$

さらに，式 (4.10) より第 2 周波数 f_2 は次式で表せる．

$$f_2 = \frac{3a f_0}{a - 2\pi C} \quad (4.11)$$

式 (4.9)，式 (4.11) より第 1 周波数 f_1 と第 2 周波数 f_2 は以下の関係が成り立つ．

$$3f_1 = f_2 \quad (4.12)$$

以上より，第 2 周波数 f_2 は第 1 周波数 f_1 の 3 倍となることがわかる．

4.5.1 無限 AMC 基板における 2 周波共用の検討

所望の第 1 周波数 f_1 は 1, 2, 3, 5, 8, 10 GHz とし, 各周波数において反射位相が 0 deg となる AMC 基板をモーメント法から検討した. この際, グリッド配列周期 P 以外の設計パラメータは固定し, 各周波数に対して最適なグリッド配列周期 P を決定した. 設計した AMC 基板の設計パラメータを表 4.2 に示す. また検討結果を図 4.11 に示す.

表 4.2 P を変化させた各基板の設計パラメータ

Model	f_1	P [mm]	s [mm]	g [mm]	t [mm]	ε_r	$\tan\delta$
2-1	1	90.25	0.5	89.75	0.8	2.65	0.001
2-2	2	44.84	0.5	44.34	0.8	2.65	0.001
2-3	3	29.66	0.5	29.16	0.8	2.65	0.001
2-4	5	17.49	0.5	16.99	0.8	2.65	0.001
2-5	8	10.61	0.5	10.11	0.8	2.65	0.001
2-6	10	8.31	0.5	7.81	0.8	2.65	0.001

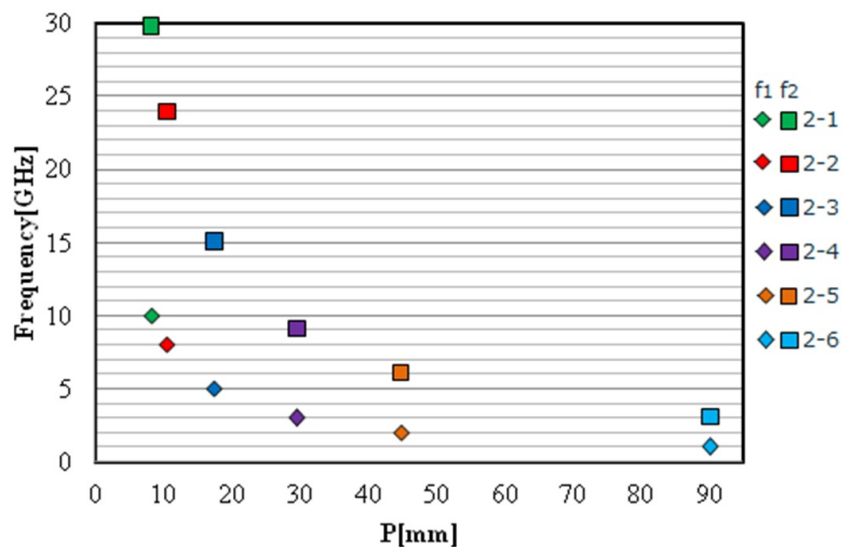


図 4.11 2 周波共用の検討

いずれのモデルも所望の第 1 周波数 f_1 において反射位相が 0 deg となっており, PMC 特性を得られることがわかる. 一方で第 2 周波数 f_2 は, 第 1 周波数 f_1 から約 3 倍離れた周波数において PMC 特性を示しており, 式 (4.12) で示した通りの結果となった.

4.5.2 2周波数と設計パラメータの関係

2周波を実現するにあたり，設計パラメータとの関係について示す．ここではスリット幅 s と第2周波数との関係を示す．第1周波数 f_1 と第2周波数 f_2 の間隔をコントロールすべく，スリット幅 s と周波数の関係についてモーメント法から検討した．設計条件は基板厚 t を 0.8 mm に固定し，スリット幅 s を 0.1~2 mm まで変化させた．所望の第1周波数 f_1 は 10 GHz し，10 GHz において反射位相が 0 deg となる最適なグリッド幅 g を決定した．設計した AMC 基板の設計パラメータを表 4.3 に示す．

検討結果を図 4.12 に示す．ベースとした 2-6 モデルの第2周波数 f_2 /第1周波数 f_1 は約 3 倍となっており，スリット幅 s を広げると高周波側にシフトし，狭めると低周波側周波側にシフトすることがわかる．以上の結果より，スリット幅 s を操作して 2 周波の間隔を調整できることが分かる．

表 4.3 スリット幅 s を変化させた各基板の設計パラメータ

Model	P [mm]	s [mm]	g [mm]	t [mm]	ϵ_r	$\tan\delta$
3-1	7.41	0.1	7.31	0.8	2.65	0.001
3-2	7.69	0.2	7.49	0.8	2.65	0.001
3-3	7.92	0.3	7.62	0.8	2.65	0.001
3-4	8.13	0.4	7.73	0.8	2.65	0.001
2-6	8.31	0.5	7.81	0.8	2.65	0.001
3-5	9.08	1.0	8.08	0.8	2.65	0.001
3-6	9.07	1.5	8.20	0.8	2.65	0.001
3-7	10.27	2.0	8.27	0.8	2.65	0.001

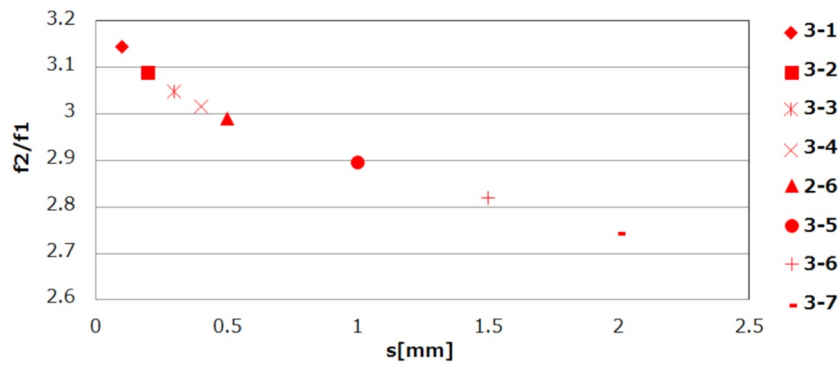


図 4.12 スリット幅 s と周波数の関係

次に基板厚 t と第2周波数の関係を示す．第1周波数 f_1 と第2周波数 f_2 の間隔をコントロールすべく，基板厚 t と2周波数の関係についてモーメント法から検討した．所望の第1周波数 f_1 は上記と同じ 10 GHz とし，設計条件はスリット幅 s を 0.5 mm に固定し，基板厚 t を 0.5~4 mm まで変化させて最適となるグリッド幅 g を決定した．上記条件を満たす AMC 基板の設計パラメータを表 4.4 に示す．

検討結果を図 4.13 に示す．ベースとしたモデル 2-6 の第 2 周波数 f_2 /第 1 周波数 f_1 は約 3 倍となっており，基板厚 t を厚くすると高周波側にシフトし，2.5 mm を境に再び低周波側にシフトすることがわかる．以上のことから，基板厚 t およびスリット幅 s を操作し，2 周波数の間隔を調整できるといえる．

本節では金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板の 2 周波数共用について検討し，PMC 条件から 2 周波数共用の原理について示した．次に所望の周波数が異なる AMC 基板の 2 周波数共用についてモーメント法から検討し，いずれのモデルも約 3 倍となることを示した．設計パラメータと 2 周波数との共用では，スリット幅 s および基板厚 t を調整し，1 周波数目を固定したまま 2 周波数目の調整が可能であることを示した．最後に基板サイズと 2 周波数共用について検討し，有限サイズとした場合にも 2 周波数共用が実現可能であることを示した．しかし，基板サイズを波長比で規格化した際に，2 波長で規格化した際に特性が悪くなったため，今後さらなる検討が必要である．

表 4.4 基板厚 t を変化させた各基板の設計パラメータ

Model	P [mm]	s [mm]	g [mm]	t [mm]	ε_r	$\tan\delta$
4-1	8.87	0.5	8.37	0.5	2.65	0.001
2-6	8.31	0.5	7.81	0.8	2.65	0.001
4-2	7.73	0.5	7.23	1.0	2.65	0.001
4-3	6.39	0.5	5.89	1.5	2.65	0.001
4-4	5.14	0.5	4.64	2.0	2.65	0.001
4-5	4.11	0.5	3.61	2.5	2.65	0.001
4-6	3.27	0.5	2.77	3.0	2.65	0.001
4-7	2.53	0.5	2.03	3.5	2.65	0.001
4-8	1.80	0.5	1.30	4.0	2.65	0.001

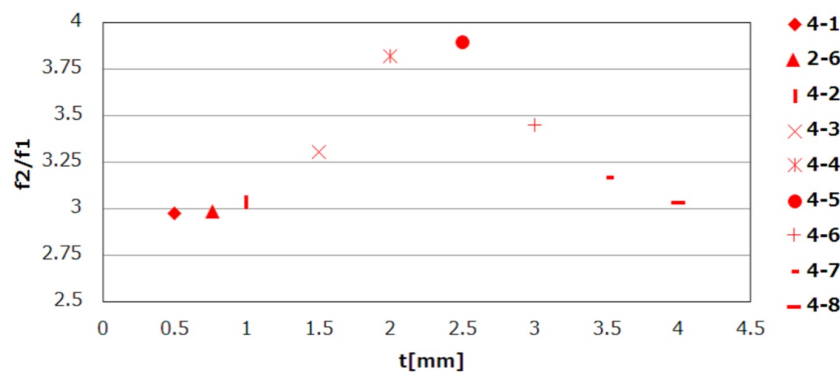


図 4.13 基板厚 t と周波数の関係

4.6 測定値との比較

4.6.1 モーメント法を用いた試作モデルの設計

ここまで 10 GHz 帯について検討したが、実用性について評価すべく測定が容易な 2 GHz 帯について検討を行った。検討方法としては、モーメント法から算出した設計パラメータを基に有限モデルを設計し、有限要素法 (HFSS) を用いて 2 GHz 帯において PMC 特性を発現することを確認する。確認後にモデルの製作および測定を行い、所望の特性を発現するかの確認を行う。

設計にあたり所望の第 1 周波数 f_1 は 2 GHz、スリット幅 s は製作精度を考慮して 0.5 mm とし、反射位相が 0 deg となる AMC 基板をモーメント法から設計した。設計した AMC 基板の設計パラメータを表 4.5、反射位相特性を図 4.14、グリッドパターンとアンテナを図 4.15 に示す。

搭載するアンテナは、横幅 w が 5 mm の板状ダイポールアンテナとし、アンテナ長は 67 mm、アンテナとグリッド間の距離 h は 7.5 mm ($\lambda/20$) とした。 $h = 7.5$ mm のうち 0.8 mm はアンテナ素子搭載した誘電体基板 (比誘電率 $\epsilon_r = 2.65$, $\tan\delta = 0.001$) とし、残りの 67 mm は発泡スチロールとした。

上記モデルの反射位相 Φ をモーメント法から算出すると、図 4.14 に示すように第 1 周波数 f_1 である 2 GHz、約 3 倍離れた第 2 周波数 f_2 の 6.2 GHz において反射位相 Φ が 0 deg となっており、PMC 特性を有していることが分かる。

表 4.5 AMC 基板の設計パラメータ

P [mm]	s [mm]	g [mm]	t [mm]	ϵ_r	$\tan\delta$
39	0.5	38.5	3.2	2.65	0.001

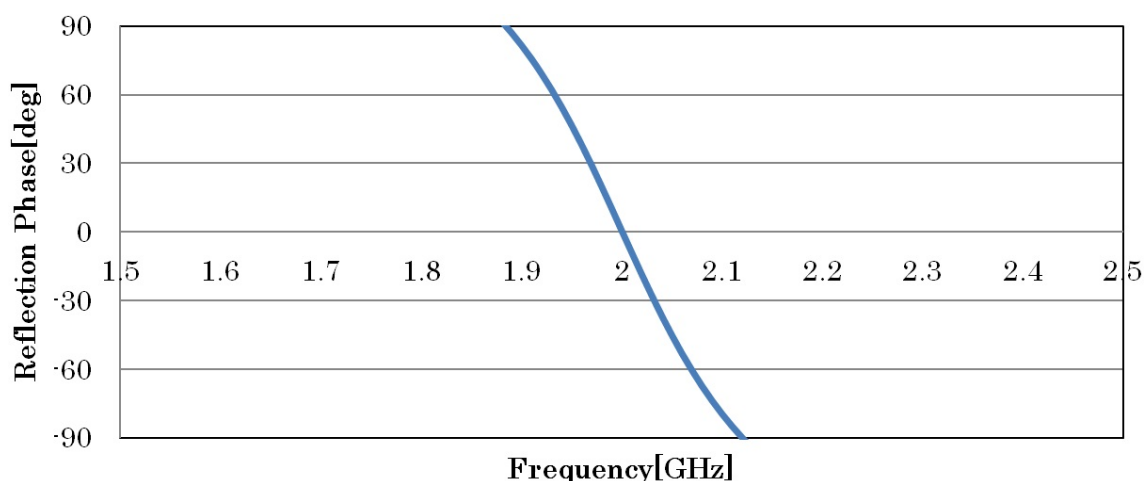


図 4.14 反射位相特性

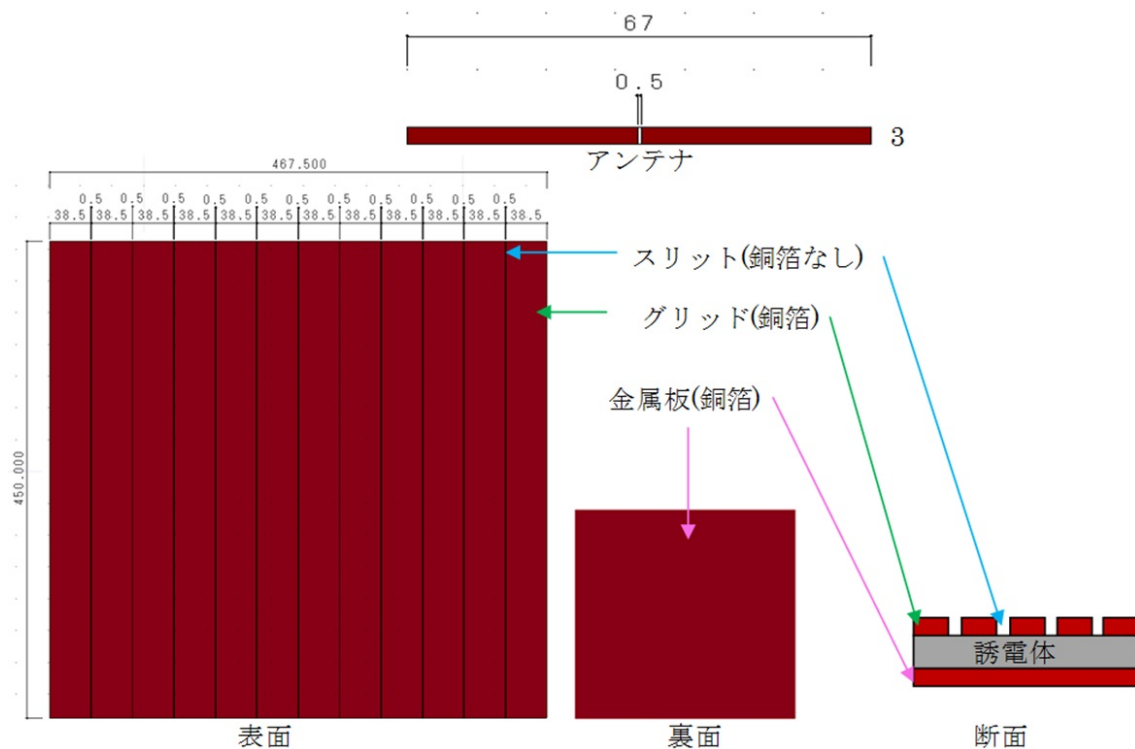


図 4.15 グリッドパターンとアンテナ基板

4.6.2 有限要素法を用いた検討

モーメント法から算出した設計パラメータを用い，試作モデルの設計をおこなった．搭載するアンテナは $\lambda/2$ 板状ダイポールアンテナとし，使用する基板は0.8 mmのR4737基板を使用し，アンテナグリッド間の距離 h は0.764 mmとした．

上記で設計したAMC基板を用い，所望の帯域において特性を発揮することや2周波数共用の有効性を明らかにすべく，AMC基板上アンテナのインピーダンス特性やVSWR特性，放射特性について有限要素法から検討した．有限要素法ではAMC基板を yz 平面に，ダイポールアンテナを z 方向に設置し，メインビーム方向は x 方向として解析を行った．

設計したモデルの設計パラメータを表4.6に示し，モデルが有するインピーダンス特性やVSWR特性，放射パターンを図4.16～4.20に示す．

第1周波数 f_1 のインピーダンス特性より，約1.9 GHz付近において $R = 50$ ， $X = 0$ を示し，VSWR特性では1.65 ～ 2.05 GHzにおいてVSWRが3以下となった．よって，所望の周波数である2 GHzから低周波側に特性がシフトしたが，PMC特性を発揮していることがわかる．

次に第2周波数 f_2 のインピーダンスより， R 成分が低い約5.7 GHz付近において $R = 30$ ， $X = 0$ を示し，VSWR特性では5.6～5.9 GHzにおいてVSWRが3以下となった．

放射特性では，各 xy 平面および xz 平面において，主ビーム方向である x 方向に放射を確認できる．また，基板近傍においても放射を確認し，第1周波数 f_1 および第2周波数 f_2 帯共に放射することを示した．

