

電磁クロッキングによる アンテナの相互結合抑制に関する研究

防衛大学校理工学研究科後期課程

電子情報工学系専攻 エレクトロニクス工学教育研究分野

グエン タイン ビン

令和4年3月

目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 先行研究	2
1.2.1 従来のアンテナの相互結合抑制法	2
1.2.2 メタマテリアルによるアンテナの相互結合抑制法	5
1.3 研究の位置づけ	8
1.4 研究目的	12
1.5 本論文の構成	12
第2章 積層セラミックコンデンサ(MLCC)からなる負透磁率媒質	15
2.1 まえがき	15
2.2 MLCC からなる積層型メタマテリアルの試作構造および測定結果	15
2.3 MLCC の内部構造の推定	17
2.3.1 MLCC 構造の簡略化	17
2.3.2 単位セル構造の設計	19
2.3.3 実効比誘電率および比透磁率の算出	22
2.3.4 $ S_{21} $ 特性の比較	25
2.4 測定結果の考察	27
2.4.1 電極の導電率による影響	27
2.4.2 MLCC の誘電正接による影響	28
2.4.3 ばらつきによる影響	29
2.5 まとめ	34

第3章 MLCC を用いた電波吸収体によるアンテナの相互結合抑

制 35

3.1	まえがき	35
3.2	MLCC の構造および動作原理.....	36
3.3	MLCC を用いた電波吸収体.....	37
3.3.1	単位セル構造	38
3.3.2	周期長の変化によるモノスタティック RCS 特性.....	39
3.3.3	偏波面の変化によるモノスタティック RCS 特性.....	40
3.3.4	有限構造の解析結果	40
3.4	試作構造および測定結果	42
3.4.1	試作構造	43
3.4.2	測定系の概要	44
3.4.3	モノスタティック RCS の測定結果.....	45
3.5	アンテナの相互結合抑制効果の確認	47
3.6	まとめ	49

第4章 MLCC を用いた円筒クロッキングによるアンテナの相互

結合抑制 51

4.1	まえがき	51
4.2	円筒クロッキングのための座標変換	52
4.2.1	座標変換の媒質的解釈	52
4.2.2	円筒クロッキングの座標変換	53
4.3	MLCC の配置密度を制御した円筒クロッキング	55

4.3.1	提案円筒クローキングおよび単位セル構造	55
4.3.2	周期長の変化による実効比透磁率特性	57
4.3.3	設計結果	58
4.3.4	解析モデルおよび解析結果	59
4.4	試作構造及び測定結果	62
4.4.1	円筒クローキングの試作構造	62
4.4.2	測定系の概要	64
4.4.3	測定結果	66
4.5	円筒クローキングの損失による影響	69
4.5.1	損失による電界分布への影響	69
4.5.2	1次元電界強度による円筒クローキングの損失の確認	70
4.6	アンテナの相互結合抑制効果の確認	72
4.7	まとめ	73

第5章 表面リアクタンスを設計したマントルクロークによる

アンテナの相互結合抑制	75
5.1 まえがき	75
5.2 マントルクロークの理論	76
5.3 動作周波数より高周波側に阻止帯域を有するマントルクロークアンテナ の設計	77
5.3.1 解析モデル	77
5.3.2 マントルクロークのパラメータの変化による動作周波数と阻止周波 数への影響	79
5.3.3 設計結果	80

5.4 動作周波数より低周波側に阻止帯域を有するマントルクロックアンテナ の設計.....	82
5.4.1 解析モデル.....	82
5.4.2 設計結果.....	83
5.5 アンテナの相互結合抑制効果の確認.....	85
5.6 ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナの実構造の設計.....	90
5.7 まとめ.....	98

第6章 ストリップ導体を用いた広帯域マントルクロックアンテナ によるアンテナの相互結合抑制 101

6.1 まえがき.....	101
6.2 表面リアクタンスを設計したマントルクロックアンテナ.....	101
6.2.1 解析モデル.....	102
6.2.2 表面リアクタンスの変化による $ S_{11} $ 特性.....	103
6.2.3 動作周波数と阻止周波数の間隔の可変範囲.....	104
6.3 ストリップ導体を用いた広帯域マントルクロックアンテナの設計.....	106
6.3.1 解析モデル.....	107
6.3.2 $ S_{11} $ 特性およびアンテナの動作原理.....	109
6.3.3 電流分布および電界分布の確認.....	112
6.4 試作アンテナおよび測定結果.....	117
6.4.1 試作アンテナ.....	117
6.4.2 測定結果.....	118
6.5 アンテナの相互結合抑制効果の確認.....	120
6.6 まとめ.....	122

第7章 結論	124
謝 辞	128
参考文献	129
研究業績	143
付録.....	147
付録A MLCCを用いた偏波共用電波吸収体.....	147
付録B MLCCを用いた広帯域電波吸収体.....	152

第1章 序論

1.1 研究背景

現在、5Gの実用化に加え、IoT (Internet of Things)の通信機器が増えることによって、トラフィック量の増加に拍車がかかることが予想される。2018年から2021年にかけて、世界のトラフィック量は2倍に増加し、2022年には1か月あたり約350エクサバイトに達する予想されている[1]。通信容量を確保するために、使用できる周波数帯域を増やすマルチバンド運用基地局が増加しており、無線に割り当てられる周波数とバンド数は数倍で増加している。そのため、都市部などの人口の密集地域において、通信トラフィックが増大することにより、通信速度の低下が発生することが問題となる。これは、屋内外の障害物や無線機器同士などの電波干渉の影響により発生したと考えられる。電波干渉問題は現在のような一部のネットワークだけの問題ではなく、将来的にはモバイルインフラ全体、つまり企業活動や社会生活において社会的課題となる可能性が大いにある。

図1.1に屋内外の電波干渉の例を示す。屋外に設置されているパラボラアンテナには、図1.1(a)に示すように支持柱があり、支持柱によるブロッキングが発生する。そのため、アンテナ特性が変化し、サイドローブ特性などの放射特性が劣化する。また、図1.1(b)に示すように、オフィス内に設置している無線LANなどの通信機器では外部からの不要電波による干渉が発生するため、通信が不安定となる。したがって、アンテナ特性や通信状況を維持するためには、不要な電波との干渉を抑制させる必要がある。

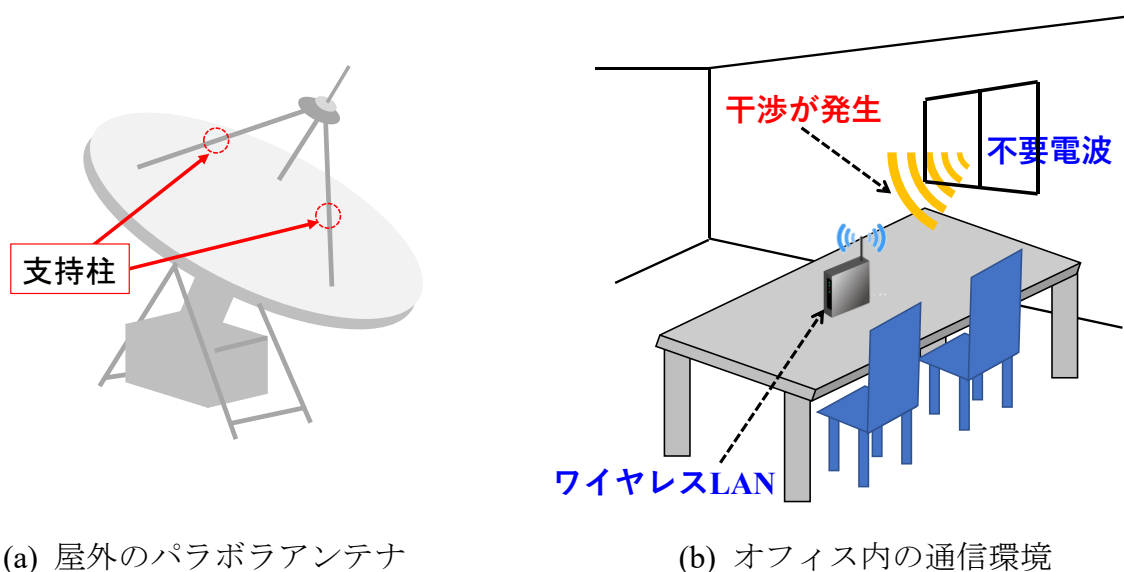
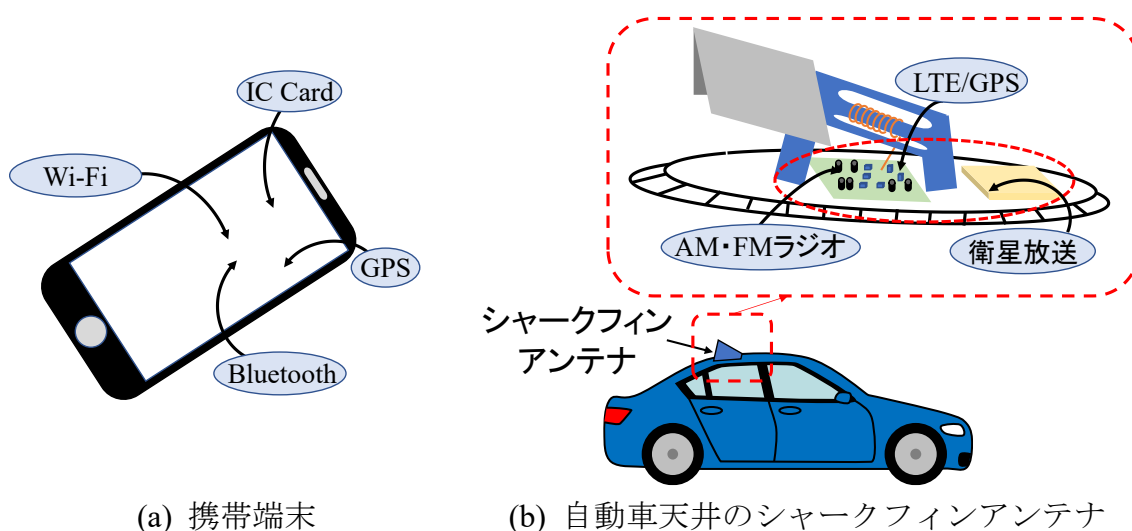


図1.1 屋内外における電波干渉の例

一方で、近年の端末の小型化やシステムの多様化に伴い、無線端末は高機能化やデザイン性などの理由で、アンテナやRFデバイスの実装環境は制限されている。図1.2に示す携帯端末内および自動車のルーフに取り付けられるシャークフィンアンテナのように、非常に狭い空間において、数多くのアンテナが近接に配置されている。また、電波を有効に利用するために、それぞれのシステムの隣接する周波数帯域が他のシステムで使用されている。したがって、アンテナの後段にフィルタを挿入し、隣接システムへの干渉を抑制する必要がある。しかし、隣接システムの使用周波数が近い場合には、急峻な特性を有する高アイソレーションが要求される。したがって、動作周波数ではアンテナ特性を維持したまま近接システムが使用する周波数の相互結合を抑制することは重要な課題となっている。