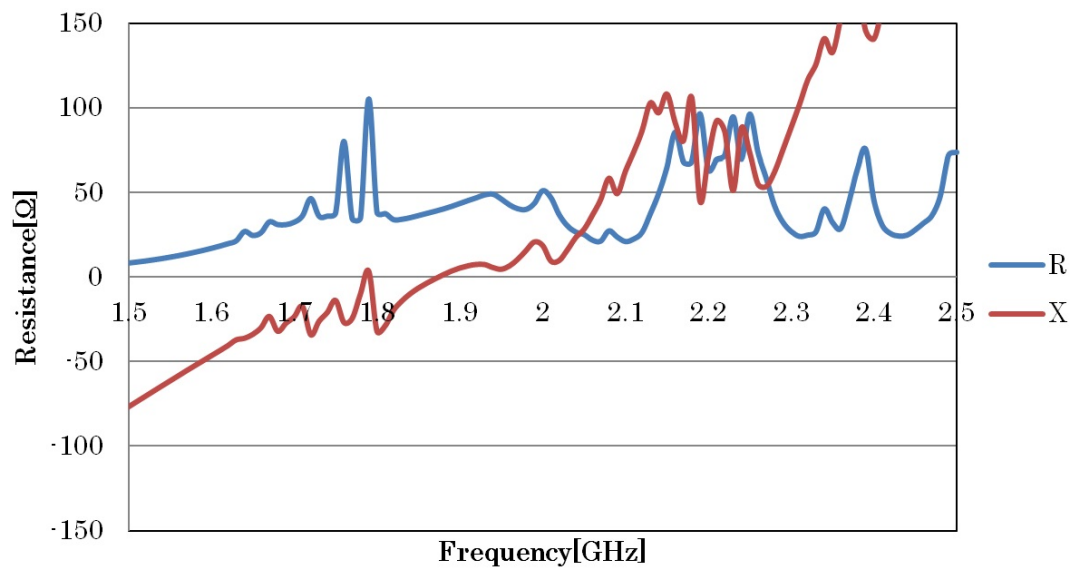


図 4.16 インピーダンス特性（第1周波数）

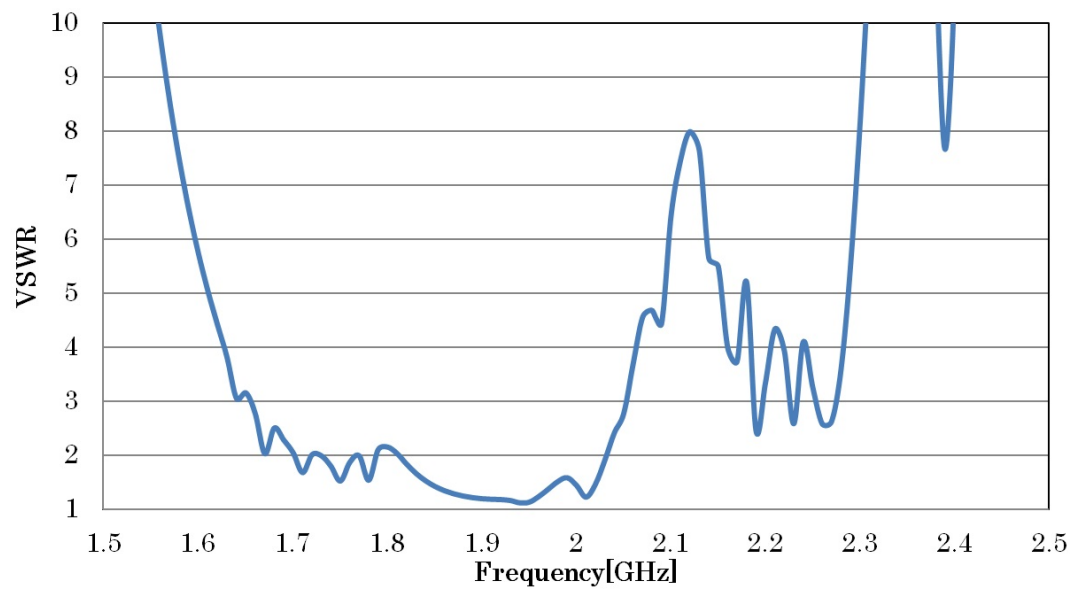


図 4.17 VSWR 特性（第1周波数）

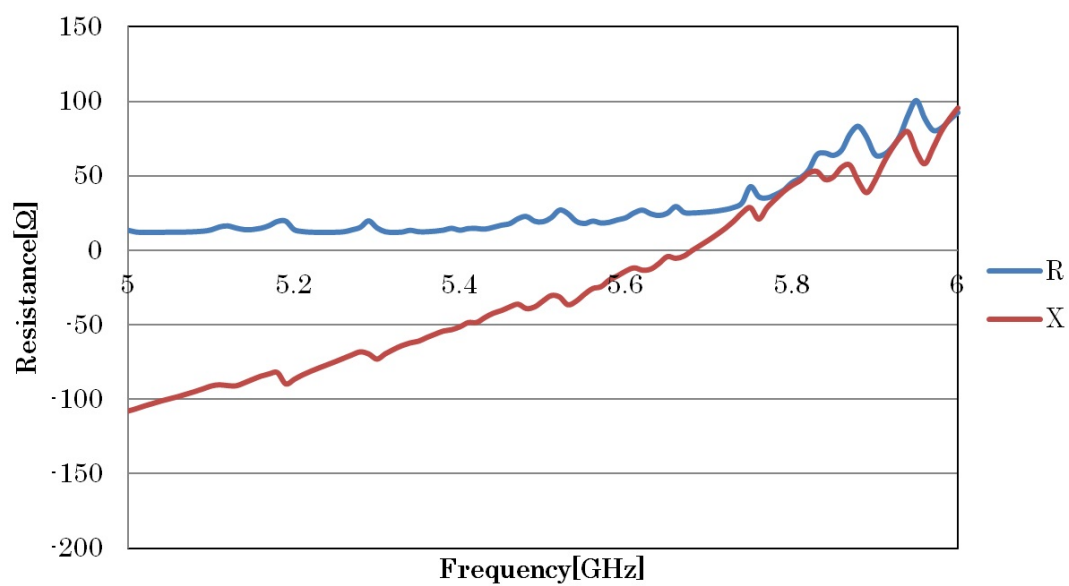


図 4.18 インピーダンス特性（第2周波数）

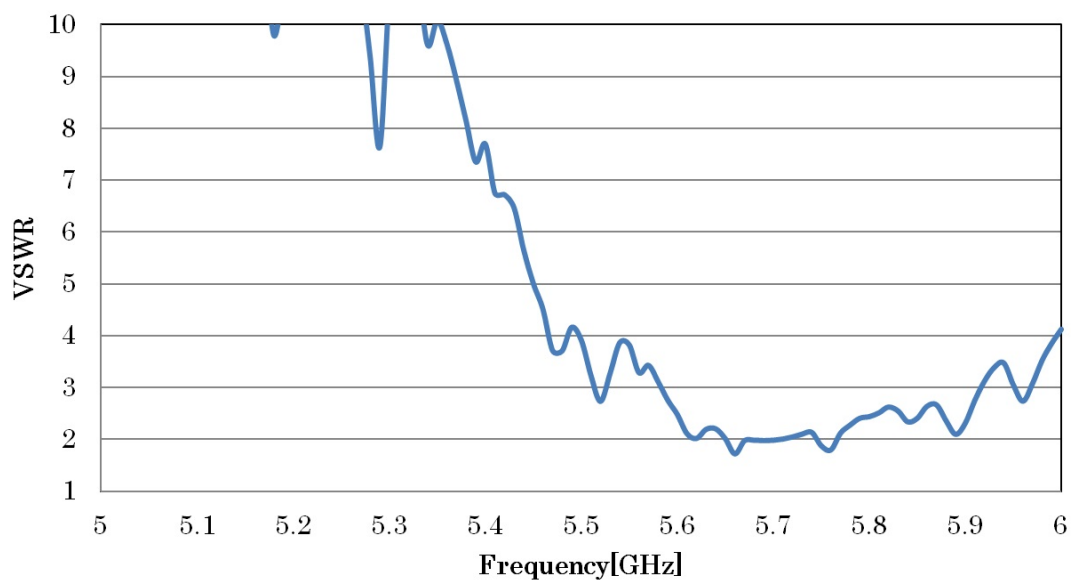


図 4.19 VSWR 特性（第2周波数）

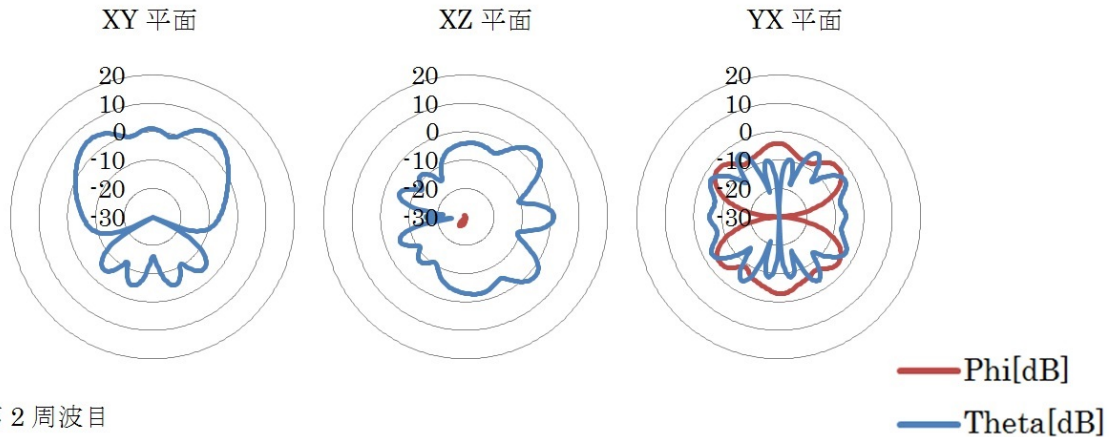
表 4.6 アンテナ基板の設計パラメータ

ℓ	w [mm]	h [mm]	L [mm]	W [mm]	ε_r	$\tan\delta$
67.0	3.0	0.8	67.0	5.0	2.65	0.001

AMC 基板の設計パラメータ

P [mm]	s [mm]	g [mm]	t [mm]	L [mm]	W [mm]	ε_r	$\tan\delta$
39	0.5	38.5	3.2	467.5	450.0	2.65	0.001

第 1 周波目



第 2 周波目

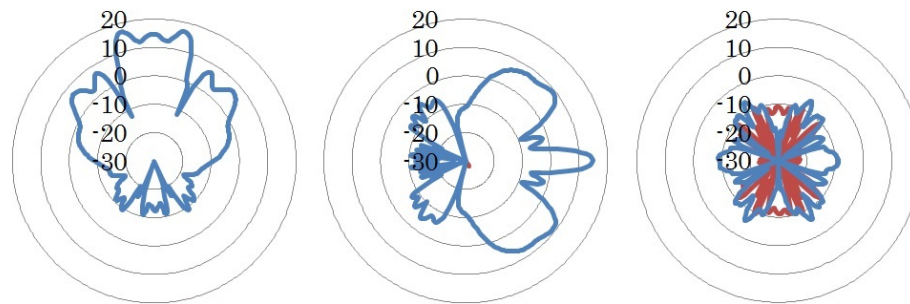


図 4.20 放射パターン

4.7 解析結果と実測結果の比較

4.5 節で解析が完了した試作モデルの AMC 基板およびアンテナ基板を製作し、ネットワークアナライザを用いて S パラメータ法 [88] から測定した。放射パターンについては 2 GHz 帯について測定を行った。

測定したインピーダンス特性や VSWR 特性、放射パターンを図 4.21～図 4.25 に示す。

図 4.21 に示す第 1 周波数 f_1 のインピーダンス特性では、解析値および実測値共に 1.9 GHz 付近において $R = 50$, $X = 0$ に近い値で安定した。また、図 4.22 に示す VSWR 特性では、1.7～2.05 GHz において 3 以下となり、解析値と良く一致した特性を発揮した。

次に図 4.23 に示す第 2 周波数 f_2 のインピーダンス特性では、解析値が低インピーダンスとなったが、実測値は 5.7 GHz 付近において $R = 50$, $X = 0$ に近い値で安定した。その結果、解析値よりも 100 MHz 程度広い帯域を確保することができた。

最後に図 4.25 に示す放射パターンでは，各 xy 平面， xz 平面において， x 方向に主ビームを放射し， xz 平面の x 方向に広いビーム幅を有していることが確認できる．さらに， xy 平面および xz 平面の基板近傍にも放射を確認することができた．

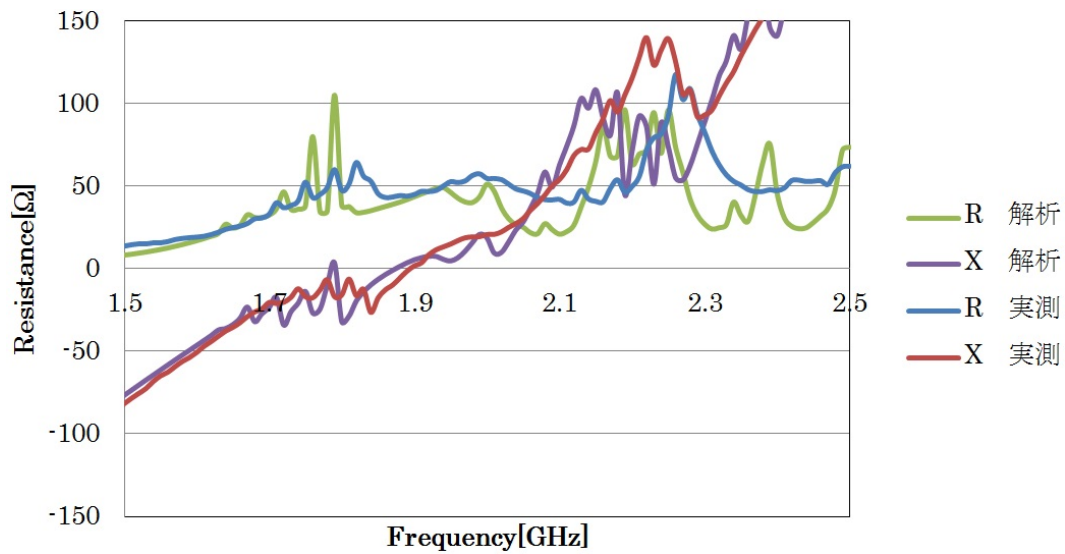


図 4.21 インピーダンス特性（第 1 周波数）

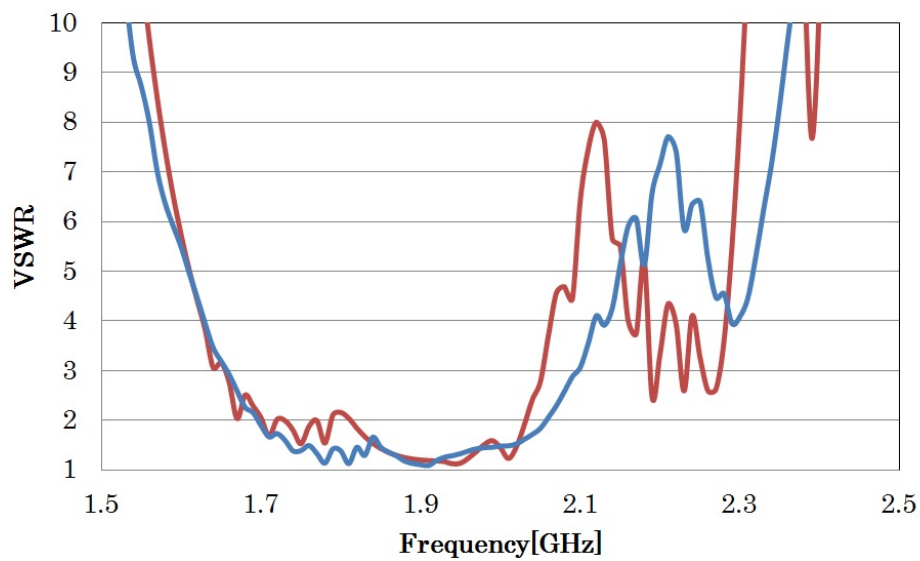


図 4.22 VSWR 特性（第 1 周波数）

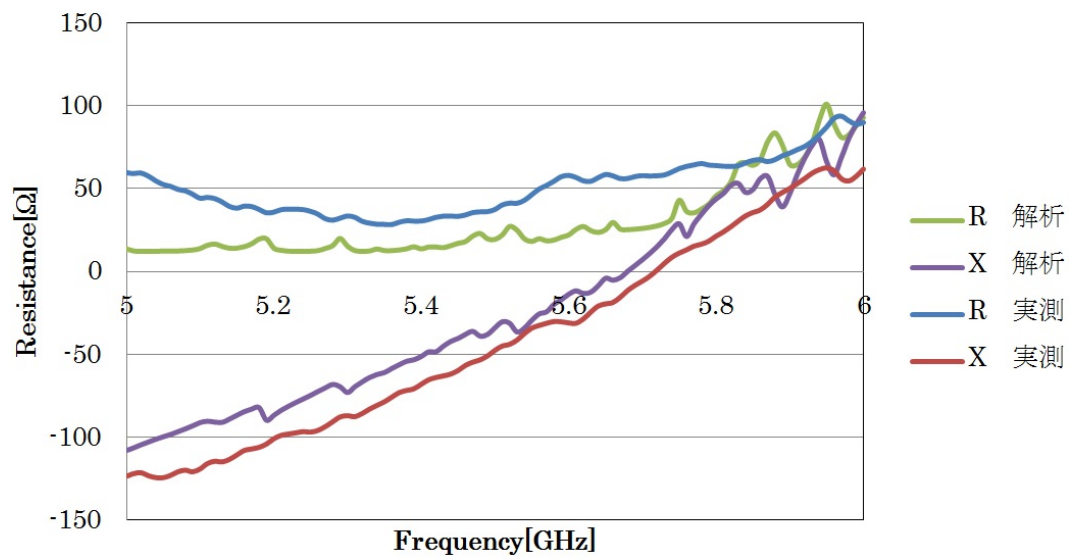


図 4.23 インピーダンス特性（第2周波数）

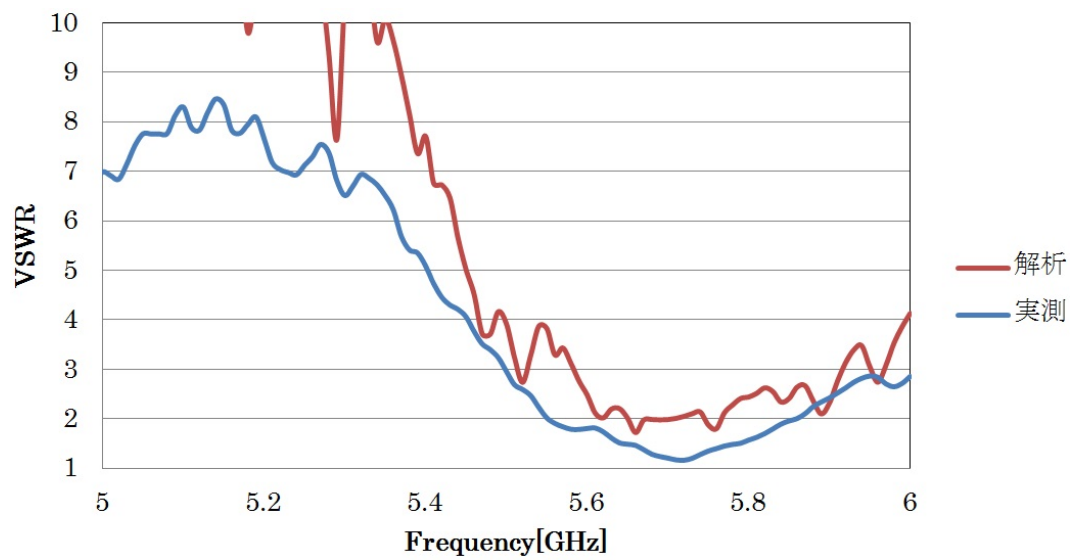


図 4.24 VSWR 特性（第2周波数）

第 1 周波目(1.9GHz)

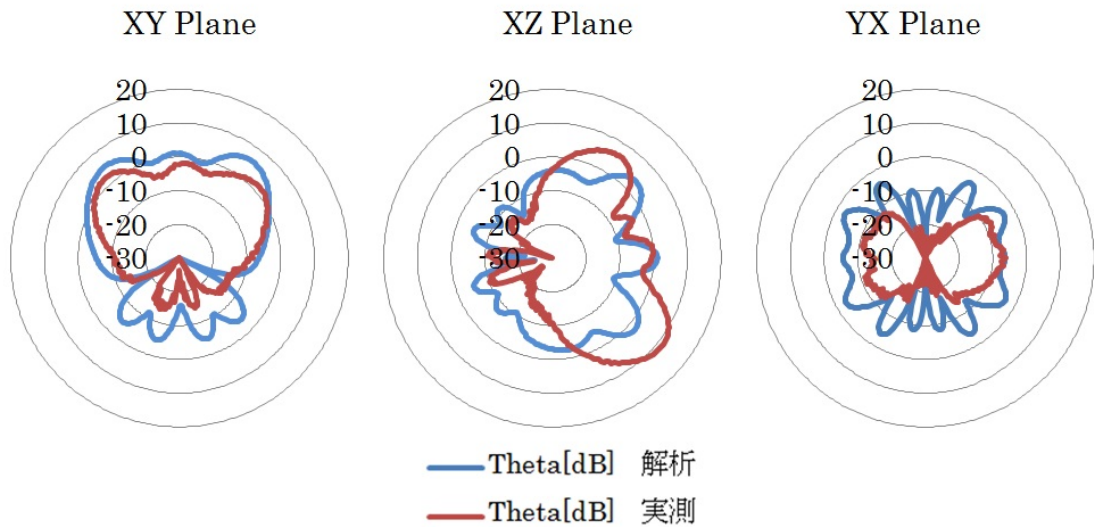


図 4.25 放射パターン

4.8 むすび

本章では金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板のグリッド配列周期と特性の関係について検討し、4.2 節では AMC 基板厚 t を固定してグリッド配列周期 P が異なる 5 つのモデルを設計し、モーメント法から算出した反射位相特性より、各 AMC 基板の PMC 比帯域はほぼ一致することを示した。4.3 節では 4.2 節で算出した反射位相特性を用い、AMC 基板上アンテナのインピーダンス特性について検討した。検討より、各基板上アンテナのインピーダンス特性は類似することを示すと共に、PMC 基板上のアンテナのインピーダンス特性に類似していることを示した。4.4 節では AMC 基板サイズを十分に大きいとした $3\lambda \times 3\lambda$ (90 mm $\times$ 90 mm) サイズの有限な場合について、有限要素法 (HFSS) から AMC 基板上アンテナのインピーダンス特性や放射特性について検討した。検討結果より、有限サイズとした場合にも各基板上アンテナの特性は類似することを示すと共に、PMC 基板上アンテナのインピーダンス特性に類似していることを示した。また、2 周波数共用について検討し、波長で規格化した AMC 基板は 2 周波数共用が可能であることを示した。

第5章 小形アンテナ MACKEY

5.1 はじめに

金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板とダイポールアンテナとを組み合わせたアンテナシステムにおいて、AMC 基板を含む全体の大きさのさらなる小形、薄形化を図ったアンテナモデル MACKEY (Metamaterial Antenna Chip developed by KIT EOE Laboratory) を提案する。本章では、まず、上記アンテナシステムをベースに MACKEY を着想した経緯を説明した上で、2.45GHz 帯無線 LAN への適用を目的として設計した MACKEY を例に、MACKEY が自由空間内のみならず、金属板上においても動作する小形、薄形アンテナであることを解析結果、測定結果より示す。また、グリッド板上の電流分布を用いてその動作原理について検討し、MACKEY は AMC 基板とダイポールアンテナとの組み合わせから着想したものであるが、これを小型化して得られた MACKEY においては、ダイポールアンテナは放射素子としてではなくグリッド板に電流を流すための給電回路、また、インピーダンスを調整するための整合回路として動作し、グリッド板上に流れる電流によって電磁波を放射することを示す。さらに、MACKEY の設計法について示すと共に、パラメトリックスタディにより、実現できる周波数帯域について検討した結果を示す。

5.2 MACKEY の提案

5.2.1 MACKEY の着想

図 5.1 に、AMC 基板として提案している金属板装荷キャパシタンスグリッドを示す。

この AMC 基板は、細長い金属板を一次元的に周期配列したグリッド板と金属板とを誘電体を介して層状に配置したもので、グリッドの周期方向の電界に対して PMC 特性を持つものである。グリッド板の設計パラメータはグリッド幅 g とグリッド間の隙間（スリット）の幅 s であり、周期 p は g と s との和となる。また、誘電体の設計パラメータは、厚さ t と比誘電率 ϵ_r である。無限サイズの AMC 基板の設計においては、入射した平面波の反射位相が所望の周波数において零となる PMC 特性を実現するよう、これらの設計パラメータを選ぶことになる。このとき、AMC 基板の厚さ t を薄くするためには、グリッド板が等価的に大きなキャパシタンスに見えることが必要であるため、上記スリットが重要な要素となる。

半波長ダイポールアンテナを AMC 基板に近接して配置する場合には、AMC 基板のない場合に比べて、アンテナの入力インピーダンスが約 2 倍になっているかどうかにより、AMC 基板が PMC 特性を実現しているかどうかを判断できる。また、AMC 基板が $3\lambda_0$

$\times 3\lambda_0$ 以上の大きさであれば、無限サイズの場合と同様に PMC 特性を実現することがわかっている。これは、アンテナと AMC 基板とが近接しているため、アンテナの真下付近のグリッドには強い電流が誘起されるのに対し、アンテナから離れた部分に誘起される電流が極めて小さくなり、AMC 基板の外側の部分を切り取ってもアンテナのインピーダンス特性への影響が小さいためであると考えられる。

本章で提案する MACKEY は、 $3\lambda_0 \times 3\lambda_0$ の大きさが必要であった AMC 基板をさらに小さくした状態でアンテナが動作するようにしたものである。具体的には、スリットが重要な要素であることを考慮した上で最小のグリッド板の構成となるよう、図 5.1 に示すように、グリッドの本数を 2 本とすると共に、その長さも極力短くなるようにしたものである。このとき、グリッド板に流れていた電流を取り除くことになるためにアンテナの入力インピーダンスも変化するが、半波長であったダイポールアンテナの長さ l とグリッド幅 g とを調整することによって、所望の周波数で整合をとることができる。これについては、第 4 章で詳細に説明する。こうして得られた MACKEY においては、ダイポールアンテナの長さ l は約 $1/4$ 波長と短くなり、ダイポールアンテナに流れる電流がグリッド板と結合し、グリッド板上に流れる電流によって電磁波を放射することになる。このとき、ダイポールアンテナは放射素子としてではなく、グリッド板に電流を流すための給電回路、また、インピーダンスを調整するための整合回路として動作することになる。この動作原理については、第 3 章において、グリッド板上の電流分布を用いて詳細に説明する。

以上のように、MACKEY は AMC 基板とダイポールアンテナとの組み合わせから着想したものであるが、これを小形化して得られた MACKEY は、もはや、反射位相が零となる AMC 基板と放射素子であるダイポールアンテナとの組み合わせという動作ではなく、全く新しい形式の小形アンテナであると考えられる。

5.2.2 MACKEY の設計例

図 5.2 に MACKEY の構造と設計パラメータを示す。MACKEY は 2 枚の基板から構成され、上部から順に①励振用のダイポールアンテナ基板と②金属板装荷グリッド基板である。設計パラメータは基板縦幅 W 、ダイポールアンテナの幅 w 、励振ダイポールアンテナの長さ l 、スリット幅 s 、グリッド幅 g 、ダイポールアンテナ基板の誘電体厚 h 、グリッド基板の誘電体厚 t 、比誘電率 ϵ_r である。なお、これ以降の解析においてはダイポールアンテナ及びグリッド金属は完全導体である PEC (Perfect Electric Conductor) とし、その厚みを零としている。

無線 LAN への適用を想定し、2.45 GHz での MACKEY の設計例を示す。MACKEY の外形寸法は、55.0 mm $\times$ 30.0 mm $\times$ 4.0 mm ($0.45\lambda_0 \times 0.25\lambda_0 \times 0.03\lambda_0$) である。設計パラメータは、基板縦幅 $W = 30$ mm、ダイポールアンテナの幅 $w = 1$ mm、ダイポールアンテナの長さ $l = 26$ mm、スリット幅 $s = 0.5$ mm、グリッド幅 $g = 27.25$ mm、アンテナ基板の誘電体厚 $h = 0.8$ mm、誘電体基板厚 $t = 3.2$ mm、比誘電率 $\epsilon_r = 2.65$ である。

MACKEY の特性例としてインピーダンス特性を図 5.3 に、VSWR 特性を図 5.4 に示す。

図 5.3 では自由空間 (Free Space) 内および $3\lambda_0 \times 3\lambda_0$ サイズの金属板上 (Metal) の中央部に MACKEY を設置した場合について、レジスタンス値 R とリアクタンス値 X を実測値 (Meas) と有限要素法 (FEM) による計算値に分けて示した。ダイポールアンテナへの給電方法は、実運用上はスルーホールを用いた背面からの給電や通信モジュールとの接続による方法などが挙げられるが、今回は MACKEY 単体の特性を評価するために実測では S パラメータ法を、数値計算ではダイポールに直接ギャップ給電を行うこととした。図 5.4 での $VSWR \leq 3$ における比帯域幅は、実測値で自由空間内が 7.9 %、金属板上が 6.3 % となった。計算値では、自由空間内が 6.9 %、金属板上が 5.6 % であった。自由空間または金属板上における実測値と計算値では、共振周波数で最大 2.4% の差異があるが、これはダイポールアンテナ基板が 0.8 mm 厚と薄いため、製作時のエッチング過程において歪が生じ、誘電体の厚さが変化したためと考えられる。実測値同士を比較した際は、共振周波数が変わらないことから、金属板の有無を問わず同等の VSWR 特性となることがわかる。また自由空間と金属板上での計算値を比較した場合、周波数シフトが最大で 1.2 % 程度あったが、帯域が 1% 程度の無線 LAN においてはこのシフト量は許容され実用上の問題はないと考えられる。以上のことから、自由空間内および金属板上の何れにおいても整合が取れていることが分かった。

自由空間内における MACKEY の放射パターンを図 5.5 に示す。また金属板上における放射パターンを図 5.6 に示す。図中の実線は実測値を示し、破線は FEM による計算値を示す。

図 5.5 の結果より、XY 面および XZ 面における MACKEY の電界放射パターンは、メインビームが X 方向すなわち前面方向であることがわかる。背面への放射は、MACKEY の底部に設けた金属板の影響により、前面に対して非対称なパターンとなった。図 5.5 の結果より、YZ 面のパターンはダイポールアンテナと同様な 8 の字形となる。図 5.6 の結果については、MACKEY を金属板上に設置していることから、背面方向への放射が図 5.5 に比べ更に少なくなることが確認された。