(a) 携帯端末 (b) 自動車天井のシャークフィンアンテナ
 図 1.2 近年の無線端末内におけるアンテナの配置状況

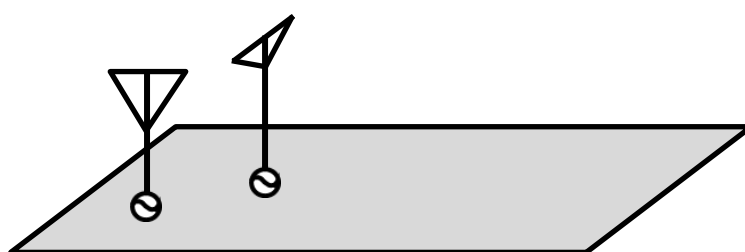
1.2 先行研究

1.2.1 従来のアンテナの相互結合抑制法

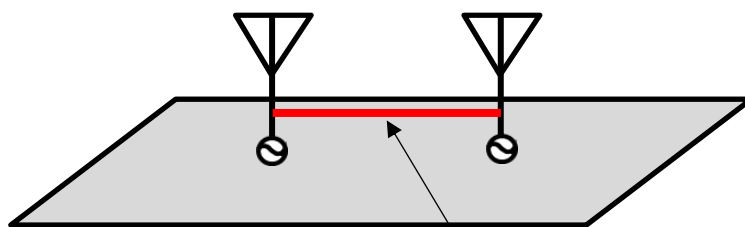
これまで、アンテナの相互結合抑制法として、様々な手法が提案されている。図1.3に従来のアンテナの相互結合抑制法の例を示す。図1.3(a)のアンテナの配置や方向を工夫する手法[2-5]では、ある程度のアンテナ素子の間隔や配置方法が生じ、アンテナの選定が必要でアンテナの設計上の制約に繋がる。図1.3(b)のアンテナ同士を導体線で接続した手法[6-13]では、2素子アンテナのみに有効である。図1.3(c)のアンテナ間に集中定数回路を装荷した手法[14-21]では、集中定数回路の装荷に伴い整合回路の装荷も必要となるため、アンテナの動作周波数

帯域が狭くなる傾向にある。図 1.3(d)のアンテナ間にチョーク構造を設けた手法[22]では、導体板に大幅な加工が必要となり、アンテナシステムとして構成する場合に高周波回路の実装などが困難となる。次に、図 1.3(e)のアンテナ間隔を確保した手法[23]では、アンテナ間隔を広くする必要がある。図 1.3(f)のアンテナ間にスロットを設けた手法[24-30]では、地板上に電子部品を実装するためのスペースが減少してしまう問題がある。また、図 1.3(g)のアンテナ間に無給電素子を装荷した手法[31-35]では、アンテナシステム全体の体積が増加することになる。

近年では、注目されているメタマテリアル技術[36-41]を利用することで、アンテナの相互結合抑制が実現できることが報告されている。メタマテリアルを用いる手法の例を図 1.3(h)に示す。図 1.3(h)に示すように、EBG (Electromagnetic Band Gap)構造[42-47]をアンテナ間に配置することで、アンテナの相互結合抑制を実現している[48-51]。この手法では、アンテナ間隔の確保やスロットの利用の手法と同様に、アンテナ間のスペースの考慮が必要となる。しかし、メタマテリアルは波長に対して十分小さい構造を周期的に配列することで構成された構造であり、設計自由度が高いことから、メタマテリアルを用いてアンテナ間のスペースを削減できる可能性がある。そこで、本研究では、メタマテリアルを用いる手法に着目する。

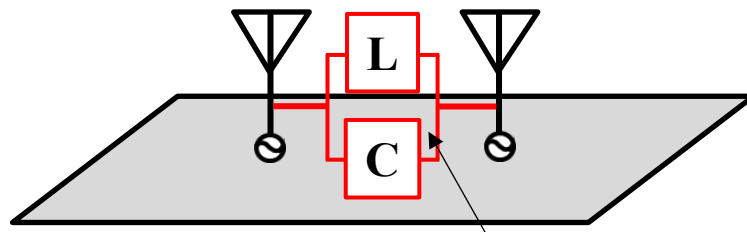


(a) 素子電流の直交する方向にアンテナを配置



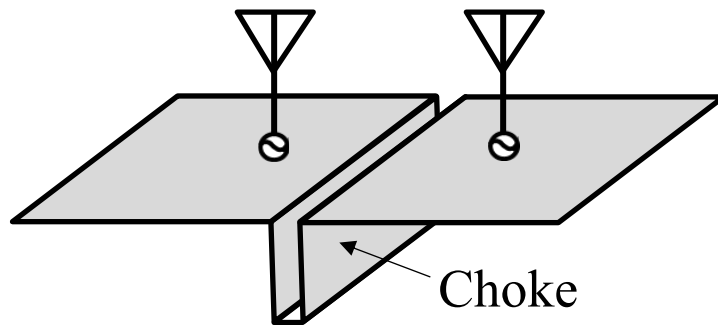
Suspended line

(b) アンテナ同士を導体線で接続



集中定数回路

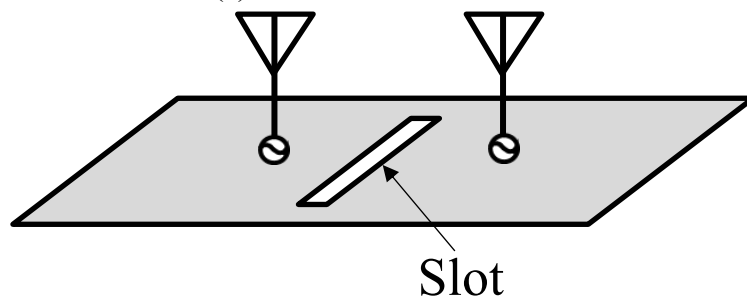
(c) 集中定数回路の装荷



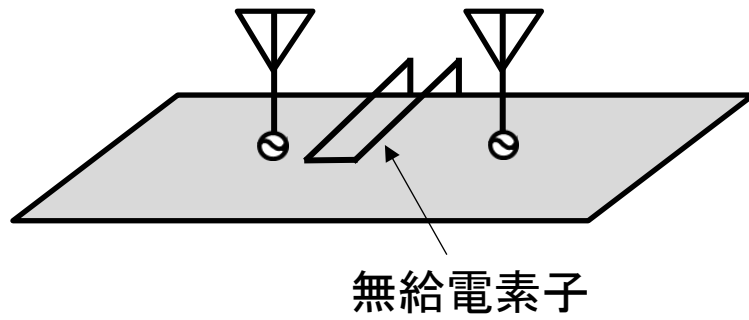
(d) アンテナ間にチョーク構造を設置



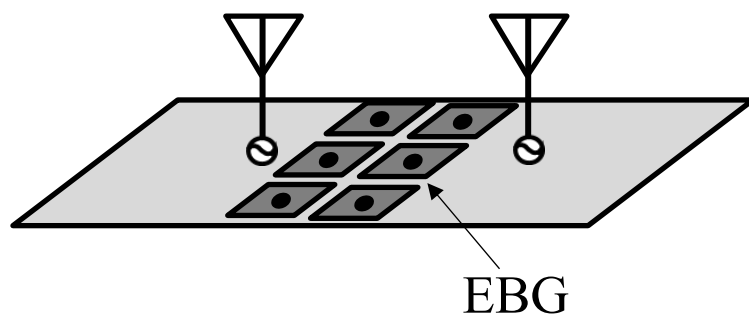
(e) アンテナ間隔の確保



(f) アンテナ間にスロットを設置



(g) 無給電素子の装荷



(h) アンテナ間に EBG 構造を設置

図 1.3 従来のアンテナの相互結合抑制法

1.2.2 メタマテリアルによるアンテナの相互結合抑制法

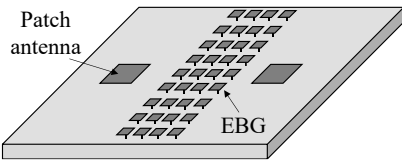
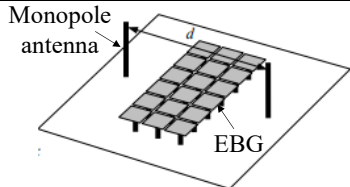
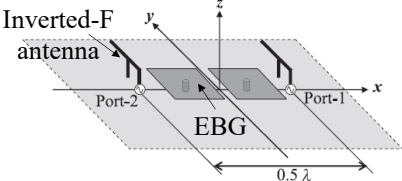
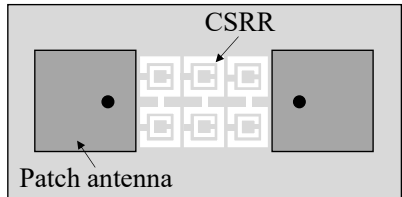
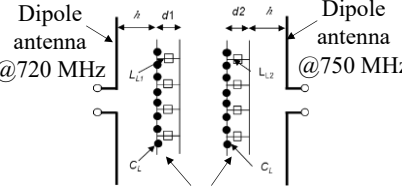
2000 年頃からメタマテリアルの研究者が急速に増加し始めて、約 20 年が経過し、その技術も高まりつつある。メタマテリアルは、波長に対して十分小さい構造を周期的に配列することで構成された構造であり、自然界にはない特異な特性を有する[36-41][52-61]。また、メタ「Meta」という接頭語は「超えた」や「上位の」等の意味があり、既存の物質を超越した概念の物質と位置付けられている。光分野[62]、機械分野[63]などでメタマテリアル技術の開発が進められているが、電磁波分野でもその研究は盛んに行われている。メタマテリアル技術を電磁波分野に応用すると、電磁波の波長を制御することができる。一般にアンテナの大きさは波長に大きく依存することから、メタマテリアル技術を利用すると、これまで普遍的であったアンテナの小形化を一気に解決できる。

このように新しい技術であるメタマテリアルを適用し、アンテナの相互結合抑制の研究は盛んに行われている[48-51][64-75]。表 1 にメタマテリアルによるアンテナの相互結合抑制の先行研究の例を示す。まず、アンテナの相互結合を抑制できるメタマテリアル構造の代表例として、マッシュルーム型の EBG 構造が挙げられる。EBG 構造はマッシュルーム構造にすると、多層基板を用いて容易に低価格で構成できるため、低姿勢化が可能であり、また、基板の比誘電率や構