以上の結果より、MACKEY は周囲の金属の有無に関わらず動作が可能であることがわかる。

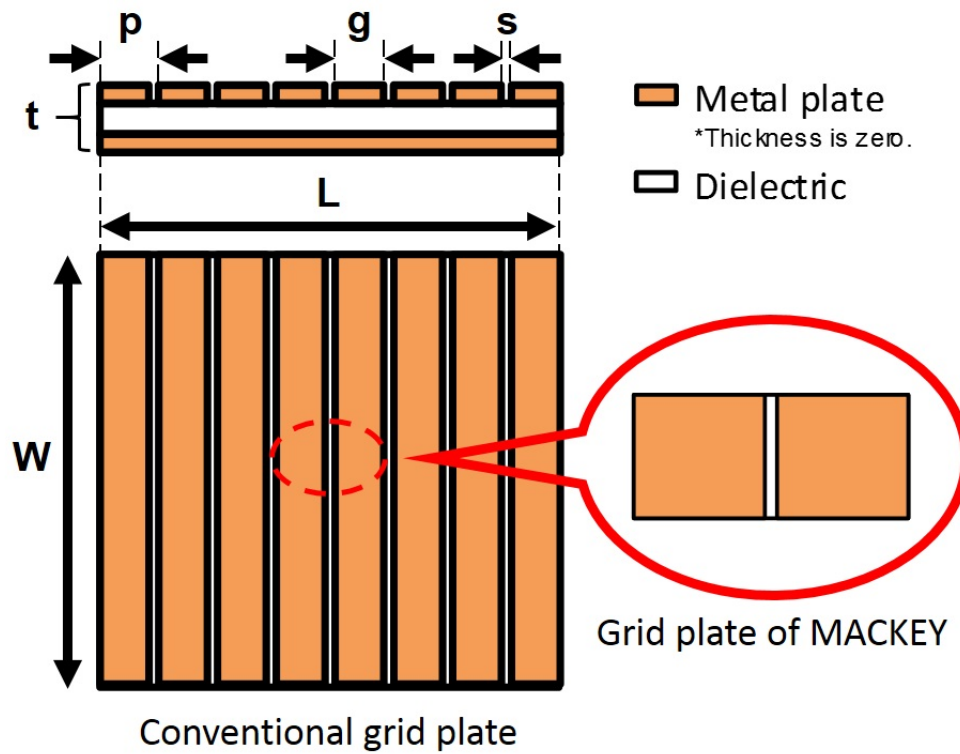


図 5.1 周期構造を持った従来の AMC 基板

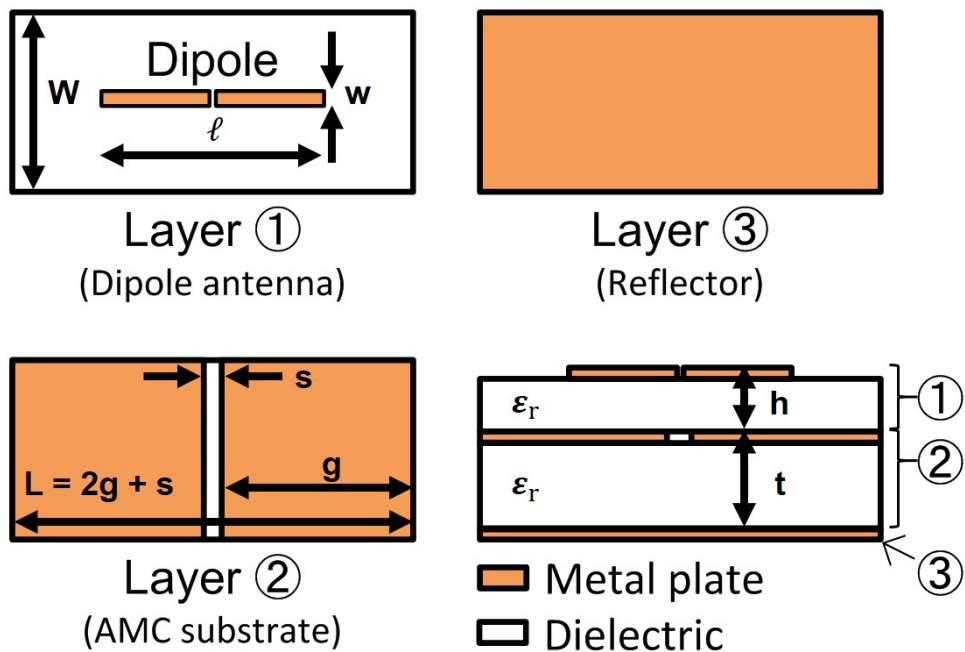


図 5.2 MACKEY の構造と設計パラメータ

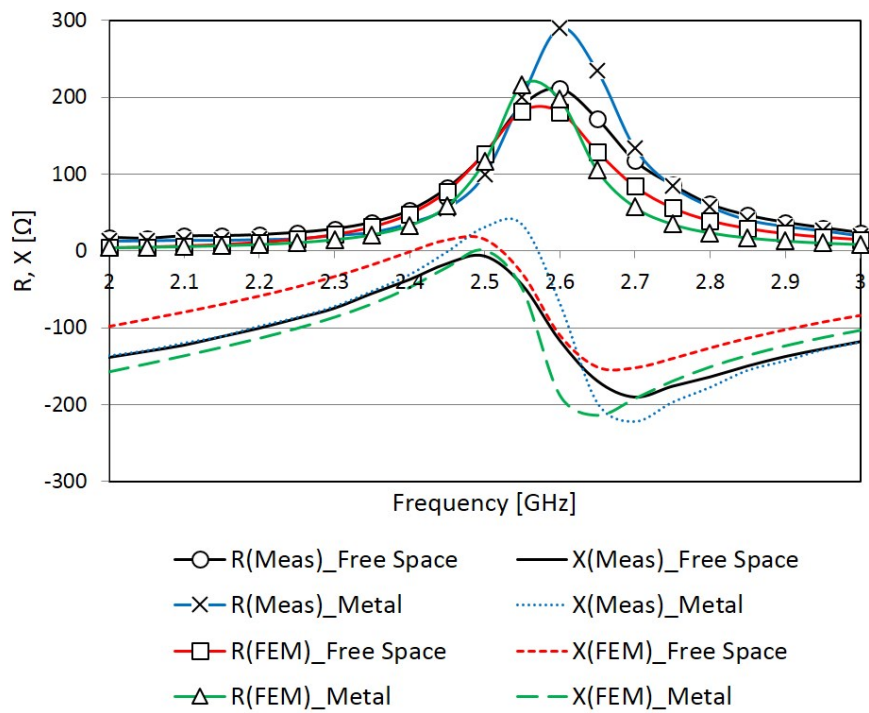


図 5.3 MACKEY のインピーダンス特性

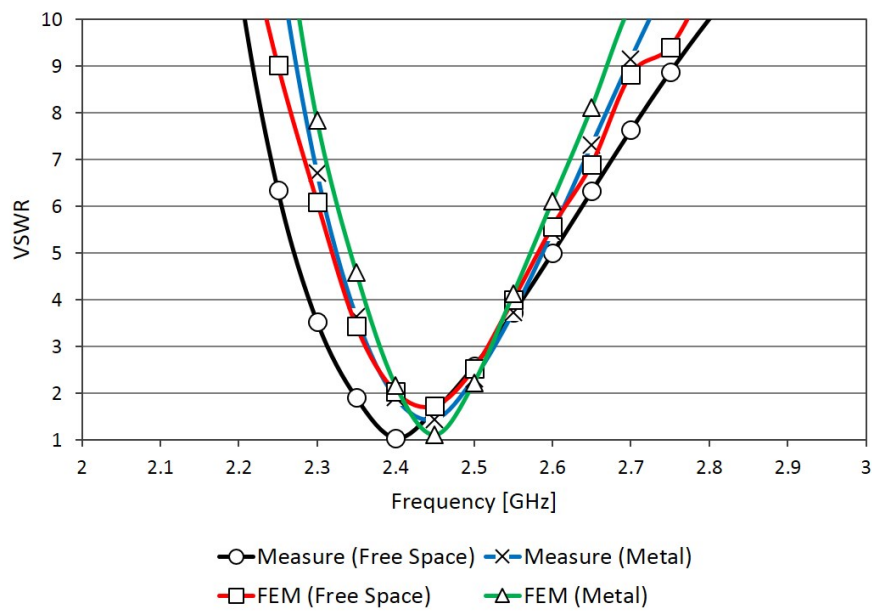


図 5.4 MACKEY の VSWR

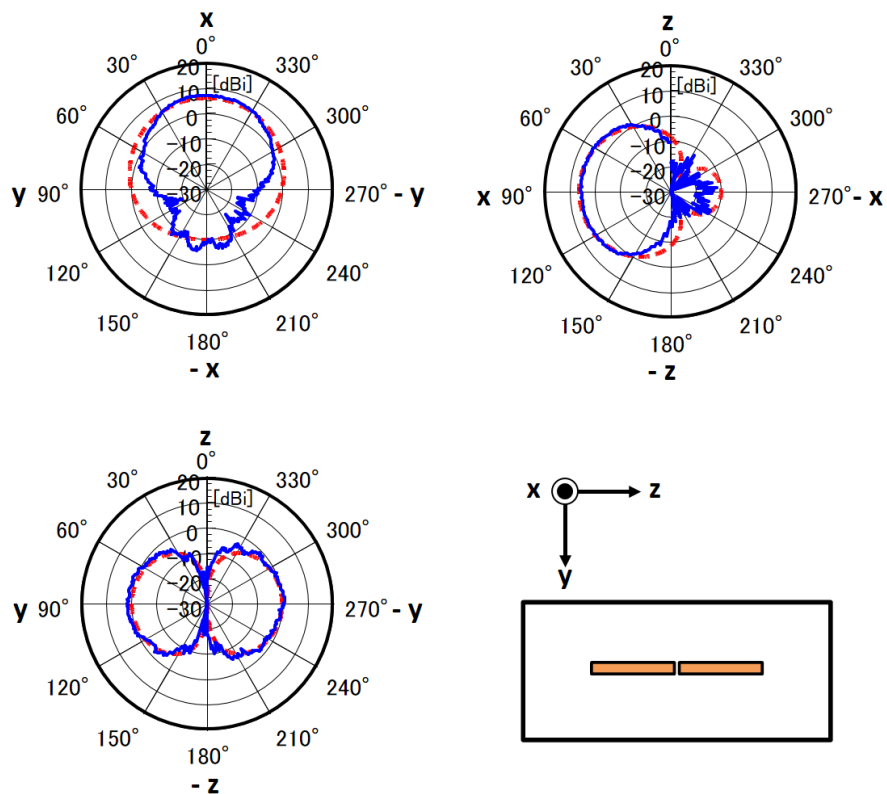


図 5.5 自由空間における MACKEY の放射パターン

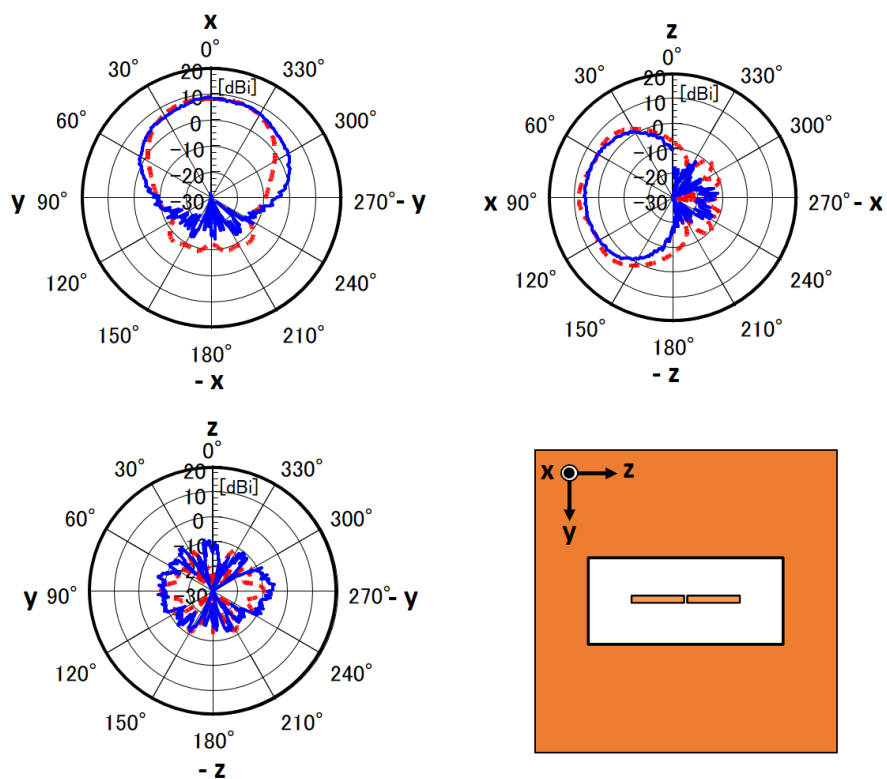


図 5.6 金属板上での MACKEY の放射パターン

5.3 MACKEY の動作説明

2.45 GHz におけるグリッド板表面の電流分布を図 6.7 に示す．図中での電流振幅の表示値は 0 ～ 30 A/m である．この結果より，以下の特徴が確認できる．

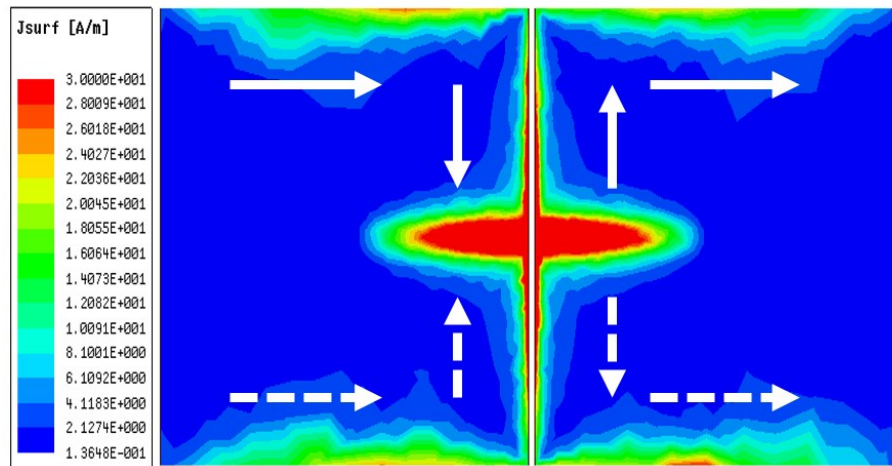


図 5.7 グリッド板上の電流分布 (2.45GHz)

1. グリッド板中央部の電流振幅値が高い

ダイポールアンテナ基板が給電されることで，無給電素子であるグリッド基板に電圧が誘起される．この誘起された電圧により，グリッド板上に流れる電流は，中央部分で振幅値が最も高くなっていることがわかる．

2. 上記 (1) よって流れた電流は図 6.7 で示すように中央部からスリット両脇の辺上に伝送する

グリッド板のスリット両脇が給電線路として動作することがわかる．

3. スリット部からグリッド板の端部に電流が流れる

図 6.7 に示すようにグリッド板の端部に電流が流れ，2 素子のダイポールアンテナとして動作することがわかる．

MACKEY はダイポールアンテナ基板が給電された後，グリッド板中央部に電流が流れる．またグリッド板は誘電体を介して金属板を設置することにより，先端開放型折返しダイポールアンテナとして動作し，放射素子としても働くものと考えられる．図 6.7 で示すようにグリッド板中央部に大きな電流が流れるため，MACKEY を金属板上に配置した場合においてもインピーダンス特性の変化は小さいものと考えられる．MACKEY は，グリッド基板を従来のように PMC 特性を発現させるための要素ではなく，放射素子として利用していることを特徴としている．

5.4 MACKEY の設計法

グリッド幅 g とダイポールアンテナの長さ ℓ を決めることで MACKEY は所望の周波数で整合を取ることができる．5.2 節で示した各種設計パラメータを基準として，設計時の g または ℓ と整合との関係を以下に示す．

ダイポールアンテナの長さ $\ell = 26 \text{ mm}$ とし，グリッド幅 g を $25.25 \text{ mm} \sim 29.25 \text{ mm}$ まで 1.0 mm ずつ変化させた際のインピーダンス特性を図 5.8 に示し，VSWR 特性を図 5.9 に示す．図中の実線はレジスタンス値 R を示し，破線はリアクタンス値 X である．

図 5.8 および図 5.9 の結果より， g を小さくするとレジスタンス値 R とリアクタンス値 X は共に高周波側にシフトする，つまり共振点の移動が起きる．無限周期構造のグリッド基板の設計条件ではグリッド幅 $g = 29.89 \text{ mm}$ が最適値であったが， 2.45 GHz で共振させるために再調整した結果， $g = 27.25 \text{ mm}$ が最適値となった．これはグリッド幅 g が MACKEY のインピーダンスを決める要素になっていることを示している．

次に $g = 27.25 \text{ mm}$ とし，ダイポールアンテナの長さ ℓ を変化させた際のインピーダンス特性を図 5.10 に示し，VSWR 特性を図 5.11 に示す．

図 5.10 より， ℓ を長くすることでリアクタンス値 X は大きくなり，短くすると X は小さくなる．またこの時レジスタンス値 R は殆ど変化しない．これはダイポールアンテナが MACKEY において整合素子として働き，外部への放射素子としては機能していないことを示している．図 5.11 の結果より， 2.45 GHz で VSWR が最も 1 に近くなるのは $\ell = 26 \text{ mm}$ とした場合であることがわかる．

これらの結果から， g および ℓ を調整することにより所望の周波数にて整合を取ることが可能となる．

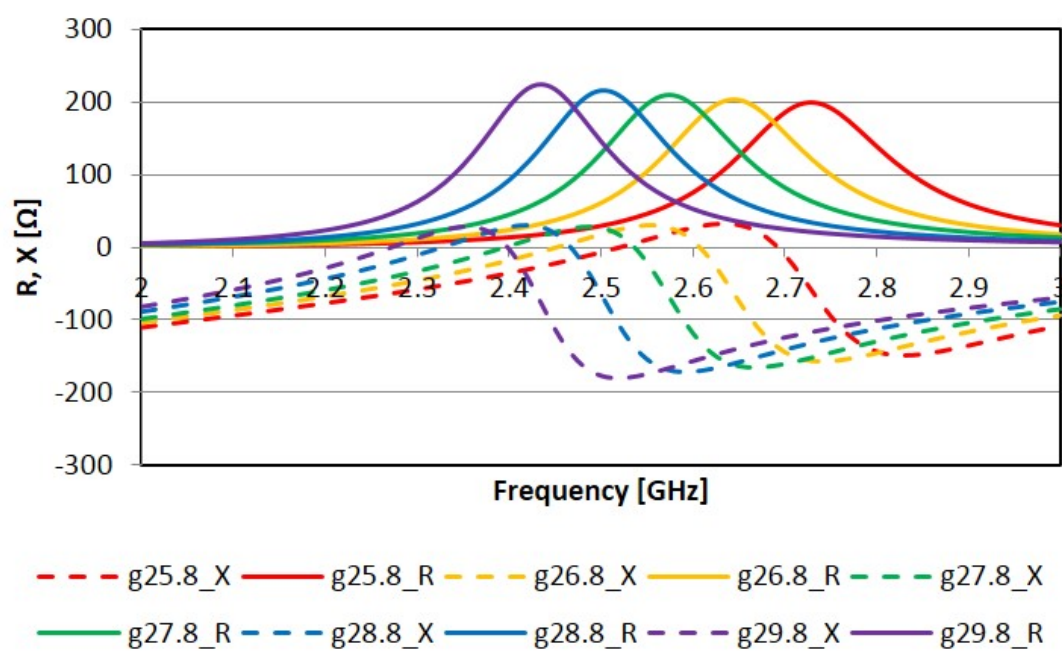


図 5.8 グリッド幅 g 変化時のインピーダンス特性

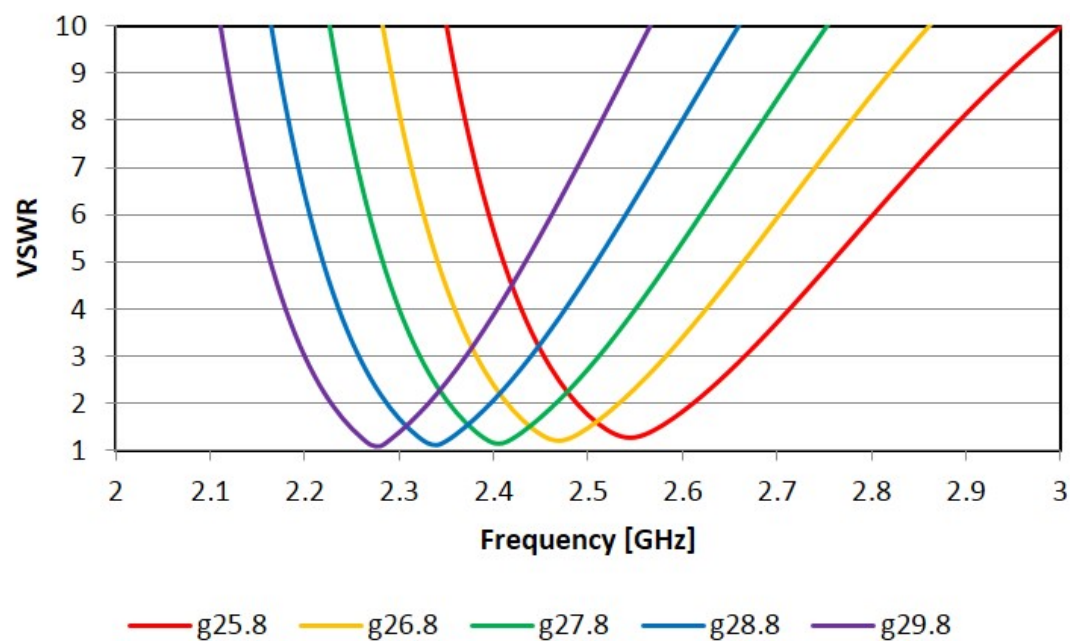


図 5.9 グリッド幅 g 変化時の VSWR 特性

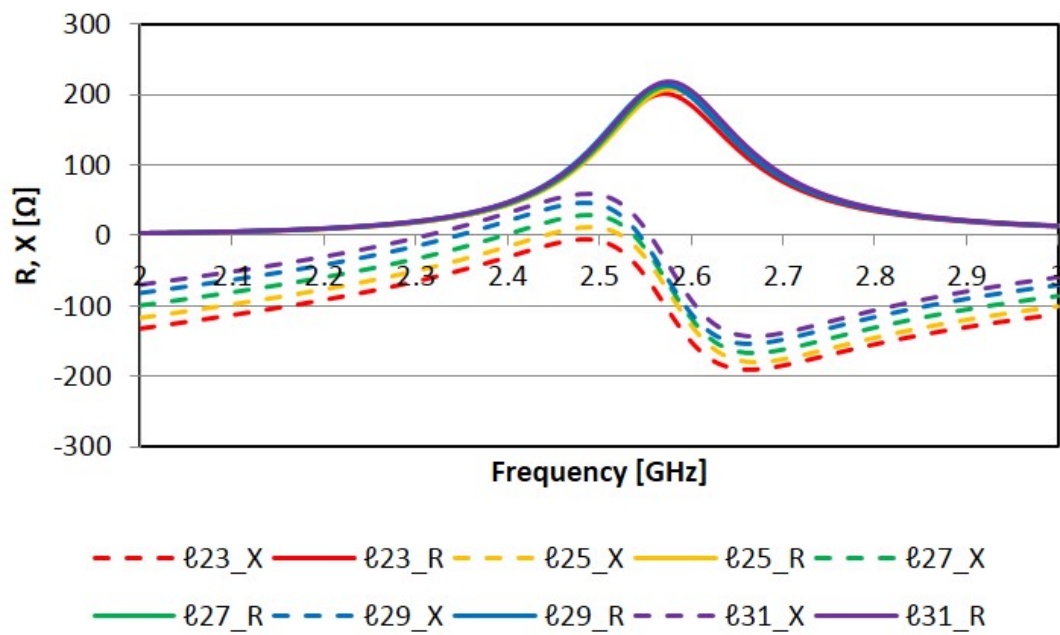


図 5.10 ダイポールアンテナの長さ l 変化時のインピーダンス特性

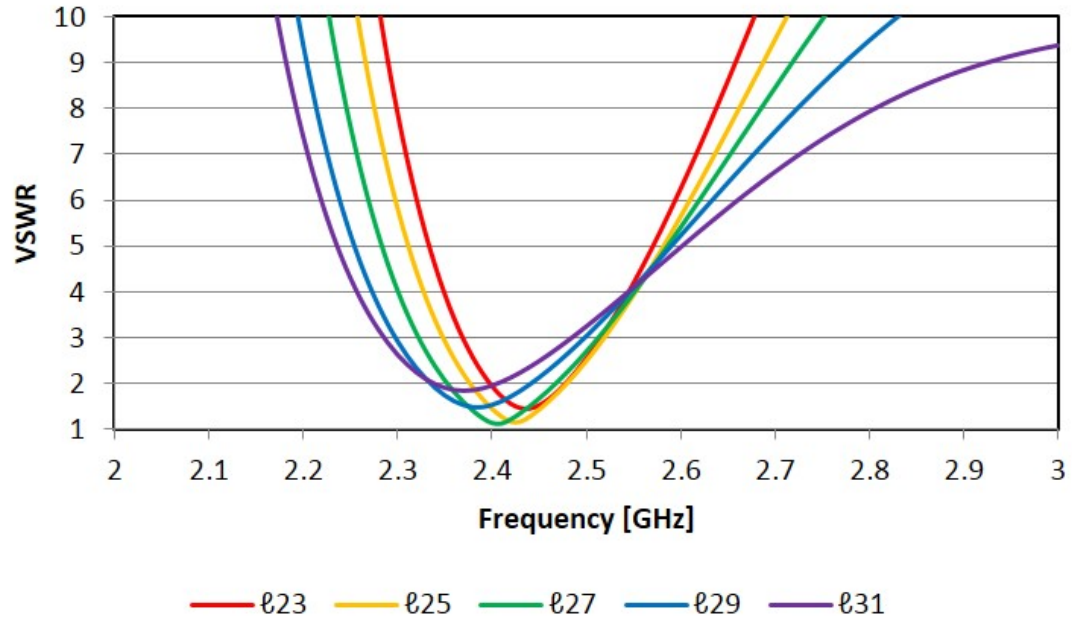


図 5.11 ダイポールアンテナの長さ l 変化時の VSWR 特性

5.5 パラメトリックスタディ

前節ではグリッド基板のグリッド幅 g 及びダイポールアンテナの長さ l を調整し、インピーダンス特性の制御が行われることで MACKEY が所望の周波数で整合が取れることを示した。ここでは g と l の調整を行った上で、基板幅 W とグリッド基板の厚さ t を変化させ FEM を用いたパラメトリックスタディの結果を示す。

5.5.1 MACKEY の基板幅 W の変化

MACKEY が自由空間内に設置され、その基板幅 W が 10 mm ～ 30 mm まで変化した時のインピーダンス特性を図 5.12 に示し、VSWR 特性を図 5.13 に示す。 W 以外の設計パラメータは 5.2 節のものと変化はない。また W 変化時の比帯域幅を図 5.14 に示す。

図 5.12 の結果より、レジスタンス成分は、いずれも設計周波数 (2.45GHz) においては 50 Ω となるように設計しているが、 W が小さいほどその最大値が高く、かつ、高い周波数にシフトしている。その結果、設計周波数付近においては、 W が小さいほど周波数特性が平坦になり、広帯域となっている。リアクタンス成分は W には依存せず、ほとんど変わらない。図 5.13 の結果より、基板幅 W を変化させた場合、共振周波数に変化は見られず、 W の大きさによって比帯域幅が異なることが分かる。図 5.14 の結果より、VSWR = 2 の時 W = 10 mm で示される比帯域幅は最大 6.5 % となり、 W = 30 mm では 4.1 % となった。また VSWR = 3 の時 W = 10 mm において比帯域幅は最大 10.0 % となり、 W = 30 mm では 7.3 % となった。これらの結果から、比帯域幅の拡大は基板幅 W を狭くすることにより可能となることが分かった。

次に $3\lambda_0 \times 3\lambda_0$ のサイズを持つ金属板上において、基板幅 W を前述と同じ条件で変化した時のインピーダンス特性を図 5.15 に、VSWR 特性を図 5.16 に示し、各条件下での比帯域幅を図 5.17 に示す。図 5.15 の結果から、レジスタンス成分は、設計周波数においては、 W が小さいほど、低くなっている。また、その最大値は設計周波数よりも高い周波数であるため、 W が小さいほど共振周波数が高い方向にシフトとする。またリアクタンス成分が零になる周波数においては、 W が小さいほど、レジスタンス成分が小さい値になっており、VSWR が劣化すると共に狭帯域となる。これは、周囲の金属の影響を受けたためと考えられる。図 5.16 の結果からも、周波数シフトが確認できる。また図 5.16 の結果から比帯域幅は、VSWR = 2 の時に W = 30 mm で 2.8 % となり、VSWR = 3 では 5.6 % となった。図 5.17 は金属板上での W 変化時の共振周波数に関して、設計周波数である 2.45 GHz に対する周波数シフト遷移を示した。図 5.17 の結果より、 W を大きくすることにより、周波数シフトを小さくすることができることがわかった。

これらの結果より、MACKEY は自由空間のみで用いる場合には、 W を小さくすることにより広帯域になることがわかった。一方、周囲の金属の有無に関わらず用いる場合には、 W をある程度大きくする必要があることがわかった。