造の工夫により小型化が期待できる。マッシュルーム型の EBG 構造を用いたアンテナ素子間の相互結合抑制の研究例として、0.75 波長の間隔で配置されたマイクロストリップアンテナ間にマッシュルーム型 EBG 構造を装荷する手法[48]、1 波長の間隔で配置されたモノポールアンテナ間にマッシュルーム型 EBG 構造を装荷する手法[50]、0.5 波長の間隔で配置された線状逆 F アンテナ間にマッシュルーム型 EBG 構造を装荷した手法[51]などがある。アンテナの放射方向に EBG 構造を配置することで、アンテナの相互結合を大きく抑制できる。しかしながら、EBG 構造の単位セル構造が大きいと、アンテナ間隔が狭い場合は配置できない。さらに、表 1.1 に示す文献[48]、文献[50]、文献[51]のように、EBG 構造をアンテナ素子間に配置したとき、結合低減のため、アンテナ特性が変化してしまう問題がある。次に、0.25 波長の間隔で配置されたマイクロストリップパッチアンテナ間に相補型スプリットリング共振器[76-78](Complementary Split Ring Resonator: CSRR)を装荷した手法が検討されている[73]。CSRR を文献[48]、[50]、[51]と同様にアンテナの放射方向に配置することで、アンテナの相互結合を約 10 dB 抑制でき、EBG 構造と比べて地板に金属を埋め込む必要はない。しかし、CSRR の単位セル構造が大きいと、アンテナ間隔が波長に対して最も狭い場合は適用できない。また、アンテナ特性が変化してしまう問題がある。最後に、右手/左手複合(Composite Right Left Handed :CRLH)伝送線路で構成された無給電素子構造を用いた手法である。表 1.1 に示す文献[75]のように、CRLH 無給電素子をアンテナの電流方向に平行に配置することで、アンテナの相互結合を約 20 dB 抑制でき、アンテナ間のスペースを確保することができる。また、この手法では、CRLH 無給電素子が動作する周波数帯域が非常に狭いため、使用周波数帯域が近接したアンテナへ適用することができる。しかし、製作が困難であり、アンテナ特性が変化してしまう問題がある。以上の先行研究から、以下の 2 つの研究課題が挙げられる。

- 課題 1 「アンテナの相互結合を抑制するメタマテリアル構造の小型化」
- 課題 2 「アンテナの相互結合抑制とアンテナ特性維持の同時達成」

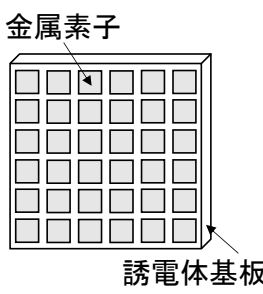
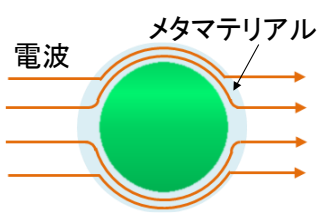
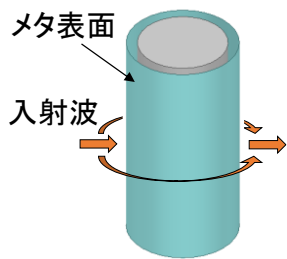
表 1.1 メタマテリアルによるアンテナの相互結合抑制の先行研究の例

方法	研究例	特徴	課題
EBG 構造	 <p>EBG によるパッチアンテナの相互結合抑制[51]</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 地板に流れる表面波を抑制 • 結合を約 10 dB 抑制 • 製作が容易 • アンテナ間隔が 0.75 波長 	<ul style="list-style-type: none"> • 単位セルサイズが大きく、アンテナ間隔が狭い場合は配置できない • 使用周波数帯域が近接した複数アンテナへの適用不可 • アンテナの放射パターンが変化
	 <p>EBG によるモノポールアンテナの相互結合抑制[53]</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 約 20 dB の結合を抑制可能 • 結合抑制比帯域幅が広い • アンテナ間隔が 1 波長 	
	 <p>EBG による逆 F アンテナの相互結合抑制[54]</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 約 32 dB の結合を抑制可能 • 低姿勢アンテナに適用可能 • アンテナ間隔が 0.5 波長 	
CSRR 構造	 <p>CSRR によるパッチアンテナの相互結合抑制[76]</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 結合を約 10 dB 抑制 • 地板に金属を埋め込む必要なし • アンテナ間隔が 0.25 波長 	同上
CRLH 無給電素子	 <p>CRLH 無給電素子によるダイポールアンテナの相互結合抑制[78]</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 結合を約 20 dB 抑制 • 使用周波数帯域が近接したアンテナに適用可能 • 動作周波数間隔が狭い(4.4%) 	<ul style="list-style-type: none"> • 製作が困難 • アンテナの放射パターンが変化

1.3 研究の位置づけ

近年、メタマテリアルの研究が進んでおり、マイクロ波デバイスやアンテナへの応用が広がっている。最近のメタマテリアル研究のトピックの中から、メタ表面による電磁波を制御できる電磁クローキングが検討されている。電磁波を制御する目的として、電磁クローキングを表 1.2 のように電波吸収体[79-84]，クローキング[85-92]およびマントルクローク[93-99]の3つで分類することができる。

表 1.2 電磁クローキングの分類

電磁クローキング			
	電波吸収体	クローキング	マントルクローク
種類	 <p>金属素子 誘電体基板</p>	 <p>電波 メタマテリアル</p>	 <p>メタ表面 入射波</p>
特徴	<ul style="list-style-type: none"> ・誘電体基板上に多数の金属素子を配置した構造 ・導体損や位相反転により入射波と反射波を打ち消し ・薄型化が可能 ・狭帯域 	<ul style="list-style-type: none"> ・物体をメタマテリアルで覆った構造 ・変換電磁気学に基づいて、座標変換と等価な媒質を実現し、電波を制御 ・入射方向が自由 ・立体的な構造 	<ul style="list-style-type: none"> ・物体を薄いメタ表面で囲んだ構造 ・メタ表面の表面リアクタンスを制御することで、反射散乱を抑制 ・極薄な表面 ・製作が容易 ・アンテナ特性の維持が期待できる

誘電体基板上に多数の金属素子を周期配列することで、メタマテリアル電波吸収体が構成されている。メタ表面の導体損や位相反転により、入射波と反射波が打ち消し合うため、反射波を抑制できる。メタ表面による電波吸収体は一般の吸収体より薄型化ができるが、金属素子の共振により特定周波数のみで動作するため、狭帯域である。次に、物体をメタマテリアルで覆うことで、クローキングが構成されている。クローキングは変換電磁気学に基づいて、座標変換と等価な媒質を実現し、電波を制御することができる。クローキングは入射方向が自由であるが、立体的な構造であるため、クローキング構造が複雑となる。また、ク

ローキングは理論的に様々な形状での設計が可能であるが、メタマテリアルの媒質定数の制御の関係で製作が可能な構造として円筒型である円筒クロッキングがある。そこで、電波吸収体と円筒クロッキングを用いると、図 1.4 のように、アンテナの相互結合抑制が期待できる。

はじめに、電波吸収体によるアンテナの相互結合抑制について説明する。図 1.4(a)のように、電波吸収体をアンテナ間に配置すると、周波数 f_1 で動作するアンテナから放射された電波が吸収され、相互結合を抑制できる。従来研究として、同一基板上に約 0.25 波長離して配置した 8.5 GHz で動作する 2 つのマイクロストリップアンテナ間に電波吸収体を配置することによるアイソレーション特性の向上について検討されている[100]。しかし、文献[100]での電波吸収体は誘電損失タイプであり、非常に厚いため、狭小な対象への適用が困難である。そこで、メタマテリアル電波吸収体が提案されている。典型的なメタマテリアル電波吸収体としては、誘電体基板上に金属パッチを周期配列した構造が挙げられる[101]。誘電体基板と金属パッチの寸法によって動作周波数を設計することができ、安価に製作が可能である。また、メタマテリアル電波吸収体は従来の電波吸収体と比べて薄いため、狭小な対象へ適用できる。しかし、単位セル構造の大きさは 0.25 波長であり、単位セル構造は大きいという課題は残る。

次に、円筒クロッキングによるアンテナの相互結合抑制について説明する。図 1.4(b)のように、円筒クロッキングを周波数 f_2 で動作するアンテナに覆うことで、 f_1 で動作するアンテナから放射された電波は迂回し、相互結合を抑制できる。この円筒クロッキングを構成する素子の代表としてスプリットリング共振器(Split Ring Resonator: SRR)がある[87]。SRR を周期的に配列した層を遮蔽物体の周りに 10 層配置することによって円筒クロッキングが構成される。文献[87]では、製作可能な円筒クロッキングとして、電磁波の偏波を円筒軸方向に固定することで、制御すべきパラメータを減らした構造が提案されている。所望の実効比透磁率分布は、SRR の構造パラメータを調整することで階段近似により実現している。しかし、SRR のサイズは大きいため、円筒クロッキングが厚くなる。そこで、円筒クロッキングの層数を減らすことで、2 次元の SRR 構造を用いた 4 層の薄型円筒クロッキングが提案されている[102]。しかし、この検討は理論検討のみであり、測定により実証されていない。また、円筒クロッキング構造の層数を 4 層に減らすことにより、10 層の円筒クロッキングと比べて反射散乱が増加する[103]。したがって、層数を維持したまま、円筒クロッキングの薄型化が求められている。そこで、円筒クロッキングを構成する単位セル構造の小型化が必要である。

以上のことから、電波吸収体と円筒クロッキングを用いた相互結合抑制法を実現するためには、単位セル構造の小型化が必要である。

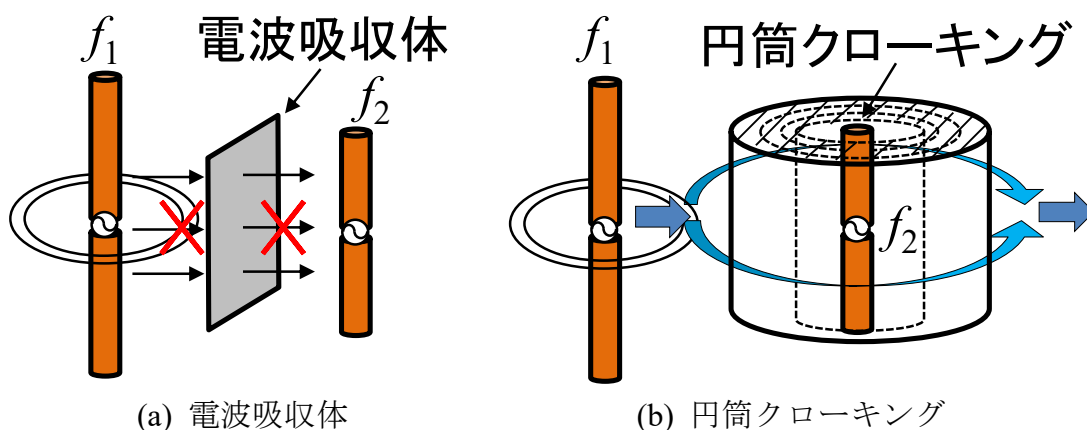


図 1.4 電波吸収体と円筒クロッキングによるアンテナの相互結合抑制の概要

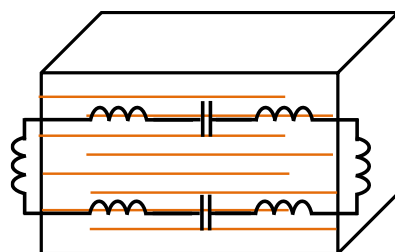


図 1.5 積層セラミックコンデンサ

一方で、積層セラミックコンデンサ(Multi-Layer Ceramic Capacitor: MLCC)を利用し、メタマテリアルの可能性について検討されている[104][105]. 図 1.5 に示すように、MLCC には負の実効比透磁率を示す新たな共振モードが存在することが確認されており、これは SRR と同様である[106]. また、MLCC は電子部品であり、小型であるため、従来のメタマテリアル構造を小型化できる可能性がある. そこで、1.2.2 で述べた課題 1 を解決する手段としては、MLCC による実効透磁率の制御を明らかにすることである. MLCC を用いたメタマテリアルに関する先行研究では、SAR(Specific Absorption Rate)抑制を目的として、タブレット PC の 1.9 GHz 帯のアンテナの近傍のプリント基板上に両面テープで MLCC を交互配置したものが提案されている[107]. これは、MLCC が持つ LC 共振を利用している. しかし、この研究では、2 GHz 帯近傍での応用のみが検討されており、他の周波数帯で負透磁率を実現できるかは明らかになっていない. そこで、本研究では、2 GHz より高い周波数帯域で動作する MLCC に着目する. MLCC が負透磁率を実現できることを明らかにし、MLCC を用いた小型・薄型電波吸収体および円筒クロッキングにより課題 1 を解決する.

最後に、物体を薄いメタ表面で囲むマントルクロック技術が提案されている. マントルクロックの特徴は極薄な表面であり、製作が容易である. また、マントルクロックを用いるとアンテナ特性の維持が期待できるため、図 1.5 のように、

マントルクロックを用いると、アンテナの相互結合抑制と同時にアンテナ特性の維持を達成し、課題 2 を解決できる可能性がある。このマントルクロックを実現するためには、メタ表面の表面リアクタンスの制御が必要である。

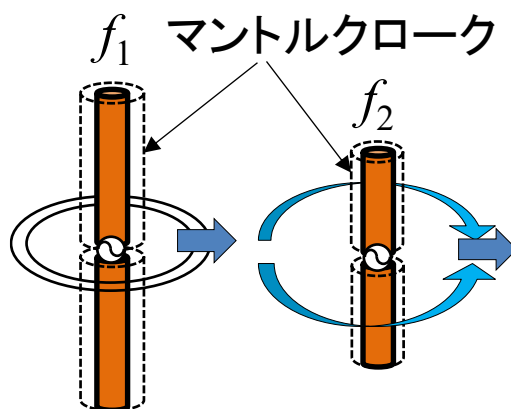


図 1.6 マントルクロックによるアンテナの相互結合抑制の概要

一方、図 1.7 の周波数選択板(Frequency Selective Surface: FSS)を用いることで表面リアクタンスを制御できることが報告されている[108]。図 1.7 に示すように、FSS はストリップ導体、パッチ構造、ループ構造などの様々な種類がある。FSS の製作が容易なことから、マントルクロックの設計に利用可能である。したがって、課題 2 を解決する手段としては、FSS によるマントルクロックの実現することである。先行研究として、動作周波数が異なる 2 つのアンテナに FSS から構成されたマントルクロックを覆うと、放射指向性にはほとんど影響せず、アンテナ間の相互結合を低減できる[109-111]。しかし、文献[109], [110], [111]では、2 つのアンテナの動作周波数の間隔は 10% で非常に広い。また、マントルクロックを用いて、動作周波数間隔が 10% 以下の 2 つのアンテナの相互結合抑制が検討されておらず、動作周波数間隔の可変範囲は明らかになっていない。

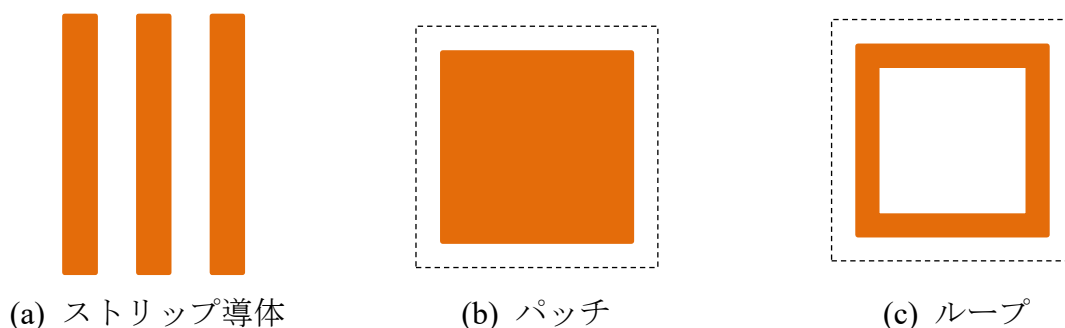


図 1.7 周波数選択板(FSS)の構造

1.4 研究目的

1.3 節で述べたように、電磁クローキングを用いると本研究の2つの課題を解決できる可能性がある。そこで、本研究では、以上の2つの課題を克服するために、電磁波を制御できる電磁クローキングによるアンテナの相互結合抑制とした。初めに、アンテナの相互結合抑制のためのメタマテリアルを設計する。次に、設計したメタマテリアルの構造を用いて、アンテナ特性の変化の有無を確認する。表 1.3 に研究項目と研究内容を示す。研究項目は上述したように大きく2つに分類され、1つ目が MLCC を用いた小型・薄型電波吸収体と円筒クローキングの設計である。MLCC を誘電体基板上に配置することで、単位セル構造を設計し、電波吸収体と円筒クローキングを設計する。次に、設計した電波吸収体と円筒クローキングによるアンテナの相互結合抑制効果を確認する。研究項目の2つ目は FSS を用いたマントルクロックの設計である。まず、表面リアクタンスを制御することで、理想的なマントルクロックアンテナを設計し、マントルクロックによる動作周波数間隔が 10%以下の2つのアンテナの相互結合抑制効果を確認する。次に、FSS を用いて、マントルクロックアンテナの実構造を設計し、アンテナの相互結合抑制効果の確認と共にアンテナ特性やアンテナの動作原理について検討する。

表 1.3 研究内容と研究項目

単位セル構造を構成する素子	アンテナの相互結合抑制可能な構造
MLCC	電波吸収体
	円筒クローキング
FSS	マントルクロック

1.5 本論文の構成

本論文では、使用周波数が近接した複数アンテナの相互結合抑制可能なメタマテリアルの小型化やアンテナの相互結合抑制と同時にアンテナ特性の維持を実現するために、電磁クローキングによるアンテナの相互結合抑制について検討しており、7章から構成されている。構成内容を図 1.8 に示す。

まず、第1章は序論として、本論文の研究背景と研究課題を述べたのち、研究課題に対して解決案を示した。次に、研究目的と全体構成を示す。

次に、第2章では、MLCC が負透磁率を示すことを実証するために、MLCC を用いた負透磁率媒質について検討する。まず、誘電体基板上に配置した MLCC

からなる積層型メタマテリアルを試作し、透過特性(S_{21} 特性)を測定する。次に、測定結果より MLCC の内部構造を推定し、誘電体基板上に MLCC を配置した単位セル構造を設計する。電磁界シミュレーションによる単位セル構造の S パラメータを求め、得られた S パラメータから単位セル構造の実効比誘電率・比透磁率を算出する。最後に、設計した単位セル構造からなる積層型メタマテリアルを構成し、電磁界シミュレーションによる S_{21} 特性を解析し、測定結果と比較することで、シミュレーション結果の妥当性を確認する。

第 3 章では、MLCC を用いた電波吸収体によるアンテナの相互結合抑制について検討する。初めに、MLCC の構造を設計し、MLCC の動作原理を確認する。次に、MLCC を用いた単位セル構造を提案し、単位セル構造の周期長、偏波面の変化によるモノスタティック RCS 特性を調べる。得られた結果を用いて、MLCC を用いた電波吸収体を設計し、有限構造の解析を行う。次に、MLCC を用いた電波吸収体を試作・測定し、シミュレーション結果の妥当性を確認する。最後に、設計された電波吸収体によるアンテナの相互結合抑制効果を確認し、アンテナ特性の変化を確認する。

第 4 章では、MLCC を用いた円筒クロッキングによる相互結合抑制について検討する。まず、MLCC を用いた単位セル構造を提案する。単位セル構造の周期長による実効比透磁率の変化を調べ、単位セル構造の周期長を制御することで、所望の実効比透磁率分布を設計する。設計値に基づいて、円筒クロッキングの性能を確認する。次に、MLCC を用いた円筒クロッキングを試作・測定し、円筒クロッキングの効果を確認する。最後に、設計した円筒クロッキングを用いて、アンテナの相互結合抑制効果について考察する。

次に、第 5 章では、表面リアクタンスを設計したマントルクロックによるアンテナの相互結合抑制について検討する。まず、表面リアクタンスを制御することで、動作周波数の間隔が狭い 2 つのマントルクロックアンテナを設計する。次に、設計した 2 つのマントルクロックアンテナを配置したときのアンテナの相互結合抑制効果を確認する。最後に、ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナの実構造を設計し、アンテナ特性およびアンテナの相互結合抑制効果を確認する。

第 6 章では、ストリップ導体を用いた広帯域マントルクロックアンテナによるアンテナの相互結合抑制について検討する。まず、低誘電率の誘電体で被覆したダイポールアンテナの表面リアクタンスを制御することで、動作周波数近傍で帯域阻止特性が得られることを示し、マントルクロックアンテナの動作周波数と阻止周波数の周波数間隔の可変範囲を明らかにする。次に、ストリップ導体を用いて、マントルクロックアンテナの実構造を設計し、アンテナの動作原理とアンテナ特性について検討する。次に、マントルクロックアンテナを試作・測定