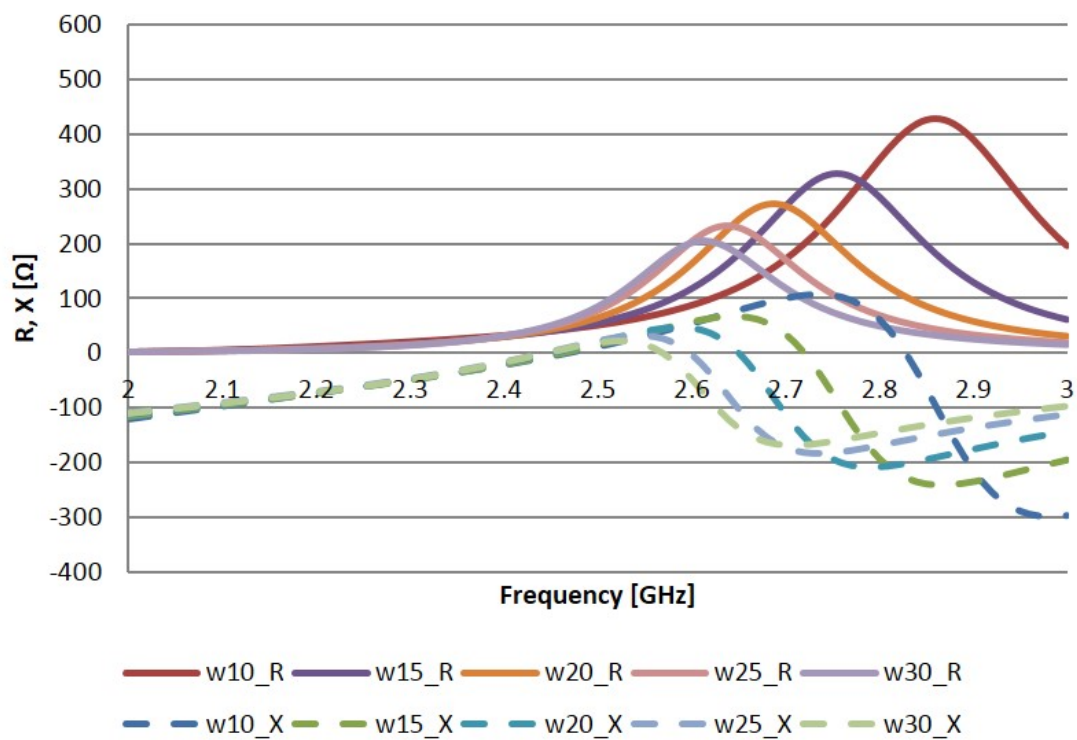


図 5.12 自由空間における基板幅 W 変化時のインピーダンス特性

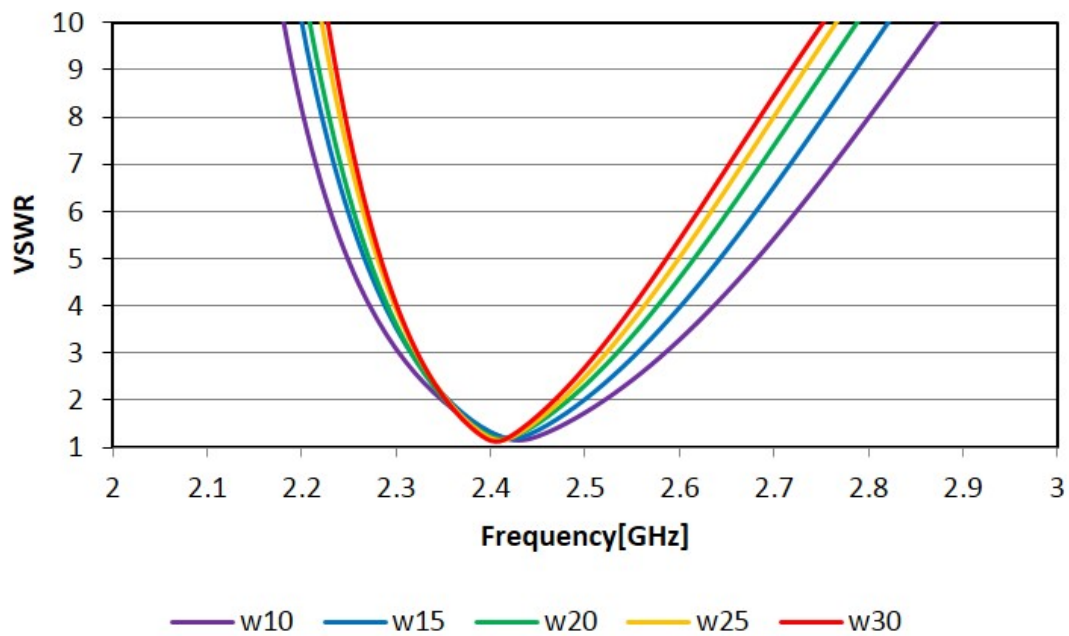


図 5.13 自由空間における基板幅 W 変化時の VSWR 特性

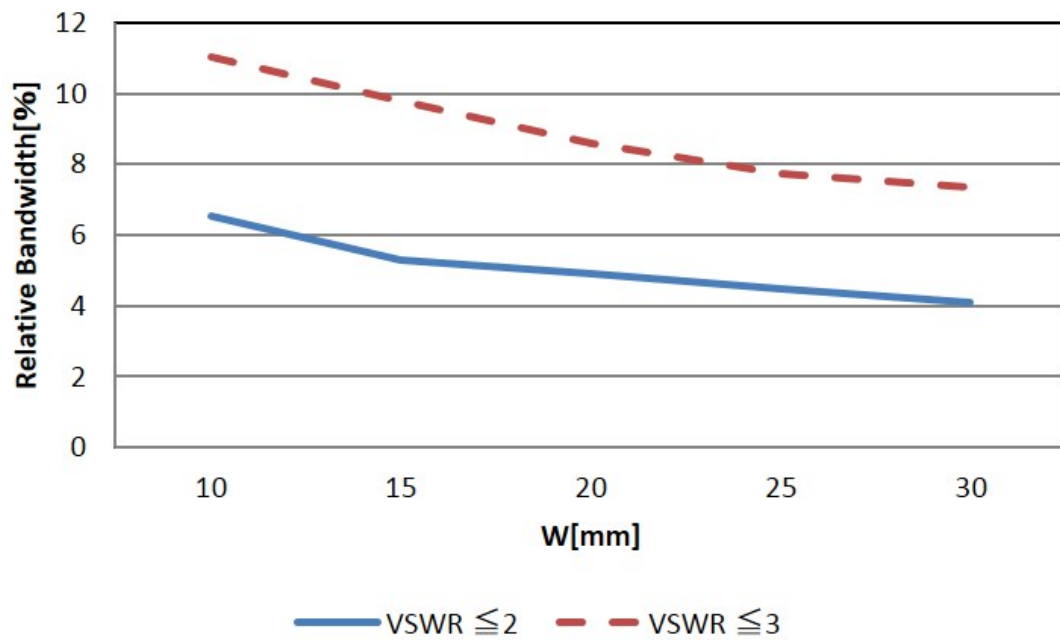


図 5.14 自由空間における基板幅 W 変化時の比帯域幅

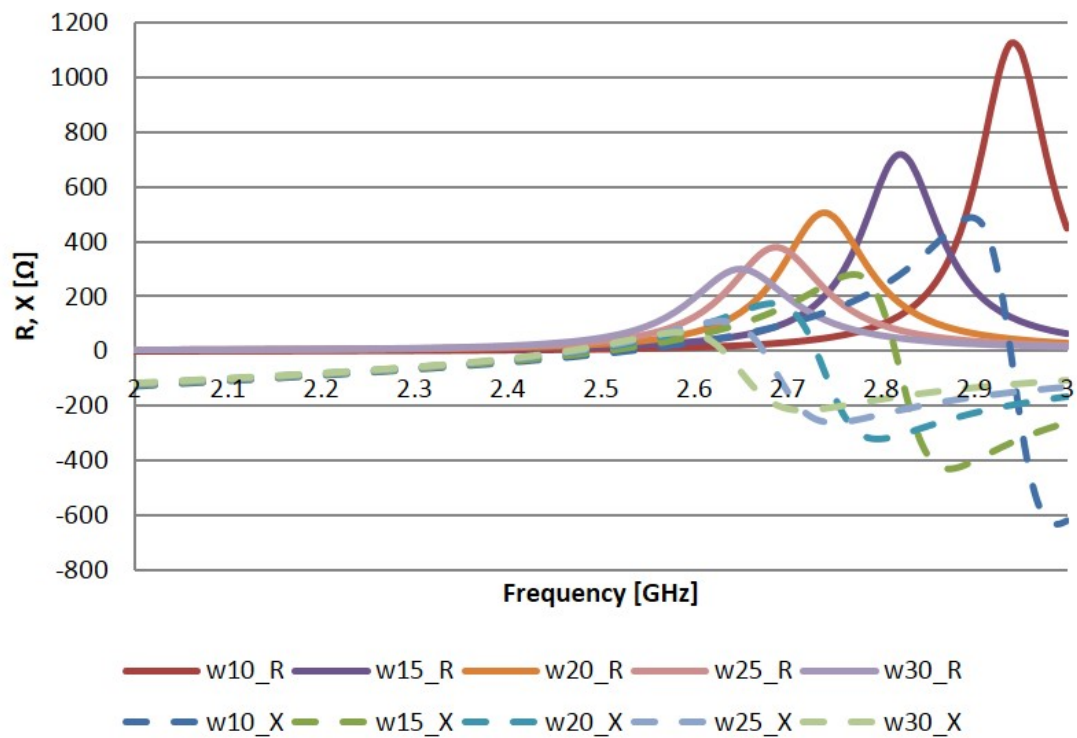


図 5.15 金属板上における基板幅 W 変化時のインピーダンス特性

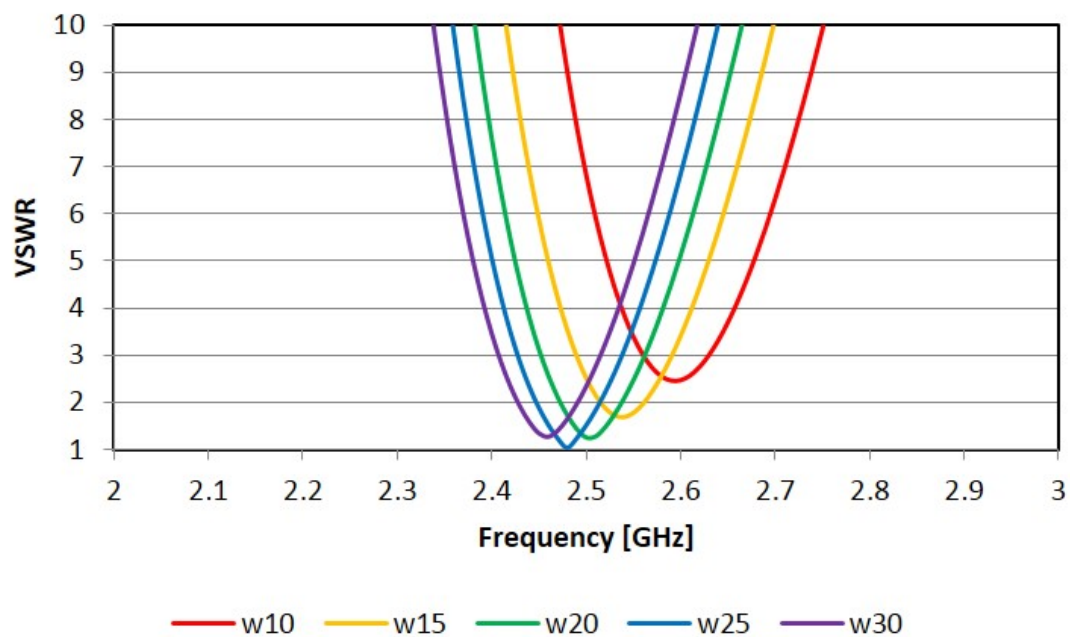


図 5.16 金属板上における基板幅 W 変化時の VSWR 特性

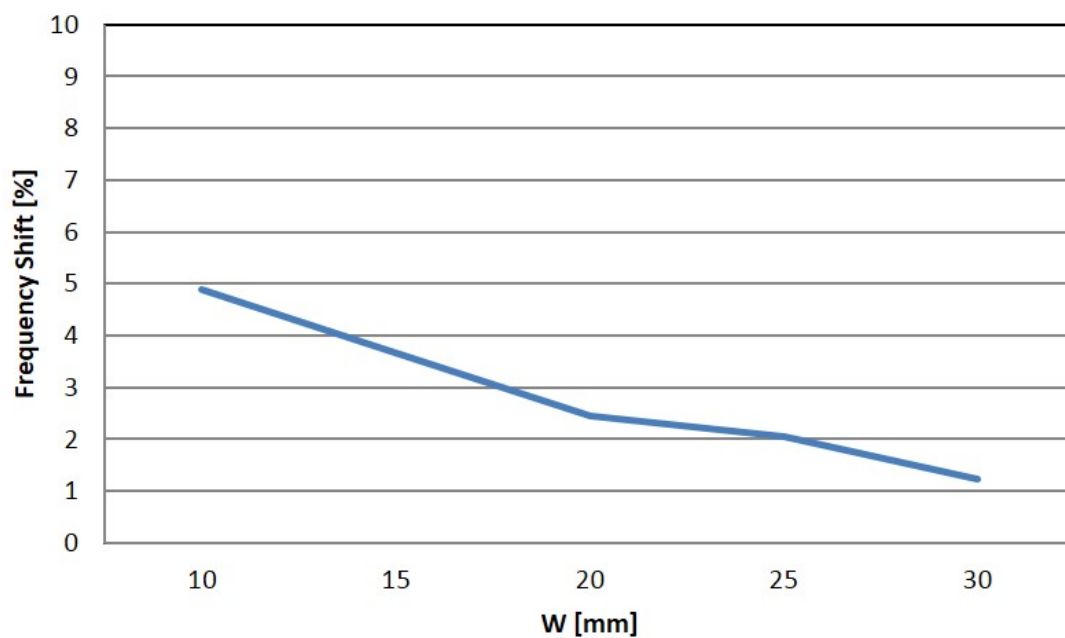


図 5.17 金属板上における基板幅 W 変化時の共振周波数シフト遷移

5.5.2 グリッド基板の厚さ t の変化

設計周波数を 2.45 GHz として、グリッド基板の厚さ t を変化させた時のグリッド幅 g とダイポールアンテナの長さ ℓ の最適値を表 6.1 に示す。

表 5.1 グリッド基板厚 t 変化時の設計パラメータ

	t [mm]	g [mm]	ℓ [mm]
①	2.40	29.25	24.90
②	2.80	28.20	25.10
③	3.20	27.25	26.00
④	3.60	26.40	26.10
⑤	4.00	25.70	26.70

表 6.1 に示す ① ～ ⑤ の各条件下において、自由空間内に MACKEY を設置した際の VSWR 特性を図 5.18 に示す。また図 5.18 で示される各条件ごとの比帯域幅を図 5.19 に示す。

図 5.18 及び図 5.19 の結果から、 $t = 3.2$ mm において帯域幅は $\text{VSWR} = 2$ で 4.1 %、 $\text{VSWR} = 3$ では約 7.3 % となり、グリッド基板の厚さ t が大きくなると、帯域幅は広くなることがわかった。これは誘電体の厚さが帯域幅が比例関係にあるためである。放射パターンについては、図 5.5 および図 5.6 と同様であった。MACKEY の薄形化を図る上では、グリッド基板の厚さ t を小さくすることが望ましいが、帯域幅と t はトレードオフの関係となるため、目的に応じて t を決定する必要がある。

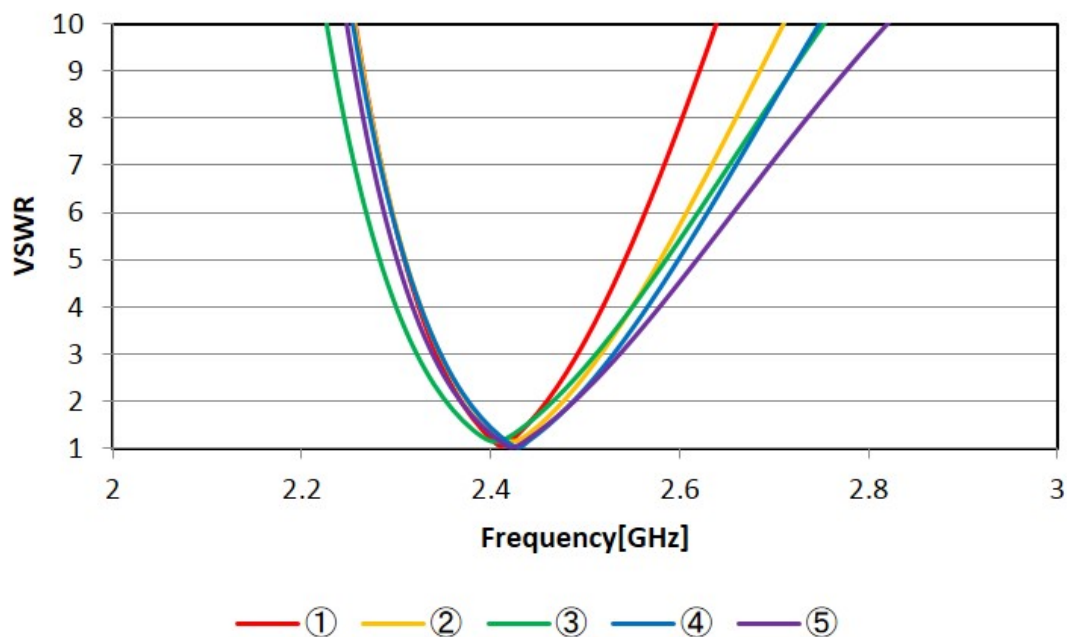


図 5.18 自由空間におけるグリッド基板の厚さ t 変化時の VSWR 特性

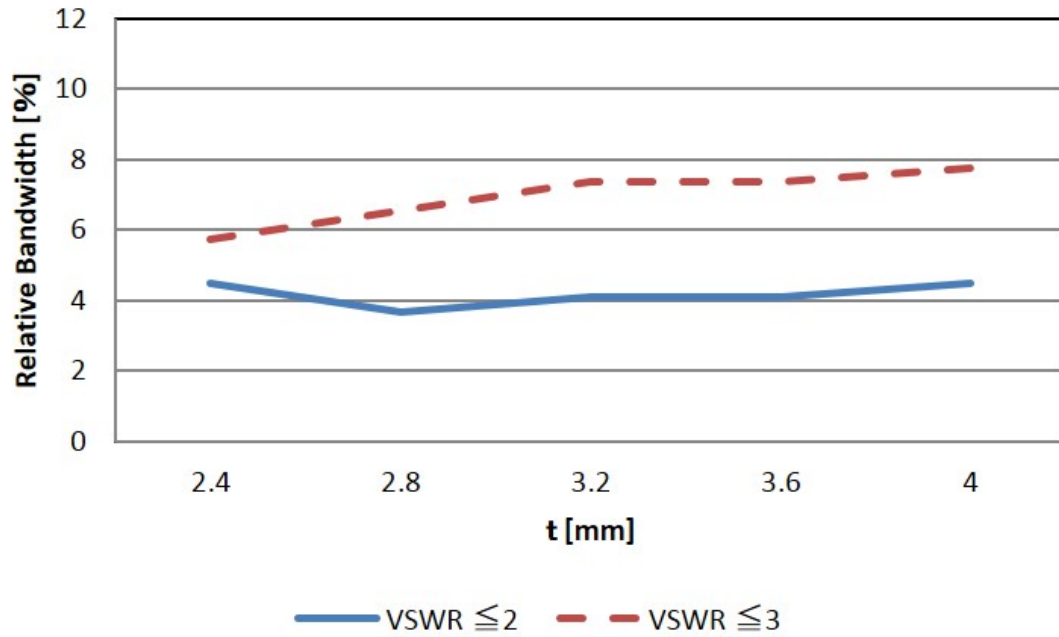


図 5.19 自由空間におけるグリッド基板の厚さ t 変化時の比帯域幅

5.6 むすび

従来のキャパシタンスグリッドを設けた AMC 基板に対して更に小形化，薄形化を図った MACKEY を提案し，そのインピーダンス特性及び VSWR 特性を示した．また MACKEY が周囲の金属の有無を問わず，動作が可能であることを示した．AMC 基板上の電流分布を示し，MACKEY を構成するダイポールアンテナ基板は給電回路として働き，AMC 基板はその給電回路とインピーダンス整合が取れた際に放射素子として動作することを明らかにした．MACKEY の設計法として AMC 基板のグリッド幅 g 及び励振ダイポールの長さ l を調整するにより，所望の周波数で PMC 特性を実現可能であることを示した．