することで、シミュレーション結果の妥当性を確認する。最後に、設計したマントルクロックアンテナによるアンテナの相互結合抑制効果を確認する。

最後に、第7章は結論として、本論文のまとめを述べる。

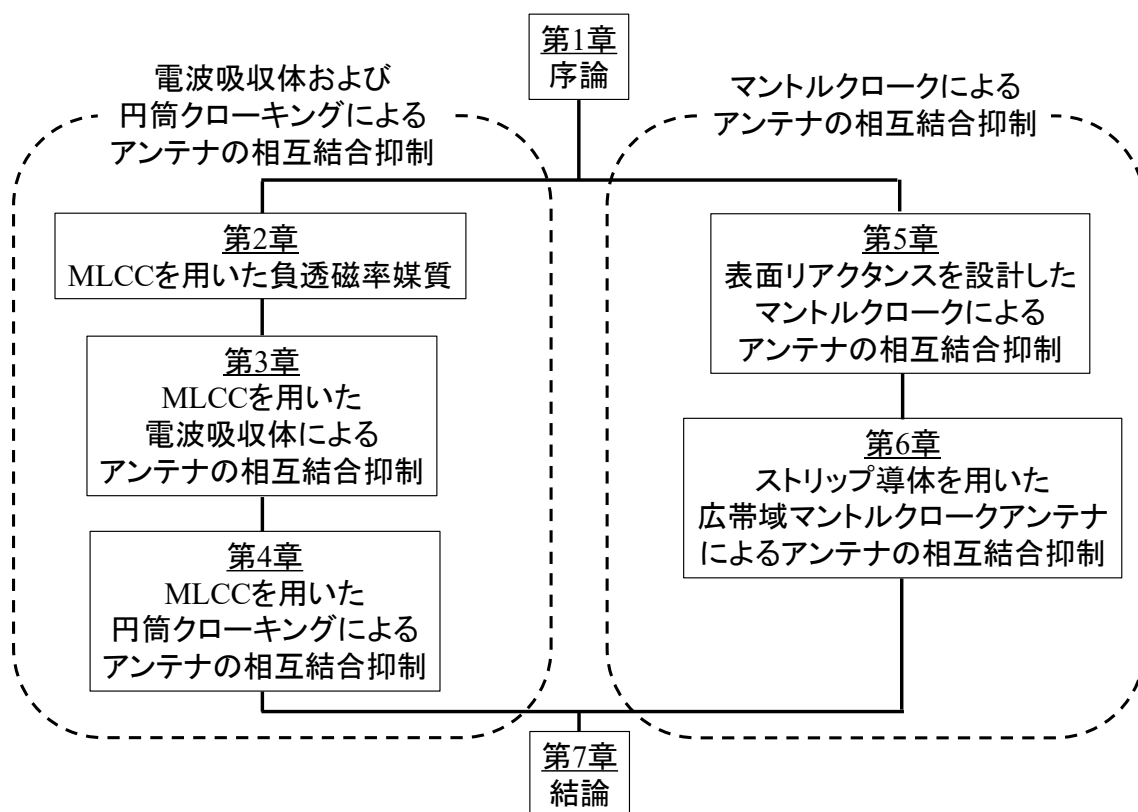


図 1.8 本論文の構成

第2章 積層セラミックコンデンサ(MLCC) からなる負透磁率媒質

2.1 まえがき

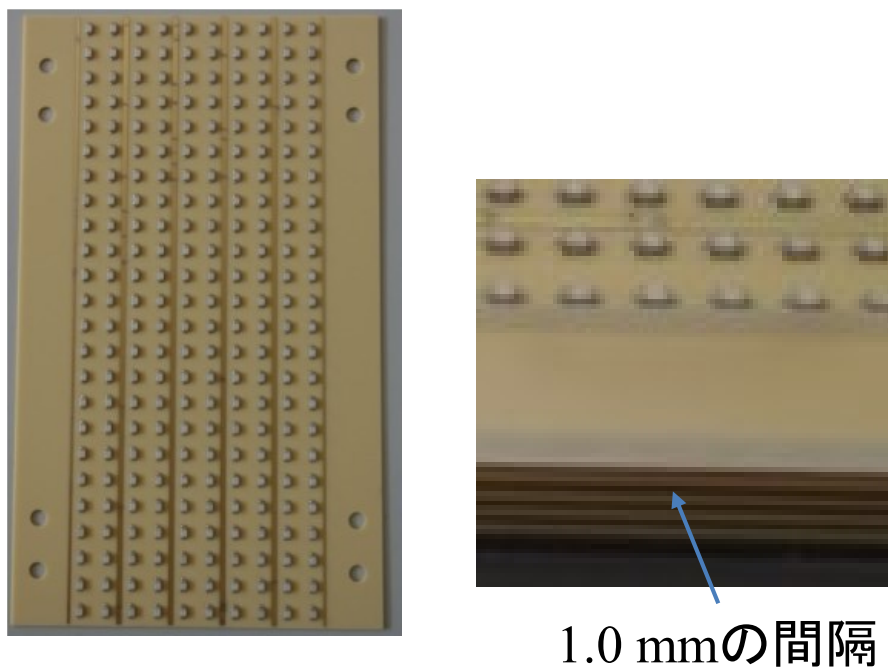
本章では、MLCC が負透磁率を示すことを実証するために、MLCC からなる負透磁率媒質について検討する。初めに、誘電体基板上に配置した MLCC からなる積層型メタマテリアル構造を試作し、測定により、MLCC が実効比透磁率を示すことを確認する。次に、測定結果より MLCC の内部構造を推定し、誘電体基板上に MLCC を配置する単位セルを設計する。電磁界シミュレーションによる単位セル構造の S パラメータを求め、得られた S パラメータから単位セル構造の実効比誘電率および比透磁率を算出する。最後に、設計した単位セル構造からなる積層型メタマテリアルを構成し、電磁界シミュレーションによる $|S_{21}|$ 特性を解析し、測定結果と比較することで、シミュレーションの妥当性を確認する。

2.2 MLCC からなる積層型メタマテリアルの試作構造及び 測定結果

ストリップ導体をカットオフ周波数以下となる間隔で配置することで、実効比誘電率が負となるため、負の実効比透磁率を示す MLCC と組み合わせることでメタマテリアルを構成できると考えられる。よって、ストリップ導体と MLCC からなる積層型メタマテリアルを試作し、動作を確認する。試作した構造を図 2.1 に示す。厚さ 0.75 mm、比誘電率 $\epsilon_r = 3.7$ の Megtron6 誘電体基板上に MLCC を周期的に配列したメタ表面を 5 層に積層化しており、基板間隔が 1.0 mm となるようにプラスチックケースで固定している。10 GHz 以下のカットオフ周波数となるように、幅 0.5 mm の 2 つのストリップ導体の間に、2 個 MLCC を配置した単位セルとして、横軸に 5 セル、縦軸に 24 セルのメタ表面を試作した。また、MLCC の内部構造が未知であることから、静電容量 1 pF の MLCC を使用した。

図 2.2 に 2 GHz から 18 GHz までの測定結果を示す。10 GHz 以下の周波数帯域は、ストリップ導体に平行な入射偏波に対し、カットオフとなるため、 $|S_{21}|$ は低下する。この帯域で MLCC が共振する場合は、実効比誘電率と透磁率が同時に負となるため、通過帯域が現れるはずである。しかし、測定結果からは通過帯域を確認できない。また、10 GHz 以上では、実効比誘電率は正となるため、MLCC が共振する周波数帯は阻止帯域となる。したがって、MLCC の共振周波数は 18

GHz 以上であると考えられる．そこで，18 GHz から 26 GHz までの $|S_{21}|$ 特性の測定結果を図 2.3 に示す．図 2.3 から，23 GHz 付近で阻止帯域が存在することが確認できる．以上より，MLCC が 23 GHz 付近で実効比透磁率が負となる可能性が示されたので，次に，MLCC の内部構造について推定する．



(a) 全体図

(b) 拡大図

図 2.1 試作構造

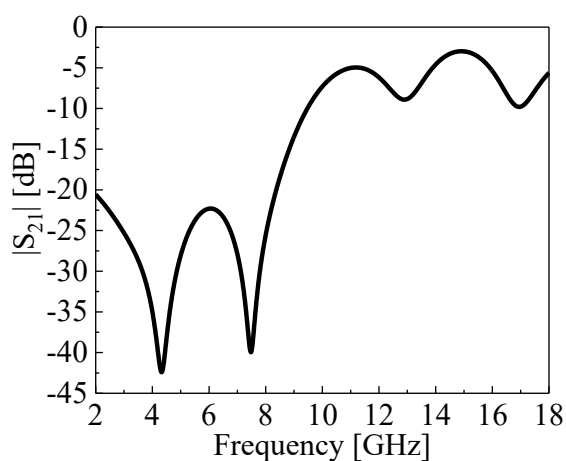


図 2.2 2 GHz から 18 GHz までの実験結果($|S_{21}|$ 特性)

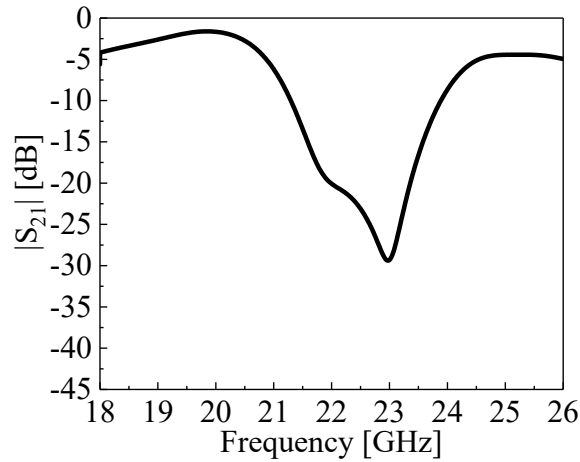


図 2.3 18 GHz から 26 GHz までの実験結果(|S₂₁|特性)

2.3 MLCC の内部構造の推定

2.3.1 MLCC 構造の簡略化

MLCC の基本構造を図 2.4 に示す. MLCC はセラミック誘電体, 外部電極, 複数の内部電極, 障壁およびメッキから構成されており, セラミック誘電体と電極を層状に積み重ねて一体化した構造になっている[112][113]. 内部電極および外部電極は銅またはニッケル, 障壁はニッケル, メッキはスズの材質が使用される. MLCC の負の透磁率となる共振モードの電流分布を図 2.5 に示す. MLCC の共振モードはループ状に電流が流れる共振であり, 電流が最も外側の層に多く流れ, 中心部に向かう電極に従って少なくなる. したがって, 中心部の電極が影響はないので省略でき, 内部電極が上下に 2 層ずつだけの解析モデルとして近似することができる[105]. そこで, MLCC の障壁, メッキおよび中心部の内部電極を削除し, MLCC の構造を簡略化する. 簡略化した構造を図 2.6 に示す.

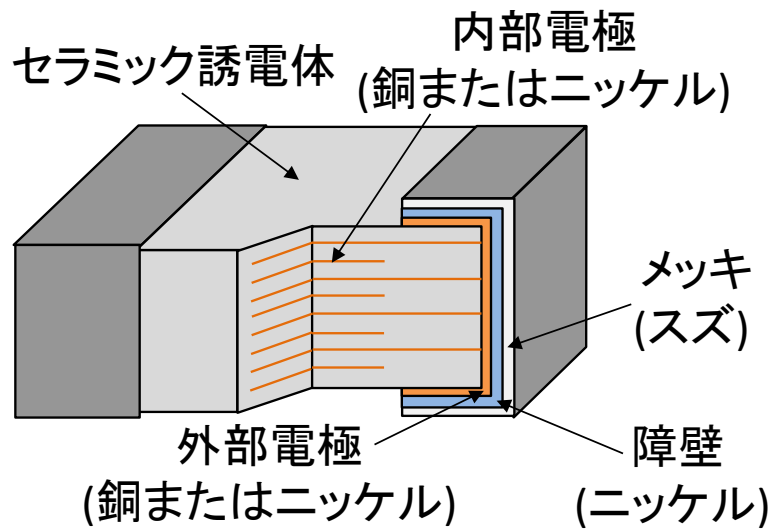


図 2.4 MLCC の基本構造

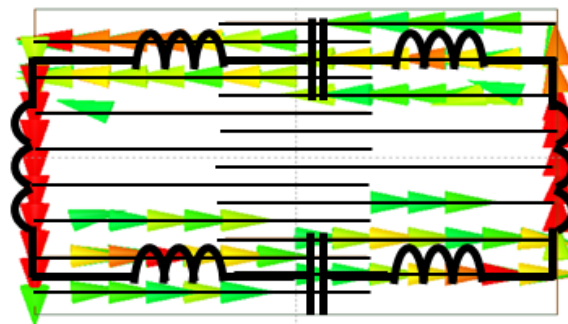


図 2.5 負の透磁率となる共振モードの電流分布

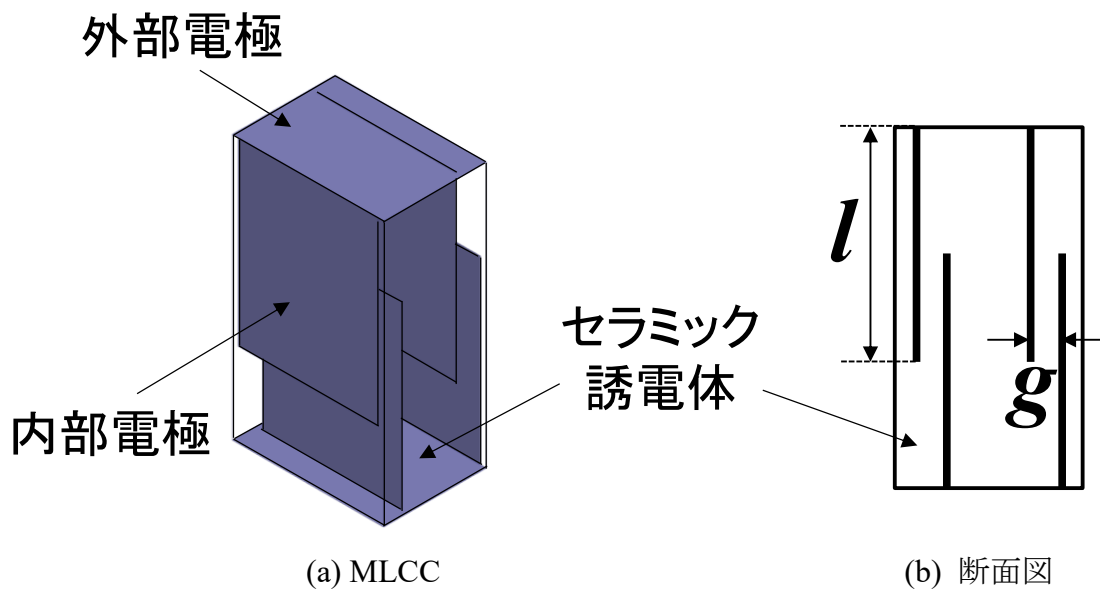
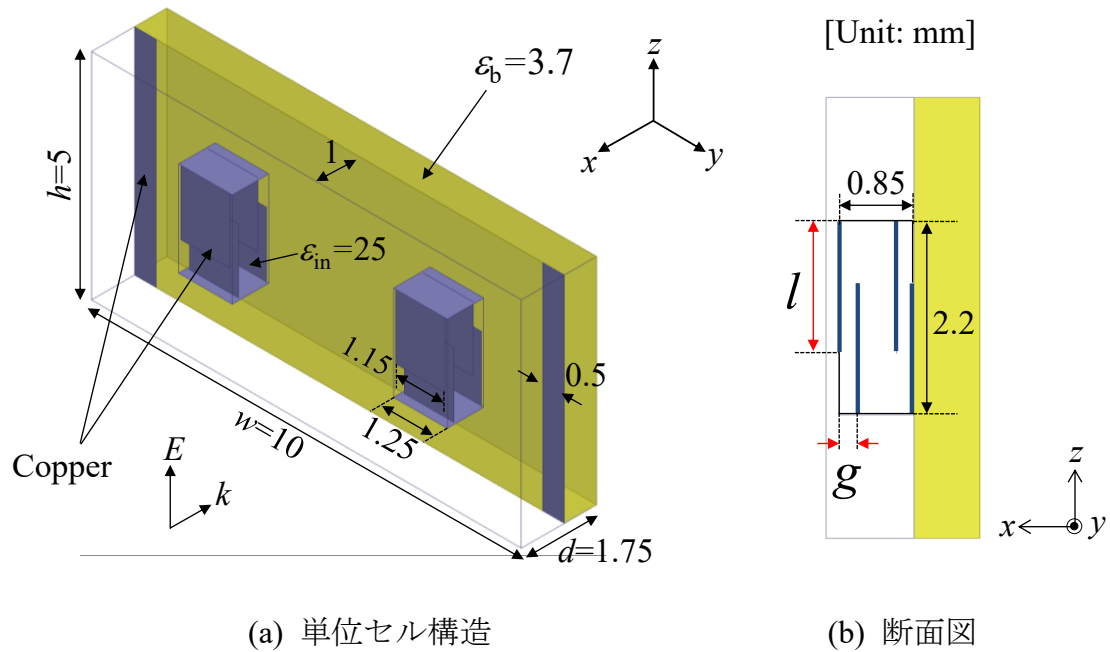


図 2.6 MLCC の簡略化した構造

2.3.2 単位セル構造の設計

MLCC を用いたメタマテリアルの単位セル構造を図 2.7 に示す．幅 0.5 mm のストリップ導体の間に，厚さ 0.75 mm ，比誘電率 $\epsilon_b = 3.7$ の誘電体基板上に MLCC を 2 個配置している．MLCC の外形寸法は $1.25\text{ mm} \times 0.85\text{ mm} \times 2.2\text{ mm}$ であり，内部の誘電体の比誘電率は $\epsilon_{in} = 25$ である．また，MLCC の内部電極は間隔 g ，電極長 l ，電極幅 1.15 mm であり，銅でモデル化した．



(a) 単位セル構造

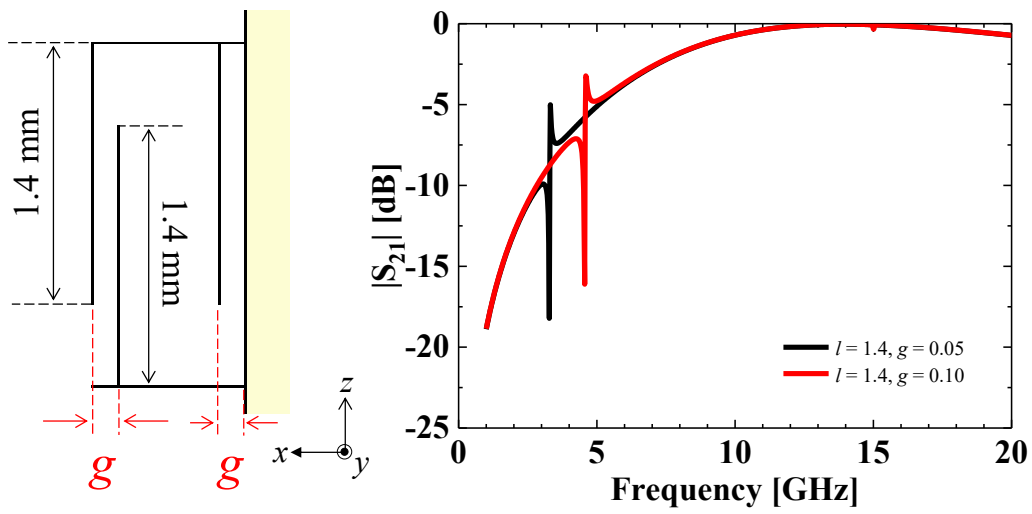
(b) 断面図

図 2.7 単位セル構造

z 偏波の平面波が x 軸方向に入射するとき内部電極の間を磁束が貫くのでループ状の共振が生じる． 23 GHz の周辺において帯域阻止するように，MLCC の内部構造パラメータを調整した．

電極間隔 g を変化させた場合の $|S_{21}|$ 特性を図 2.8 に示す．電極長 l を 1.4 mm で固定し，電極間隔 g を 0.05 mm から 1.0 mm に変化させた．間隔を広げると，共振周波数は高周波化することわかる．

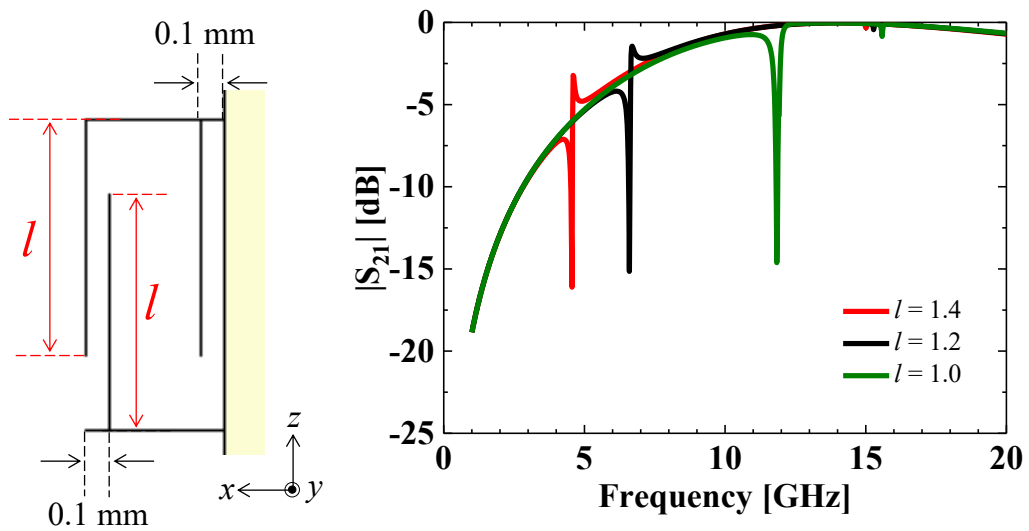
電極長 l を変化させた場合の $|S_{21}|$ 特性を図 2.9 に示す．電極間隔 g を 0.1 mm で固定し，電極長 l を 1.4 mm から 1.0 mm まで 0.2 mm 刻みで変化させた．電極長を短くすると，共振周波数は高周波化することがわかる．また，電極長 l を 1.1 mm 以下にすると，内部電極は重ならなくなる．そこで，内部電極を同一平面となる $g = 0\text{ mm}$ にモデルを変更した．内部電極が同一平面における電極長 l の変化による $|S_{21}|$ 特性を図 2.10 に示す．電極長 $l = 0.5\text{ mm}$ としたとき，共振周波数は 22.74 GHz になることが確認できる．