第6章 MACKEYの広帯域化

6.1 はじめに

第5章では、金属板装荷 AMC 基板とダイポールアンテナを用いた設計例を示した。設計周波数において反射位相 Φ が 0 deg すなわち PMC 特性をもつように、グリッド配列周期 P を変化させた各種 AMC 基板をモーメント法により設計を行った。この時の誘電体基板厚 t は 3.2 mm である。結果として、PMC 特性をもつための P 、つまり AMC のグリッド幅 g と スリット幅 s の最適値は複数個あり、 P が大きいと狭帯域の傾向に、逆に小さいと広帯域の傾向にあるものの、 P は選択が可能であることを示している。実際に基板を製作する際の P は、製作の容易さなどを考慮した上で選択するものと考えられる。また P が決定された後、無限および有限サイズ ($3\lambda \times 3\lambda$) いずれの場合においても、AMC 基板上に設けたダイポールのインピーダンス特性は、理想的な PMC 特性とほぼ同等の結果となることを示した。ここでは MACKEY について、広帯域化について検討した結果を示す。

6.2 アンテナモデルと設計パラメータ

広帯域化の対象となるアンテナモデルを図 6.1 に示し、各々の基板に関する設計パラメータを示す。設計パラメータはグリッド幅 g 、グリッド板のスリット幅 s 、誘電体基板厚 t 、比誘電率 ϵ_r 、基板縦幅 W 、基板の長さ L 、励振ダイポールアンテナの長さ ℓ 、ダイポールアンテナの幅 w である。これらパラメータを用いて有限要素法 (FEM) による数値計算を行った。

6.3 アンテナの広帯域設計法

前節の図 6.1 で示したモデルについて、5.25 GHz を設計周波数とした場合の特性例を以下に示す。図 6.2 に設計したグリッド基板の反射位相特性を示す。この反射位相特性は、無限サイズの AMC 基板に平面波が入射した際に 5.25 GHz で反射位相が零となるよう特定のパラメータを選ぶことで示されるものである。

このグリッド基板とダイポールアンテナを積層したアンテナモデルの設計パラメータと寸法を表 6.1 に示す。

ダイポールアンテナの長さ $\ell = 14.3$ mm、基板幅 W は 25 mm, 30 mm, 35 mm と変化させる。基板の横幅 $L = 27.25$ mm、ダイポールアンテナの幅 $w = 1.0$ mm、グリッド幅 $g = 12.1$ mm、スリット幅 $s = 0.5$ mm である。誘電体厚は、ダイポールアンテナ側

$h = 0.8 \text{ mm}$, グリッド基板側 $t = 3.2 \text{ mm}$ とした. 誘電体の比誘電率 $\epsilon_r = 2.65$ である. これらの設計値を用いた有限要素法による計算例を次に示す.

自由空間内において, 基板縦幅 W を 25 mm から 35 mm まで 5 mm ずつ変化させた時のアンテナのインピーダンス特性を図 6.3, VSWR 特性を図 6.4 に示す. 図 6.3 中の実線は $W = 25 \text{ mm}$, 点線は 30 mm , 破線は 35 mm を表し, レジスタンス値およびリアクタンス値を色分けにより示している. また図 6.4 では, 一点鎖線が $W = 25 \text{ mm}$, 実線は $W = 30 \text{ mm}$, 破線は $W = 35 \text{ mm}$ を示す.

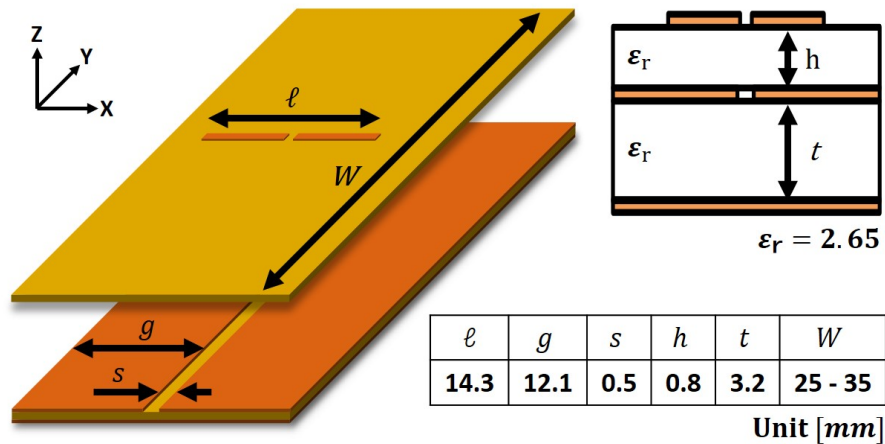


図 6.1 基板幅 W を変更したアンテナモデル

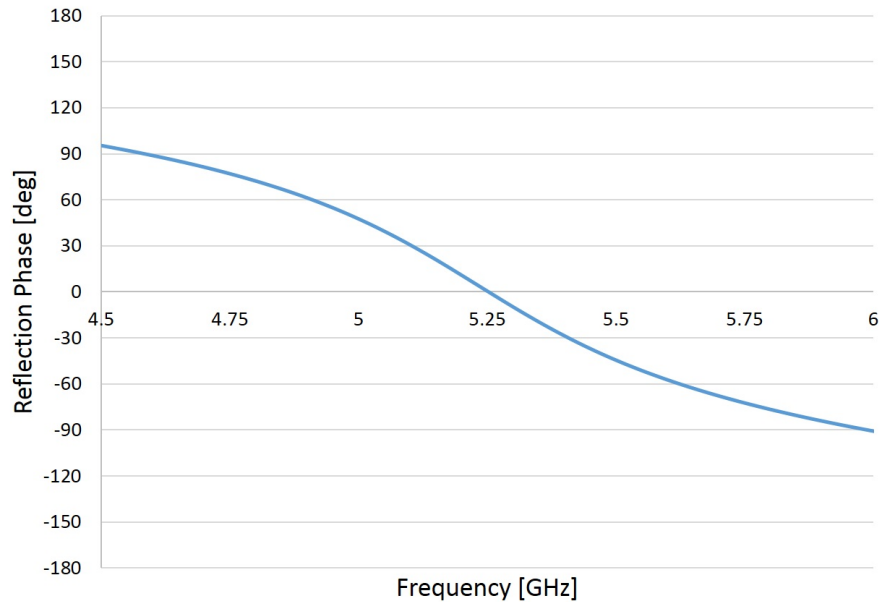


図 6.2 反射位相特性例

表 6.1 設計パラメータ

Parameter	Symbol	Value [mm]
Length of a dipole	ℓ	14.3
Width of a substrate	W	25 – 35
Length of a substrate	L	27.25
Width of a dipole	w	1.0
Width of a grid	g	12.1
Width of a slit	s	0.5
Thickness of a dipole substrate	h	0.8
Thickness of a grid substrate	t	3.2

6.4 試作モデルによる測定例

図 6.3 および図 6.4 の結果より、 $W = 25$ mm とした場合、共振点は設計周波数の 5.25 GHz に加え、6.0 GHz 付近で VSWR は一旦上昇するが、6.5 GHz で僅かに改善する結果となった。 $W = 30$ mm とした場合、5.25 GHz から 6.0 GHz までの間で VSWR が最も改善され、双方性の特性を示した。 $W = 35$ mm とした場合、共振点は 5.25 GHz のみであり、比帯域幅は $W = 25$ mm, 30 mm と比べ最も狭帯域の結果となった。これらの結果から W を調整することにより、単一の共振点を持つ特性の他、双方性の特性を持つことで MACKEY の帯域を更に拡大できる可能性があることが分かった。

次に自由空間内と金属板上にアンテナモデルを設置した際のインピーダンス特性の比較を図 6.5 に示す。ここで基板幅 $W = 30$ mm とする。レジスタンス値およびリアクタンス値は色分けで示し、実線は自由空間、点線は金属板上でのデータを示す。

図 6.5 の結果から、アンテナのインピーダンス特性は、金属の有無とほぼ無関係であることが示されている。このことを踏まえて、アンテナの試作を行い、この実測値と FEM による計算値との比較を行った。比較に用いる VSWR 特性を図 6.6 に示す。計算値 (Cal) と実測値 (Mes) に関して、実線は自由空間、点線は金属板上でのデータを示す。図 6.6 の結果より、アンテナの周囲に金属が存在する場合においても 19% 前後の帯域が確保されることを確認した。

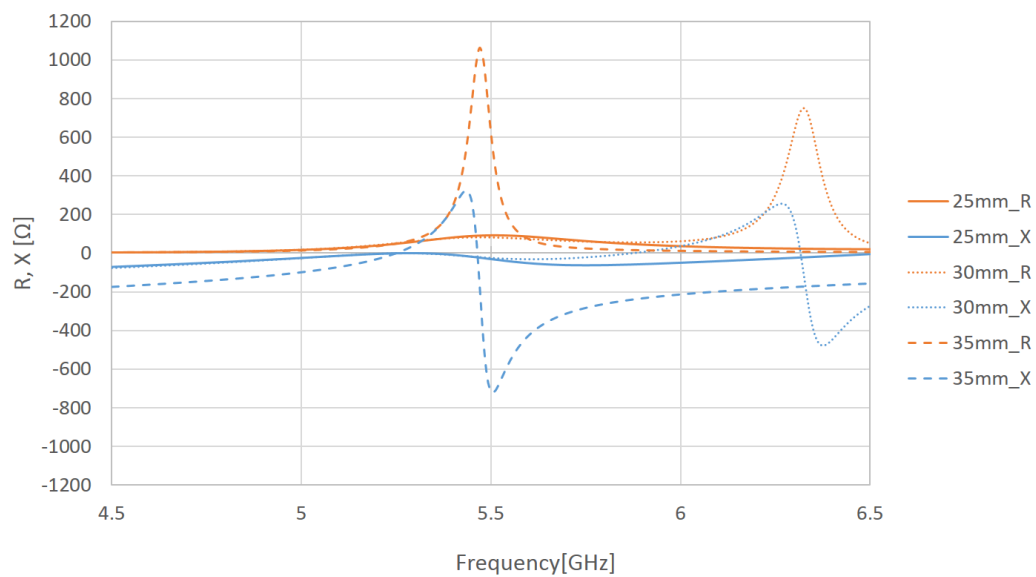


図 6.3 自由空間におけるインピーダンス特性

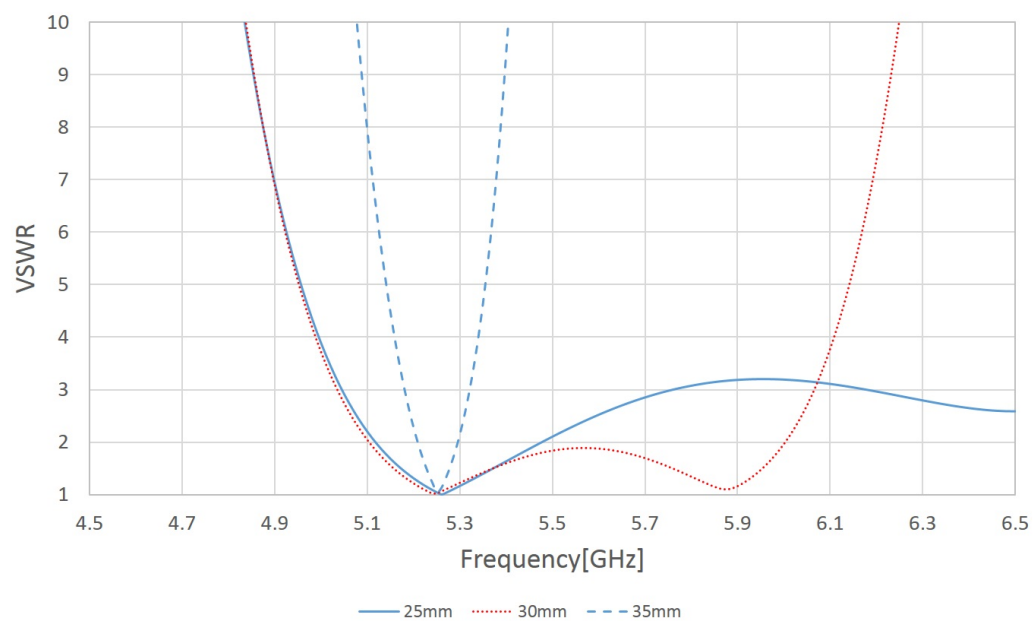


図 6.4 自由空間における VSWR 特性

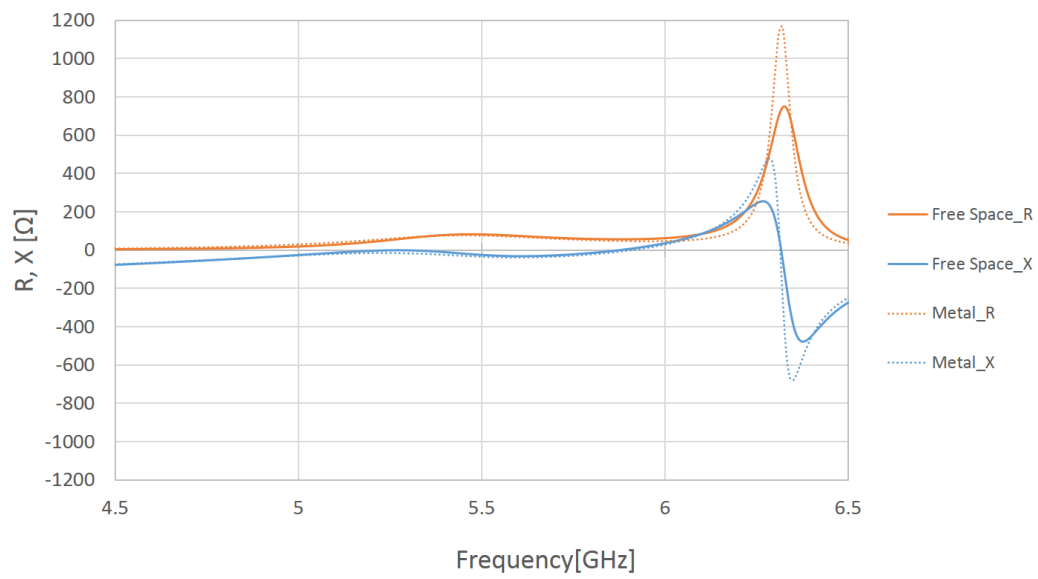


図 6.5 自由空間と金属板上でのインピーダンス特性 ($W = 30 \text{ mm}$)

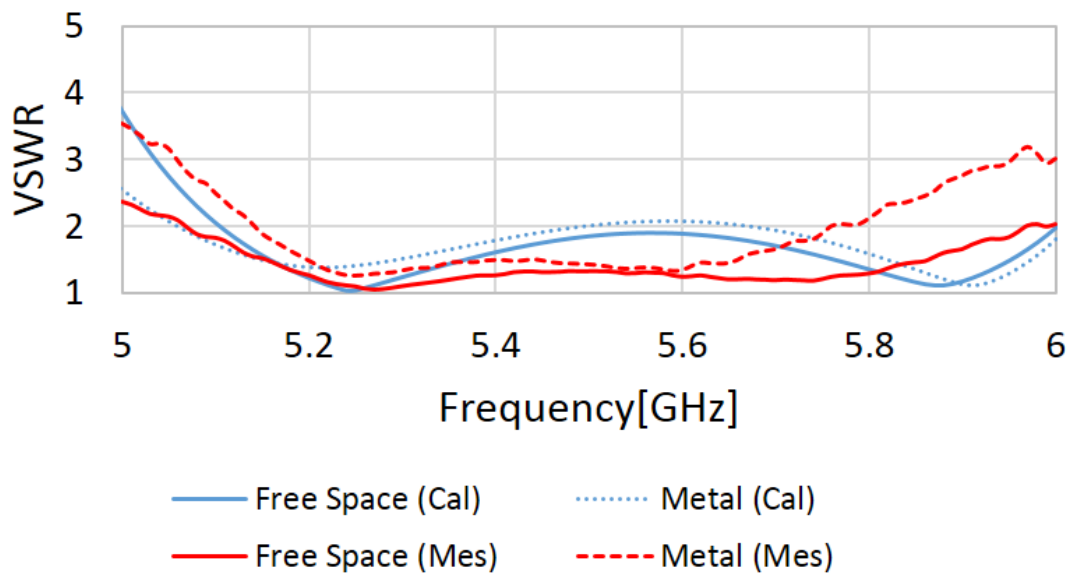


図 6.6 自由空間と金属板上でのインピーダンス特性 ($W = 30 \text{ mm}$)

6.5 電流分布及び放射パターン例

図 6.7(a) に 5.25 GHz におけるグリッド板上の電流分布を示し、図 6.7(b) に 5.87 GHz での電流分布を示す。

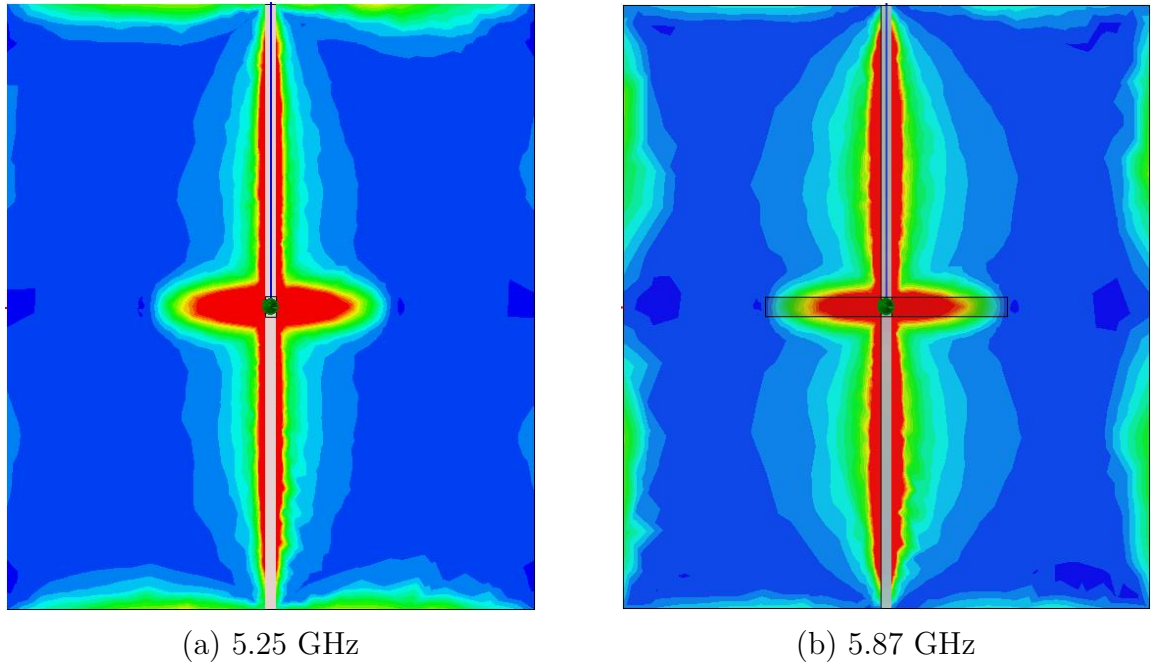


図 6.7 電流分布

電流分布は図 6.7 と同様であるが，本アンテナモデルでは更にグリッド基板の左右端部にも電流が確認された．これにより線路長が変化し共振点が追加され，広帯域化が可能になったと推察している．

自由空間での放射パターンを図 6.8 に，金属板上での放射パターンを図 6.9 に示し，図中の実線は実測値を表し，破線は計算値を示す．自由空間内及び金属板上何れにおいても同等の結果となり，金属板による放射パターンへの影響は少ないことが分かった．

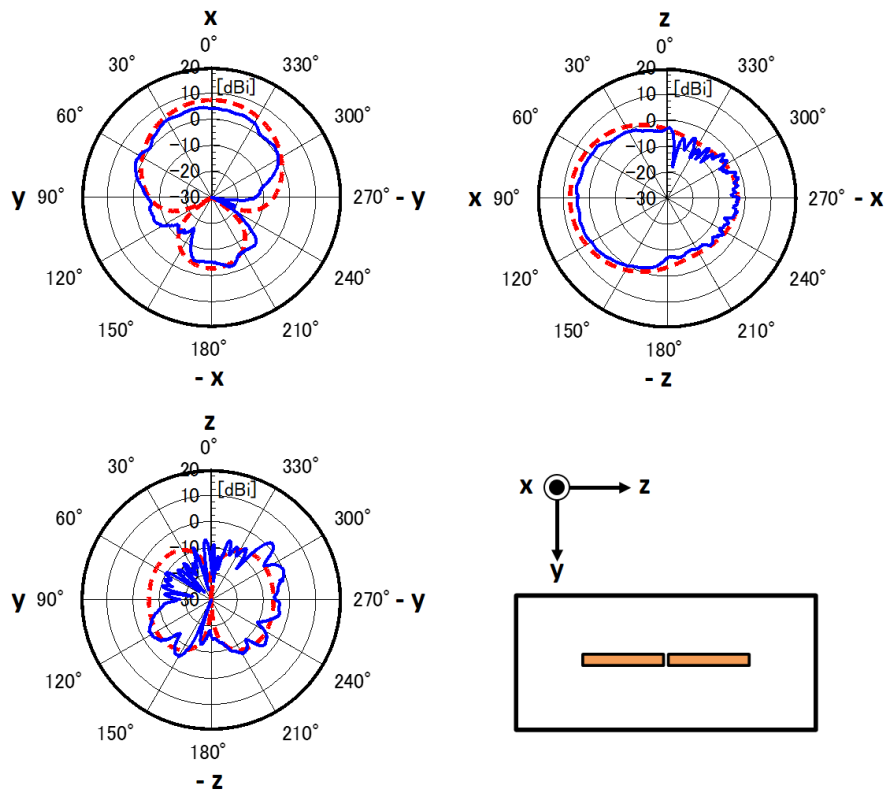


図 6.8 自由空間における放射パターン

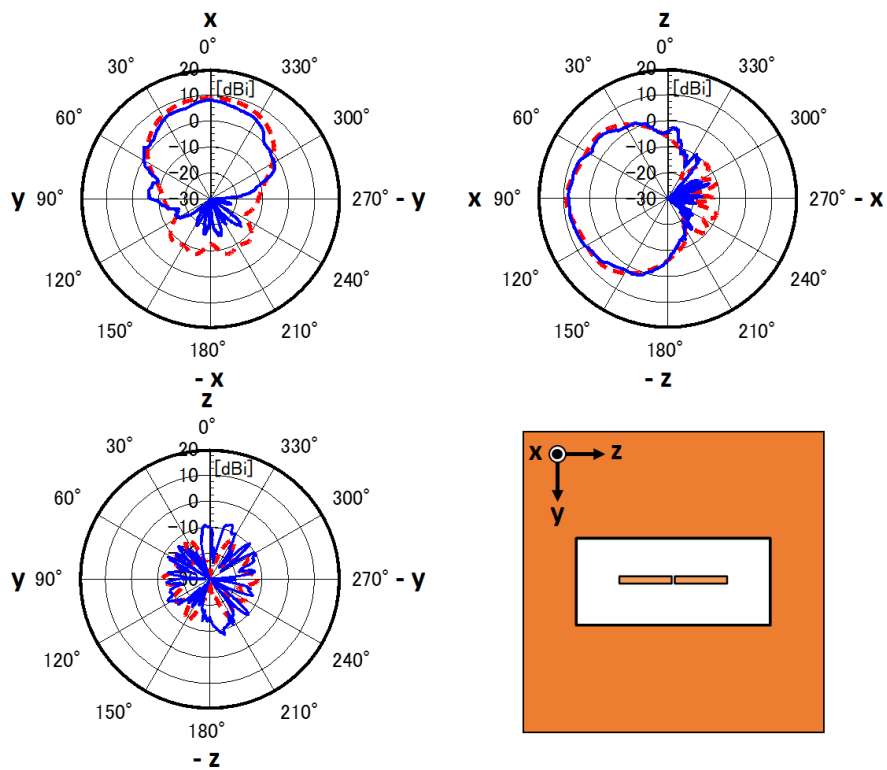


図 6.9 金属板上での放射パターン

6.6 むすび

本章では小形アンテナ MACKEY の広帯域化に関して特性例を示した．設計周波数は 5.25GHz とし，5.25GHz における反射位相が 0 度となる設計条件から，アンテナモデルの設計パラメータを示した．このとき基板幅 W を 25mm から 35mm に変更することで広帯域化について検討をインピーダンス特性，VSWR 特性，電流分布，放射パターンを用いて行った．

インピーダンス特性および VSWR 特性の結果から， $W=30\text{mm}$ とした際に広帯域となる傾向を示した．これは金属板上においても同様の結果であった．特に VSWR 特性においては，2 つの共振点による双方性の軌跡を描くことが分かった．

電流分布においては，共振周波数によって異なる分布を示した．上述した 2 共振の内，第 1 の共振点である 5.25GHz においては，従来の MACKEY で示された 2 素子のダイポールを模擬した分布を示した．また第 2 共振点となった 5.87GHz においては，ダイポールアンテナと直交する方向に対して電流が流れることがわかった．この電流は基板端部を流れるものであるが，端部の中心を境に逆相となっていることから，放射には寄与しないこともわかった．

第7章 結論

本論文では近年注目されているメタマテリアル技術に焦点を当て、IoT 分野への適用をねらいとし、アンテナの形状や特性改善について検討を行った。論文内では特に金属対応、小形化、薄形化を中心に示した。

2 章では金属板装荷 FSR の等価回路モデルを用いて斜め入射波における反射位相特性を求める簡易式の導出した。導出した簡易式を用いて、誘電体の厚さを変えたときの反射位相を算出し、モーメント法との比較結果から簡易式の妥当性を検討した。金属板装荷 FSR の等価回路モデルを用いて、斜め入射波の反射位相を求める簡易式を導出した。簡易式を用いるために必要な正規化サセプタンス B を求めるための原理、および正規化サセプタンス B を求める式について示した。

簡易式、および正規化サセプタンス B を用いて斜め入射波における反射位相を計算した。さらに、モーメント法との計算結果とを比較して導出した簡易式の妥当性を検討した。

導出した簡易式とモーメント法との計算結果に差異が生じた理由について、伝搬するモードの観点から考察を行った。

簡易式を用いて製作したパッチ型金属板装荷 FSR の製作について示し、反射率測定装置で測定した測定値と簡易式での計算結果、およびモーメント法での計算結果とを比較して、簡易式の妥当性について確認した。

3 章では、2 章で示した金属板装荷 FSR の等価回路から導出した条件式を用いて、入射角が 0 度とした場合の反射位相とサセプタンス B の定式化を行った。定式化した反射位相の妥当性を確認するために、実測値とモーメント法による計算値を用いて検証を行った。検証の結果、所望の周波数において反射位相は 0 度となり、かつ各々の反射位相特性はよく一致することがわかった。垂直入射で定義された正規化サセプタンス B は、AMC 基板が PMC 特性をもつための条件式となる。この式から誘電体の厚さが $1/20$ 波長以上であれば PMC 周波数の誤差は 5% 以下となり適用範囲が明らかとなった。

4 章では金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板のグリッド配列周期と特性の関係について検討し、4.2 節では AMC 基板厚 t を固定してグリッド配列周期 P が異なる 5 つのモデルを設計し、モーメント法から算出した反射位相特性より、各 AMC 基板の PMC 比帯域はほぼ一致することを示した。4.3 節では 4.2 節で算出した反射位相特性を用い、AMC 基板上アンテナのインピーダンス特性について検討した。検討より、各基板上アンテナのインピーダンス特性は類似することを示すと共に、PMC 基板上アンテナのインピーダンス特性に類似していることを示した。4.4 節では AMC 基板サイズを十分に大きいとした $3\lambda \times 3\lambda$ ($90 \text{ mm} \times 90 \text{ mm}$) サイズの有限な場合について、有限要素法 (HFSS) から AMC 基板上アンテナのインピーダンス特性や放射特性について検討した。検討より、有限サイズとした場合にも各基板上アンテナの特性は類似することを示すと共に、PMC 基板上アンテナのインピーダンス特性に類似していることを示した。また、2

周波数共用について検討し、波長で規格化した AMC 基板は 2 周波数共用が可能であることを示した。

5 章では、従来のキャパシタンスグリッドを設けた AMC 基板に対して更に小形化，薄形化を図った MACKEY を提案し，そのインピーダンス特性及び VSWR 特性を示した．また MACKEY が周囲の金属の有無を問わず，動作が可能であることを示した．AMC 基板上の電流分布を示し，MACKEY を構成するダイポールアンテナ基板は給電回路として働き，AMC 基板はその給電回路とインピーダンス整合が取れた際に放射素子として動作することを明らかにした．MACKEY の設計法として AMC 基板のグリッド幅 g 及び励振ダイポールの長さ l を調整するにより，所望の周波数で PMC 特性を実現可能であることを示した．

6 章では，小形アンテナ MACKEY の広帯域化に関して特性例を示した．設計周波数は 5.25 GHz とし，5.25 GHz における反射位相が 0 度となる設計条件から，アンテナモデルの設計パラメータを示した．このとき基板幅 W を 25 mm から 35 mm に変更することで広帯域化について検討をインピーダンス特性，VSWR 特性，電流分布，放射パターンを用いて行った．

インピーダンス特性および VSWR 特性の結果から， $W = 30$ mm とした際に広帯域となる傾向を示した．これは金属板上においても同様の結果であった．特に VSWR 特性においては，2 つの共振点による双方性の軌跡を描くことが分かった．

電流分布においては，共振周波数によって異なる分布を示した．上述した 2 共振の内，第 1 の共振点である 5.25 GHz においては，従来の MACKEY で示された 2 素子のダイポールを模擬した分布を示した．また第 2 共振点となった 5.87 GHz においては，ダイポールアンテナと直交する方向に対して電流が流れることがわかった．この電流は基板端部を流れるものであるが，端部の中心を境に逆相となっていることから，放射には寄与しないこともわかった．

以上より，AMC 技術を取り入れた金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いることで，金属対応の小形アンテナ MACKEY の発案に至った．またパラメータ変更による広帯域化の可能性が確認されたため，更なる特性改善が期待できることから，金属板装荷キャパシタンスグリッドあるいは MACKEY のような組合せのアンテナについては IoT 分野への適用が十分可能であると考えられる．

謝辞

本研究を進めるにあたり，的確かつ有益な助言を賜り，熱心に御指導下さいました金沢工業大学工学研究科電気電子工学専攻牧野滋教授に衷心より感謝の意を表します。

学位論文審査において，本論文の審査を賜りました東京農工大学工学研究院先端電気電子部門宇野亨教授，三菱電機株式会社情報技術総合研究所深沢徹博士，金沢工業大学工学研究科電気電子工学専攻金丸保典教授，金沢工業大学工学研究科電気電子工学専攻前田正彦教授に深く感謝致します。

本研究を進めるにあたりアンテナ理論，数値解析に対する議論や有益な助言をいただきました金沢工業大学工学研究科電気電子工学専攻野口啓介教授，廣田哲夫教授，伊東健治教授に深く感謝致します。

本研究を進めるにあたり，金沢工業大学大学院工学研究科博士前期課程の大坪靖治氏，金沢工業大学工学部電子情報通信工学科平野賢氏，須永諄氏には実験データ，解析データへのご支援，ご協力に加え有益な助言を頂きました。心より感謝致します。金沢工業大学牧野研究室卒業生の林秀幸氏，五十嵐勝俊氏，小鷹柁樹氏，岩片周平氏をはじめ，同研究室に所属した方々には，研究並びに学生生活のご支援，ご協力，並びにご高配を賜りました。心より感謝致します。

参考文献

- [1] 総務省, 平成 16 年度版情報通信白書, <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h16/pdf/index.html>, 平成 16 年 7 月.
- [2] 総務省, 平成 23 年度版情報通信白書, <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h23/pdf/index.html>, 平成 23 年 8 月.
- [3] 総務省, 平成 27 年度版情報通信白書, <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h27/pdf/index.html>, 平成 27 年 7 月.
- [4] IDC, “Explosive Internet of Things Spending to Reach 1.7 Trillion in 2020,” <http://www.idc.com/getdoc.jsp?containerId=prUS25658015>, Jun. 2015.
- [5] Cisco, “Embracing the Internet of Everything To Capture Your Share of 14.4 Trillion,” http://www.cisco.com/c/dam/en_us/about/ac79/docs/innov/IoE_Economy.pdf, Feb. 2013.
- [6] V. G. Veselago, “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ,” Soviet Physics Uspekhi, vol.10, no.4, pp.509-514, 1968.
- [7] J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart, and I. Youngs, “Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures,” Phys. Rev. Lett., vol.76, no.25, pp.4773-4776, 1996.
- [8] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Low frequency plasmons in thin-wire structures,” J. Phys.: Condens. Matter 10, pp.4785-4809, 1998.
- [9] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.47, no.11, pp1075-1084, 1999.
- [10] J. B. Pendry, “Negative Refraction Makes a Perfect Lens,” Phys. Rev. Lett, vol.85, no. 18, pp.3966-3969, 2000.
- [11] J. B. Pendry and S. O’Brien, “Very-low-frequency magnetic plasma,” J. Phys.: Condens. Matter 14, pp.7409-7416, 2002.

- [12] J. B. Pendry and S. Anantha Ramakrishna, "Near-field lenses in two dimensions," *J. Phys.: Condens. Matter* 14, pp.8463-8479, 2002.
- [13] S. Anantha Ramakrishna, J. B. Pendry, D. Schurig, D. R. Smith, and S. Schultz, "The asymmetric lossy near-perfect lens," *Journal of modern optics*, vol. 49, no. 10, pp.1747-1762, 2002.
- [14] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Phys.Rev.Lett.*, vol.84, no.18, pp.4184-4187, May 2000.
- [15] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, vol.292, pp.77-79, April 2001.
- [16] 榎原 久二男, "アンテナ応用のためのメタマテリアルの基礎," Nov. 2009.
- [17] D. J. Kern, M. J. Wilhelm, D. H. Werner, P. L. Werner, "A novel design technique for ultra-thin tunable EBG AMC surfaces," *IEEE AP-S International Symposium*, vol.2, pp.1167-1170, 2004.
- [18] 松崎章太, 宇野亨, 有馬卓司, "EBG構造による散乱解析における伝送線路近似の精度について," 2012 信学ソ大, B-1-85, 2012.
- [19] H. Mosallaei, K. Sarabandi, "Antenna Miniaturization and Bandwidth Enhancement Using a Reactive Impedance Substrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.52, no.9, pp.6206-6216, 2004.
- [20] T. Kamgaing, O. M. Ramahi, "Design and Modeling of High-Impedance Electromagnetic Surfaces for Switching Noise Suppression in Power Planes," *IEEE Trans. Electromagnetic Comp.*, vol.47, no.3, pp.479-489, 2005.
- [21] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Mutual Coupling Reduction of Microstrip Antennas Using Electromagnetic Band-Gap Structure," *IEEE AP-S International Symposium*, vol.2, pp.478-481, 2001.
- [22] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Microstrip Antennas Integrated With Electromagnetic Band-Gap (EBG) Structures: A Low Mutual Coupling Design for Array Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no.10, pp.2936-2946, 2003.
- [23] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no.10, pp.2691-2703, 2003.

- [24] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, E. Yablonovitch, “High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.47, no.11, pp.2059-2074, 1999.
- [25] Ke Li, Long Li, Yuan-Ming Cai, Cheng Zhu, Chang-Hong Liang, “A Novel Design of Low-Profile Dual-Band Circularly Polarized Antenna With Meta-Surface,” *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, vol.14, pp.1650-1653, 2015.
- [26] Z. Bayraktar, M. D. Gregory, X. Wang, D. H. Werner, “A Versatile Design Strategy for Thin Composite Planar Double-Sided High-Impedance Surfaces,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.60, no.6, pp.2770-2780, 2012.
- [27] D. Elsheakh, E. Abdallah, A. Soliman, Hadia El-Henawy, “Design of planar inverted F-antenna over uniplanar EBG structure for laptop MIMO applications,” *IEEE AP-S International Symposium (APS/URSI)*, pp.783-784, 2014.
- [28] N. K. Kiem, H. N. Bao Phuong, Q. N. Hieu, D. N. Chien, “A Compact Printed 4×4 MIMO-UWB Antenna with WLAN Band Rejection,” *IEEE AP-S International Symposium (APS/URSI)*, pp.2245-2246, 2013.
- [29] J. P. Turpin, Qi Wu, D. H. Werner, B. Martin, M. Bray, E. Lier, “Near-Zero-Index Metamaterial Lens Combined With AMC Metasurface for High-Directivity Low-Profile Antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.62, no.4, pp.1928-1936, 2014.
- [30] M. Pasian, S. Monni, A. Neto, M. Ettorre, G. Gerini, “Frequency Selective Surfaces for Extended Bandwidth Backing Reflector Functions,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.58, no.1, pp.43-50, 2010.
- [31] M. R. Hashemi, S. -H. Yang, M. Jarrahi, T. Wang, “Millimeter-Wave Phase Modulator Based on Vanadium Dioxide Meta-Surfaces,” *International Symposium on Antennas Propag. (ISAP) & USNC/URSI*, pp.77-78, 2015.
- [32] T. K. Wu, “Frequency selective surface and grid array,” A wiley-interscience publication, 1995.
- [33] 佐藤郁郎, 玉川晋, 岩田龍一, “方形金属格子による準光学分波器,” *信学論 (B)*, vol.J67-B, no.4, pp.447-454, 1984.
- [34] 岩田龍一, “長方形金属パッチ配列による低域通過型準光学分波器,” *信学論 (B)*, vol.J71-B, no.9, pp.1053-1060, 1988.
- [35] R. Kuse, T. Hori, M. Fujimoto, “Variable Reflection Angle Meta-Surface using Double Layered Patch Type FSS,” *International Symposium on Antennas Propag. (ISAP)*, pp.197-198, 2014.