(a) 断面図

(b) $|S_{21}|$ 特性

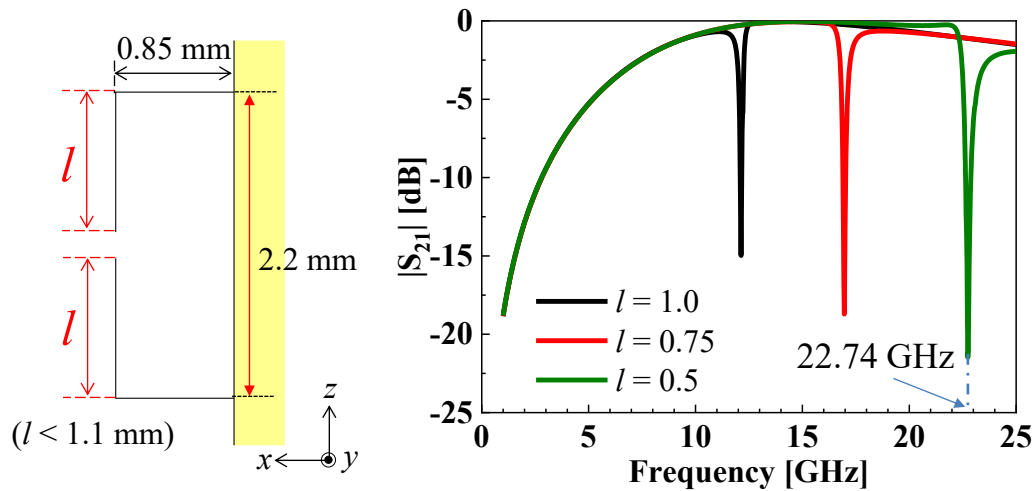
図 2.8 電極間隔 g による $|S_{21}|$ 特性の変化



(a) 断面図

(b) $|S_{21}|$ 特性

図 2.9 電極長 l による $|S_{21}|$ 特性の変化

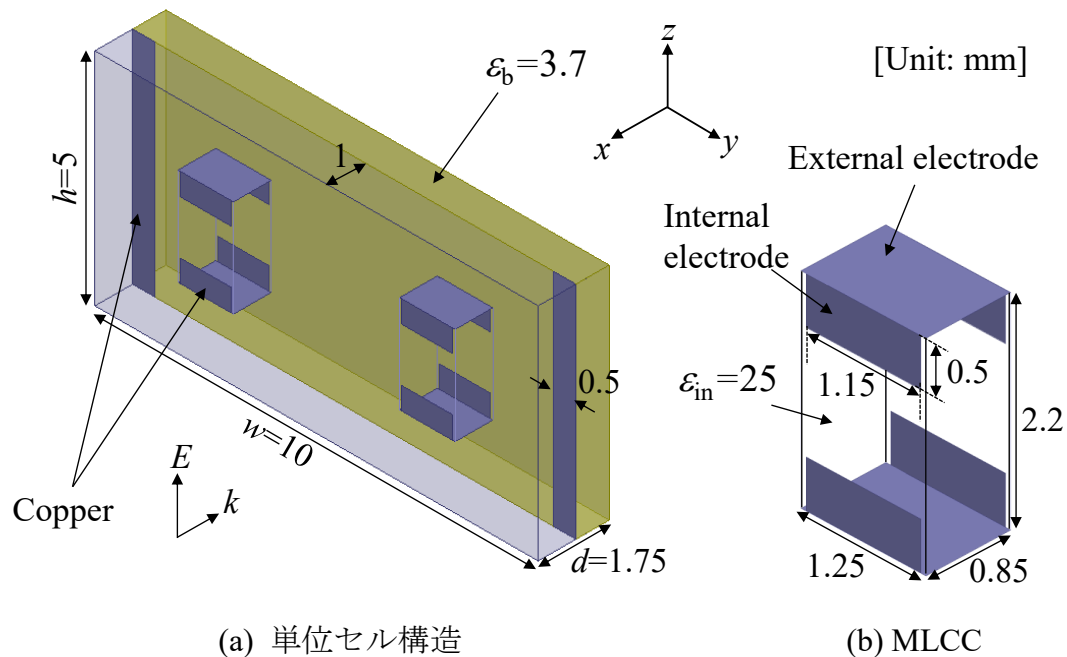


(a) 断面図

(b) $|S_{21}|$ 特性

図 2.10 内部電極同一平面時における電極長 l による $|S_{21}|$ 特性の変化

22.74 GHz で共振した単位セル構造を図 2.11 に示す. 図 2.11(a)の単位セルの側面に周期境界条件を適用し, 固有モード解析[114]により求めた分散特性を図 2.12 に示す. 図 2.12 から, 22.3 GHz から 22.8 GHz の周波数帯においてバンドギャップが存在することがわかる. 1.3 節で述べたように, MLCC は共振周波数の近傍で実効比透磁率が負となるため, 22.74 GHz の周辺において, 電磁波の伝搬ができなくなることがわかる.



(a) 単位セル構造

(b) MLCC

図 2.11 22.74 GHz で共振した単位セル構造

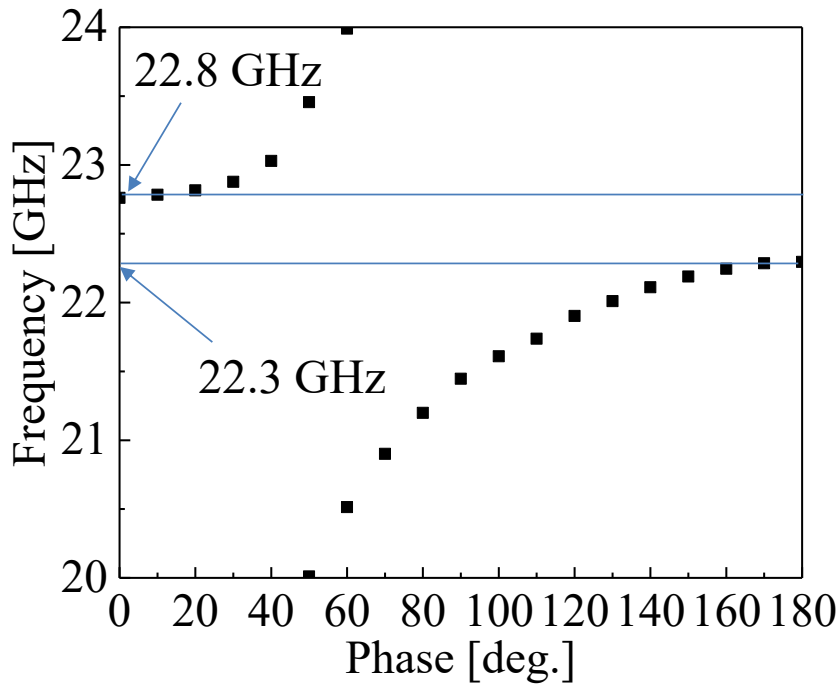


図 2.12 分散特性

2.3.3 実効比誘電率および比透磁率の算出

媒質定数の代表的な実効比誘電率 ϵ および透磁率 μ は、伝送線路の S パラメータから求めることができる。以下に ϵ および μ の計算するために、材料定数算出法の過程を示す[115]。まず、S パラメータを以下の式(2-1)および式(2-2)を用いて ABCD マトリックスに変換する。

$$F = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma d & Z_c \sinh \gamma d \\ \frac{1}{Z_c} \sinh \gamma d & \cosh \gamma d \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{2S_{21}} [(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}] \\ B &= \frac{Z_0}{2S_{21}} [(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}] \\ C &= \frac{1}{Z_0} \frac{1}{2S_{21}} [(1-S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}] \\ D &= \frac{1}{2S_{21}} [(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}] \end{aligned} \quad (2-2)$$

ここで、 d は単位セル構造の周期長である。 A と D により伝播定数 γ が求まり、 γ と B により特性インピーダンス Z_c が求まる。したがって、伝搬定数 γ と特性インピーダンス Z_c は次式で求めることができる。

$$\gamma = \frac{1}{d} \cosh^{-1} \left(\frac{A+D}{2} \right) \quad (2-3)$$

$$Z_c = \frac{B}{\sinh(\gamma d)}$$

複素誘電率および透磁率は

$$\varepsilon = \frac{\gamma}{j\omega} \frac{1}{Z_c} \quad (2-4)$$

$$\mu = \frac{\gamma}{j\omega} Z_c$$

であるので、式(2-3)の γ および Z_c を代入することで、媒質の実効比誘電率 ε 及び透磁率 μ が得られる。

図 2.13 に単位セル構造の S パラメータを算出するための解析モデルを示す。単位セル構造の $\pm x$ 軸方向に、入出力線路を追加し、Floquet ポートで励振する。また、解析空間の上下面、側面には周期境界条件(Periodic Boundary Condition: PBC)を適用する。解析用に設けた入出力線路をディエンベディングし、単位セル構造の S パラメータを求める。