- [36] 林勝也, 牧野滋, 別段信一, 廣田哲夫, 野口啓介, 伊東健治, 諸谷徹郎, “金属板装荷 FSR における等価回路を用いた反射特性解析と AMC 基板への適用,” 信学論 (B), vol.J96-B, no.9, pp.1010-1018, 2013.
- [37] Y. Kawakami, T. Hori, M. Fujimoto, R. Yamaguchi, K. Cho, “Low-Profile Design of Metasurface Considering FSS Filtering Characteristics,” IEICE Trans. Commun., vol.E95-B, no.2, pp.477-483, 2012.
- [38] J. Huang, J.A. Encinar, “Reflectarray antennas,” Wiley, New Jersey, 2007.
- [39] H. Deguchi, N. Takagi, M. Tsuji and H. Shigesawa, “Microstrip reflectarray with offset feed for improving effective aperture area,” IEEE Int. Symp. Antennas Propagat, vol.3, pp.290-293, 2003.
- [40] 井戸川貴志, 出口博之, 辻幹男, 繁沢宏, 高木信夫, “単層マイクロストリップオフセットリフレクトアレーの簡易設計,” 信学論 (C), vol.J89-C, no.5, pp.321-328, 2006.
- [41] 吉田幸弘, 岡田幸祐, 佐々木秀輔, 牧野滋, 別段信一, 伊東健治, 野口啓介, 廣田哲夫, 高橋徹, “衛星放送受信用リフレクトアレーアンテナ,” 信学技報, AP2011-55, pp.37-42, 2011.
- [42] Y. Zhang, J. Hagen, M. Younis, C. Fischer and W. Wiesbeck, “Planar artificial magnetic conductors and patch antennas,” IEEE Trans. Antennas Propagat, vol.51, no.10, pp.2704-2712, 2003.
- [43] 川上由紀, 堀俊和, 藤元美俊, 山口良, 長敬三, “地板付き周波数選択板の PMC 特性,” 信学技報, AP2008-107, pp.71-74, 2008.
- [44] 関欽揮, 牧野滋, 別段信一, 廣田哲夫, 野口啓介, 水澤丕雄, 大塚昌孝, “金属板装荷 FSR の反射位相特性,” 信学技報, AP2008-204, pp.91-95, 2009.
- [45] N.Marcuvitz, “Waveguide Handbook,” pp.280-284, Boston Technical Publishers Inc., 1964.
- [46] Sergei Tretyakov, “Analytical model in applied electromagnetics,” Artech House Publishers, 2003.
- [47] 中島将光, “マイクロ波工学 (森北電気工学シリーズ 3),” pp.100-102, 森北出版.
- [48] J.P. Montgomery, “Scattering by an Infinite Periodic Array of Thin Conductors on a Dielectric Sheet,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-23, no.1, January 1975. 5.
- [49] 牧野滋, 片木孝至, 高野忠, “反射率測定装置,” 昭 54 信学総大, 671, 1979.

- [50] 林勝也, 牧野滋, 別段信一, 廣田哲夫, 野口啓介, 伊東健治, 諸谷徹郎, “金属板装荷キャパシタンスグリッドのPMC特性とその設計法,” 信学技報, AP2012-50, pp.113-118, 2012.
- [51] 丹羽一城, 牧野滋, 別段信一, 廣田哲夫, 野口啓介, 伊東健治, 徳永淳, “モーメント法を用いた金属板装荷FSRの解析と薄型PMC基板の解析への応用,” 信学技報, AP2011-165, pp.107-114, 2012.
- [52] 牧野滋, 片木孝至, “波面と鏡面,” 信学論(B), Vol. J-91-B, No.9, pp.916-925, 2008.
- [53] A.P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang and J.C. Vardaxoglou, “Artificial Magnetic Conductor Surface and Their Application to Low-Profile High-Gain Planar Antennas,” IEEE Trans. Antennas Propagat, vol.53, no.1, pp.209-215, 2005.
- [54] A. Vallecchi, J. R. De Luis, “Low Profile Fully Planar Folded Dipole Antenna on a High Impedance Surface,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.60, no.1, pp.51-62, 2005.
- [55] D. Kostka, R. Abhari, “Experimental Evaluations of Printed Circuit Board and On-Chip Inductors Backed by AMC Surfaces,” IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., vol.8, pp.720 - 723, 2009.
- [56] A. Foroozesh, L. Shafai, “Investigation Into the Application of Artificial Magnetic Conductors to Bandwidth Broadening, Gain Enhancement and Beam Shaping of Low Profile and Conventional Monopole Antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.59, no.59, pp.4-20, 2011.
- [57] S. Clavijo, W. E. McKinzie III, “Design Methodology for Sievenpiper High-Impedance Surfaces: An Artificial Magnetic Conductor for Positive Gain Electrically Small Antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.51, no.10, pp.2678-2690, 2003.
- [58] H. F. Contopanagos, C. A. Kyriazidou, A. P. Toda, F. De Flaviis, and N. G. Alexopoulos, “On the Projection of Curved AMC Reflectors From Physically Planar Surfaces,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.63, no.2, pp.646-658, 2015.
- [59] G. Zheng, A. A. Kishk, A. W. Glisson, and A. B. Yakovlev, “A mutual coupling reduction technique for dielectric resonator antennas over AMC surface,” IEEE AP-S International Symposium, pp.377-380, 2006.
- [60] M. Hosseini, A. Pirhadi, M. Hakkak, “Design of a Novel AMC with Little Sensitivity to the Angle of Incidence and Very Compact Size,” IEEE AP-S International Symposium, pp.1939-1942, 2006.

- [61] M. K. Taher Al-Nuaimi, W. G. Whittow, “Low Profile Dipole Antenna Backed by Isotropic Artificial Magnetic Conductor Reflector,” European Conference on Antennas Propag. (EuCAP), pp.1-5, 2010.
- [62] Y. Zhang, R. Mittra, B. Wang, “Novel Design for Low-RCS Screens using a Combination of Dual-AMC,” IEEE AP-S International Symposium, pp.1-4, 2009.
- [63] S. Xuat Ta, I. Park, “Dual-Band Low-Profile Crossed Asymmetric Dipole Antenna on Dual-Band AMC Surface,” IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., vol.13, pp.587-590, 2014.
- [64] H. Kamoda, S. Kitazawa, N. Kukutsu and K. Kobayashi, “Loop Antenna Over Artificial Magnetic Conductor Surface and Its Application to Dual-Band RF Energy Harvesting,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.63, no.10, pp.4408-4417, 2015.
- [65] J. H. Yoon, E. Y. Kim, Y. Lim, Y. J. Yoon, “Equivalent Circuit Model and Reflection Phase Control Methods for Dual-band AMC,” European Conference on Antennas Propag., pp.1222 - 1226, 2011.
- [66] S. Iwakata, H. Hayashi, M. Kotaka, S. Makino, T. Moroya, K. Noguchi, T. Hirota, K. Itoh, “Dual Band Characteristics of a Linear Antenna over a Capacitance Grid-Type AMC Substrate,” International Symposium on Antennas Propag. (ISAP), pp.369-370, 2014.
- [67] S. Yan, P. J. Soh, and Guy A. E. Vandenbosch, “Low-Profile Dual-Band Textile Antenna With Artificial Magnetic Conductor Plane,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.62, no.12, pp.6487-6490, 2014.
- [68] Y. Di, X. Liu, M. M. Tentzeris, “A Conformable Dual-Band Antenna Equipped with AMC for WBAN Applications,” Asia-Pacific Conference on Antennas Propag. (APCAP), pp.388-391, 2014.
- [69] G. Li, H. Zhai, L. Li, C. Liang, R. Yu and S. Liu, “AMC-Loaded Wideband Base Station Antenna for Indoor Access Point in MIMO System,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.63, no.2, pp.525-533, 2015.
- [70] J. C. I. Galarregui, A. T. Pereda, I. Ederra, R. Gonzalo, and P. de Maagt, “Broadband Radar Cross-Section Reduction Using AMC Technology,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.61, no.12, pp.6136-6143, 2013.
- [71] K. Agarwal, Nasimuddin, A. Alphones, “Wideband Circularly Polarized AMC Reflector Backed Aperture Antenna,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.61, no.3, pp.1456 - 1461, 2013.

- [72] M. Paquay, J. C. Iriarte, I. Ederra, R. Gonzalo, and P. de Maagt, "Thin AMC Structure for Radar Cross-Section Reduction," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.55, no.12, pp.3630-3638, 2007.
- [73] J. Alarcon, M. Egels and P. Pannier, "A Size Reduction Technique for Artificial Magnetic Conductors," *Loughborough Antennas Propagat Conf.*, pp.1-5, 2011.
- [74] A. Foroozesh, L. Shafai, "Size Reduction of a Microstrip Antenna with Dielectric Superstrate Using Meta-Materials: Artificial Magnetic Conductors versus Magneto-Dielectrics," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp.11-14, 2006.
- [75] M. K. Taher Al-Nuaimi, W. G. Whittow, "Ultra Thin Dipole Antenna Backed by New Planar Artificial Magnetic Conductor," *Loughborough Antennas Propagat. Conf.*, pp.97-100, 2009.
- [76] J. M. Baracco, L. Salghetti-Drioli, and P. de Maagt, "AMC Low Profile Wide-band Reference Antenna for GPS and GALILEO Systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.56, no.8, pp.2540-2547, 2008.
- [77] E. Carrubba, S. Genovesi, A. Monorchio, and G. Manara, "AMC-based low profile antennas for 4G communication services," *IEEE AP-S International Symposium*, pp.3364-3367, 2007.
- [78] S. Pan, C. Guclu, F. Capolino, "Effect of Losses on the Performance of Very Thin Artificial Magnetic Conductors," *URSI International Symposium on Electromagnetic Theory*, pp.404-407, 2013.
- [79] E. Y. Kim, J. H. Yoon, Y. J. Yoon and C. G. Kim, "Low Profile Dual-band Reflector Antenna with Dual Resonant AMC," *IEEE AP-S/URSI International Symposium*, pp.1800-1803, 2011.
- [80] H. R. Khaleel, H. M. Al-Rizzo, D. G. Rucker, and S. Abushamleh, "A Low Profile AMC for Flexible and Conformal Applications," *IEEE AP-S International Symposium*, pp.1-2, 2012.
- [81] J. Joubert, J. (Yiannis) C. Vardaxoglou, W. G. Whittow, and J. W. Odendaal, "CPW-Fed Cavity-Backed Slot Radiator Loaded With an AMC Reflector," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.60, no.2, pp.735-742, 2012.
- [82] M. K. Taher Al-Nuaimi, W. G. Whittow, "Novel Planar AMC for Low Profile Antenna Applications," *Loughborough Antennas Propagat. Conf.*, pp.145-148, 2009.

- [83] K. L. Ford, J. M. Rigelsford, “Street Furniture Antenna Radiation Pattern Control Using AMC Surfaces,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.56, no.9, pp.3049-3052, 2008.
- [84] W. Yang, W. Che, H. Jin, W. Feng, Q. Xue, “A Polarization-Reconfigurable Dipole Antenna Using Polarization Rotation AMC Structure,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.63, no.12, pp.5305-5315, 2015.
- [85] W. Yang, K. Tam, W. Choi, W. Che, H. T. Hui, “Novel Polarization Rotation Technique Based on an Artificial Magnetic Conductor and Its Application in a Low-Profile Circular Polarization Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.62, no.12, pp.6206-6216, 2014.
- [86] H. R. Raad, A. I. Abbosh, H. M. Al-Rizzo, and D. G. Rucker, “Flexible and Compact AMC Based Antenna for Telemedicine Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.61, no.2, pp.524-531, 2013.
- [87] Constantine A. Balanis, “Antenna Theory-Analysis and Design”, Jon Wiley & Sons Inc, pp.465-484, 2005.
- [88] T. Fukasawa, T. Yanagi, H. Miyashita, Y. Konishi, “Extended S-Parameter Method Including Radiation Pattern Measurements of an Antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.60, no.12, pp.5645-5653, 2012.

研究成果

学術論文

- [1] Tetsuo Moroya, Shigeru Makino, Yasuharu Ohtsubo, Keisuke Noguchi, Tetsuo Hirota, Kenji Itoh, “ Feasibility Study of Wide-band MACKEY, ” IEICE Communications Express, 2016. - 投稿中 -
- [2] 諸谷 徹郎, 小鷹 柁樹, 牧野 滋, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, “ AMC 技術を用いた小形薄形アンテナ MACKEY, ” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J99-B, No.9, pp. 786-794, 2016.
- [3] 諸谷 徹郎, 林 秀幸, 牧野 滋, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, “ 金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板上に配置したダイポールアンテナの特性, ” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J98-B, No.9, pp. 939-947, 2015.
- [4] 大坪靖治, 諸谷 徹郎, 牧野 滋, 廣田 哲夫, 野口 啓介, 伊東 健治, “ オフセット給電により 2 周波共用化・広帯域化した MACKEY O 型の検討, ” 電子情報通信学会論文誌 B, 2016. - 投稿中 -

国際会議

- [1] Tetsuo Moroya, Shigeru Makino, Yasuharu Ohtsubo, Keisuke Noguchi, Tetsuo Hirota, Kenji Itoh, “ Feasibility Study of Wide-band MACKEY, ” International Symposium on Antennas and Propagation 2016, Ginowan (Okinawa), Oct. 2016.
- [2] Shigeru Makino, Tetsuo Moroya, Masaki Kotaka, Kenji Itoh, Keisuke Noguchi, Tetsuo Hirota, “ Dual Band MACKEY-E with E Shaped Radiator, ” IEEE Antennas and Propagation in Wireless Communications 2016, Cairns (Australia), Sep. 2016.
- [3] Tetsuo Moroya, Masaki Kotaka, Shigeru Makino, Keisuke Noguchi, Tetsuo Hirota, Kenji Itoh, “ A Study on a Dual Band Antenna MACKEY, ” IEEE Antennas and Propagation Society 2016, Fajardo (Puerto Rico), Jun. 2016.

- [4] Tetsuo Moroya, Masaki Kotaka, Shigeru Makino, Keisuke Noguchi, Tetsuo Hirota, Kenji Itoh, “ AMC Substrate Inspired Small Antenna MACKEY, ” International Symposium on Antennas and Propagation 2015, Tasmania (Australia), pp.718-721, Nov. 2015.
- [5] Shigeru Makino, Tetsuo Moroya, Masaki Kotaka, Kenji Itoh, Keisuke Noguchi, Tetsuo Hirota, “ A proposal of AMC inspired small antenna MACKEY, ” IEEE Antennas and Propagation in Wireless Communications 2015, Torino (Italy), pp219-222, Sep. 2015.
- [6] Tetsuo Moroya, Masaki Kotaka, Shigeru Makino, Hideyuki Hayashi, Keisuke Noguchi, Tetsuo Hirota, Kenji Itoh, “ Proposal of a Dipole Antenna Unified with an AMC Substrate, ” IEEE Antennas and Propagation Society 2015, Vancouver (Canada) pp. 1408-1409, Jul. 2015.
- [7] Shuhei Iwakata, Hideyuki Hayashi, Shigeru Makino, Tetsuo Moroya, Masaki Kotaka, Kenji Itoh, Keisuke Noguchi, Tetsuo Hirota, “ Dual Band Characteristics of a Linear Antenna over a Capacitance Grid Type AMC Substrate , ” International Symposium on Antennas and Propagation 2014, Kaohsiung (Taiwan), TH4B-01, Dec. 2014.
- [8] Tetsuo Moroya, Shigeru Makino, Tetsuo Hirota, Keisuke Noguchi, Kenji Itoh, Katsutoshi Ikarashi, “ Polarization Conversion Reflector Using a Metal-Plate-Loaded Meander Line, ” International Symposium on Antennas and Propagation 2014, Kaohsiung (Taiwan), WE3C-10, Dec. 2014.
- [9] Shigeru Makino, Hideyuki Hayashi, Tetsuo Moroya, Kenji Itoh, Keisuke Noguchi, Tetsuo Hirota, “ Dual Band Characteristics of a Linear Antenna over a Capacitance Grid Type AMC Substrate, ” IEEE Antennas and Propagation in Wireless Communications 2014, session 18, Palm Beach (Aruba), pp86-89, Aug. 2014.

研究会

- [1] 諸谷 徹郎, 牧野 滋, 大坪 靖治, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, “ 小形アンテナ MACKEY の広帯域化に関する一検討, ” 信学技報, AP2016-52, 北海道, pp. 87-90, May. 2016.
- [2] 大坪 靖治, 小鷹 柁樹, 牧野 滋, 廣田 哲夫, 野口 啓介, 伊東 健治, 諸谷 徹郎, “ オフセット給電により2周波共用化したMACKEY O型の検討, ” 信学技報, AP2016-21 神戸大, pp. 27-32, May. 2016.

- [3] 小鷹 柁樹, 諸谷 徹郎, 牧野 滋, 林 秀幸, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, “AMC 基板一体化ダイポールアンテナの検討,” 信学技報, AP2015-6, 沖縄, pp. 25-30, Apr. 2015.
- [4] 諸谷 徹郎, 小鷹 柁樹, 牧野 滋, 林 秀幸, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, “AMC 基板一体化ダイポールアンテナの提案 ～メタマテリアルアンテナチップ MACKEY～,” 信学技報, AP2014-211, 福井大, pp. 1-5, Mar. 2015.
- [5] 岩片 周平, 牧野 滋, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, 諸谷 徹郎, “金属板装荷キャパシタンスグリッドを用いた AMC 基板の 2 周波共用の検討,” 信学技報, AP2014-37, 沖縄, pp. 95-98, May. 2014.

全国大会

- [1] 平野 賢, 大坪 靖治, 牧野 滋, 廣田 哲夫, 野口 啓介, 伊東 健治, 諸谷 徹郎, “第 3 共振周波数を利用した MACKEY O 型,” 2016 電子情報通信学会ソサエティ大会論文集, B-1-61, Sep. 2016.
- [2] 須永 誼, 大坪 靖治, 牧野 滋, 廣田 哲夫, 野口 啓介, 伊東 健治, 諸谷 徹郎, “MACKEY O 型の広帯域化モデルの検討,” 2016 電子情報通信学会ソサエティ大会論文集, B-1-62, Sep. 2016.
- [3] 大坪 靖治, 小鷹 柁樹, 牧野 滋, 廣田 哲夫, 野口 啓介, 伊東 健治, 諸谷 徹郎, “オフセット給電により 2 周波共用化した MACKEY O 型の検討,” 2016 電子情報通信学会総合大会論文集, B-1-101, Mar. 2016.
- [4] 諸谷 徹郎, 牧野 滋, 大坪 靖治, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, “小形アンテナ MACKEY の広帯域化に関する一検討,” 2016 電子情報通信学会総合大会論文集, B-1-103, Mar. 2016.
- [5] 小鷹 柁樹, 牧野 滋, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, 諸谷 徹郎, “AMC 基板一体化ダイポールアンテナの設計法,” 2015 電子情報通信学会ソサエティ大会論文集, B-1-101, Sep. 2015.
- [6] 諸谷 徹郎, 小鷹 柁樹, 牧野 滋, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, “二周波共用 MACKEY に関する基礎検討,” 2015 電子情報通信学会ソサエティ大会論文集, B-1-102, Sep. 2015.
- [7] 岩片 周平, 大坪 靖治, 牧野 滋, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, 諸谷 徹郎, “金属板装荷 FSR を用いた AMC 基板の過渡現象,” 2015 電子情報通信学会総合大会論文集, B-1-115, May 2015.

- [8] 小鷹 柁樹, 諸谷 徹郎, 牧野 滋, 林 秀幸, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, 濱邊太一, “ AMC 基板一体化ダイポールアンテナの検討,” 2015 電子情報通信学会総合大会論文集, B-1-107, May. 2015.
- [9] 諸谷 徹郎, 小鷹 柁樹, 牧野 滋, 林 秀幸, 野口 啓介, 廣田 哲夫, 伊東 健治, “ AMC 基板一体化ダイポールアンテナの提案,” 2015 電子情報通信学会総合大会論文集, B-1-106, May. 2015.
- [10] 諸谷 徹郎, 牧野 滋, 廣田 哲夫, 野口 啓介, 伊東 健治, 五十嵐勝俊, “ 金属板装荷メアンダラインを用いた偏波変換反射板,” 2014 電子情報通信学会ソサエティ大会論文集, B-1-63, Sep. 2014.