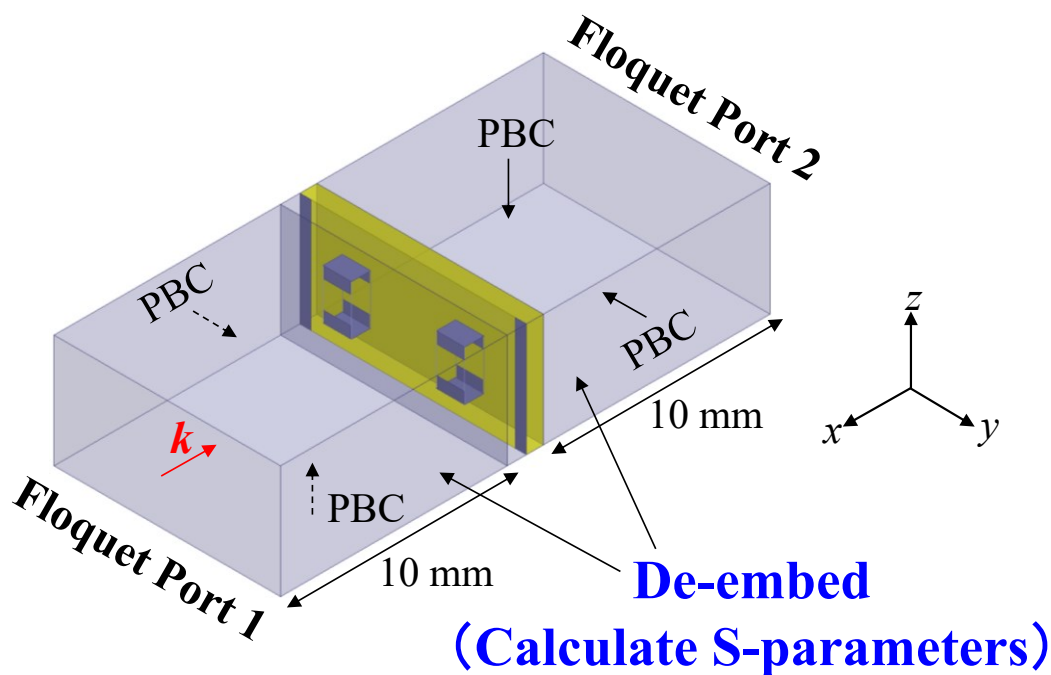
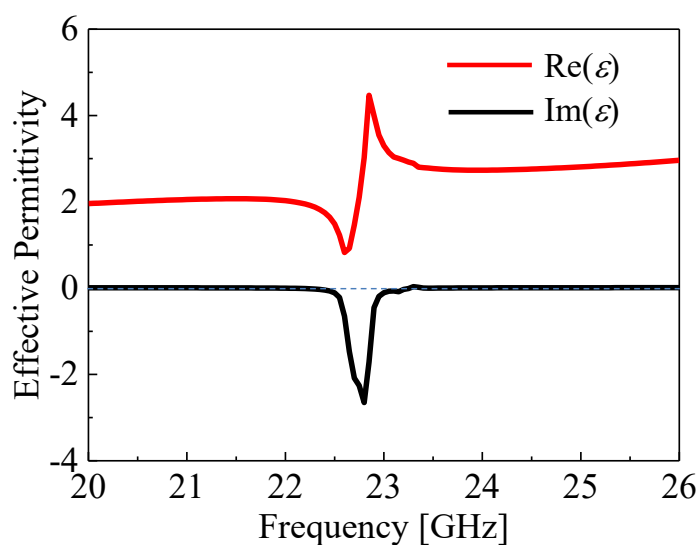
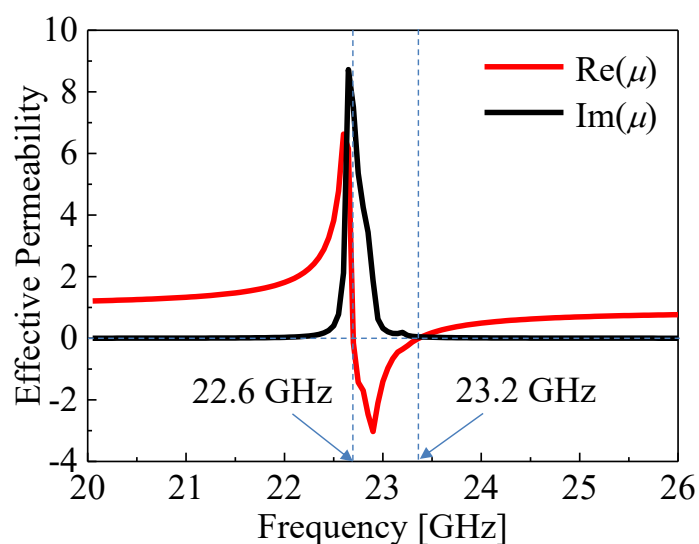


図 2.13 解析モデル

得られた S パラメータから、単位セル構造の実効比誘電率 ϵ および透磁率 μ の虚部、実部を算出した結果を図 2.14 に示す. 図 2.14(a)から、実効比誘電率の実部が 20 GHz から 26 GHz の周波数において、正になることがわかる. 図 2.14(b)から、実効比透磁率の実部が 22.6 GHz から 23.2 GHz の周波数帯において、負となることがわかる. 図 2.12 に示すバンドギャップの帯域と比べると、高域にシフトすることがわかる. 図 2.12 に示す分散特性は固有モードにより無限で計算した結果であり、S パラメータの計算は x 軸方向の単位的に求めた結果であるため、分散特性と S パラメータから算出した実効比誘電率および比透磁率の結果は少しずれていることが考えられる.



(a) 実効比誘電率



(b) 実効比透磁率

図 2.14 実効比誘電率および透磁率の算出結果

2.3.4 $|S_{21}|$ 特性の比較

MLCC を用いた積層型メタマテリアルの構造を図 2.15 に示す. MLCC を誘電体基板上に配置したメタ表面を 5 層に積層化しており, 各層の間隔は図 2.15(b) のように 0.15 mm の隙間を設けている. 単位セルサイズは図 2.11 に示した単位セル構造と同様, $1.75 \text{ mm} \times 10 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$ とし, $0.85 \text{ mm} \times 1.25 \text{ mm} \times 2.2 \text{ mm}$ の MLCC を 2 個配置した. MLCC の内部電極は銅でモデル化している. MLCC の内部誘電体の比誘電率 $\epsilon_{in} = 25$, 基板の比誘電率 $\epsilon_0 = 3.7$ とした.

図 2.16 に 5 層のときの解析モデルを示す. 解析空間の上下面を完全導体(Perfect Electric Conductor: PEC)とし, 側面を完全磁性体(Perfect Magnetic Conductor: PMC)とした. 平面波は $+x$ 軸方向から入射される. また, 解析には有限要素法を用いた.

5 層のときの $|S_{21}|$ 特性を図 2.17 に示す. 図 2.17 から, 22.6 GHz から 23.2 GHz の周波数帯において阻止帯域が存在することがわかる. この帯域は単位セル構造の実効比透磁率が負となる帯域と一致していることが確認できる.

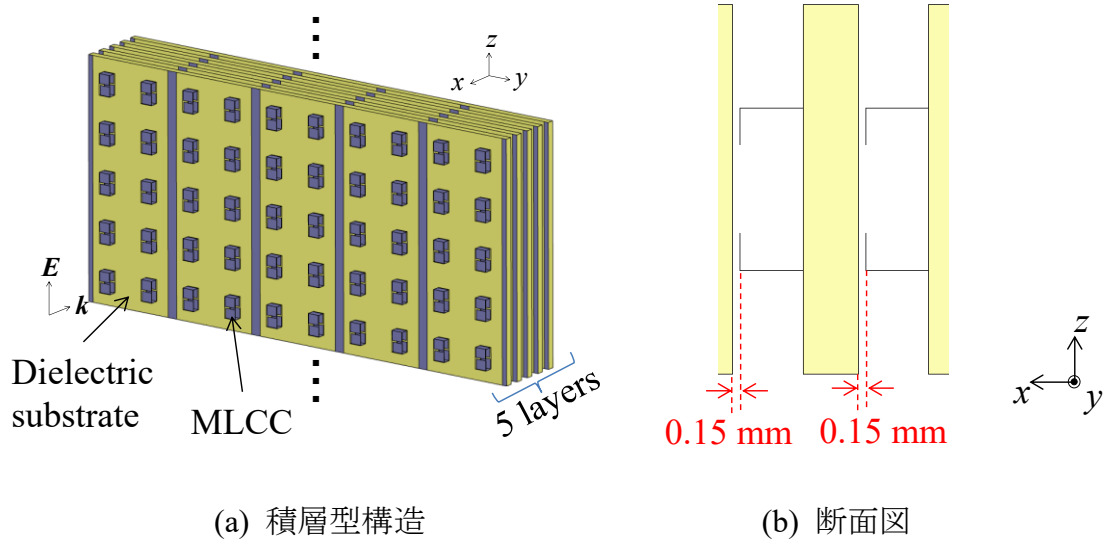


図 2.15 積層型メタマテリアル

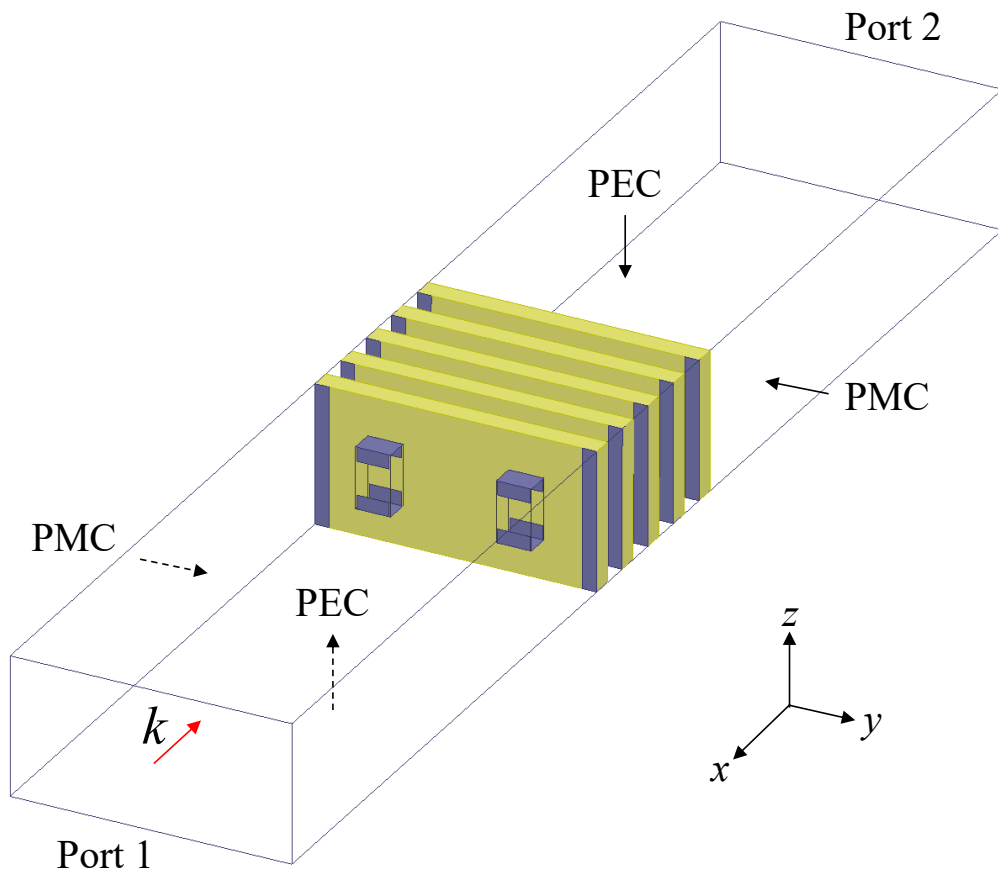


図 2.16 解析モデル(5層のとき)

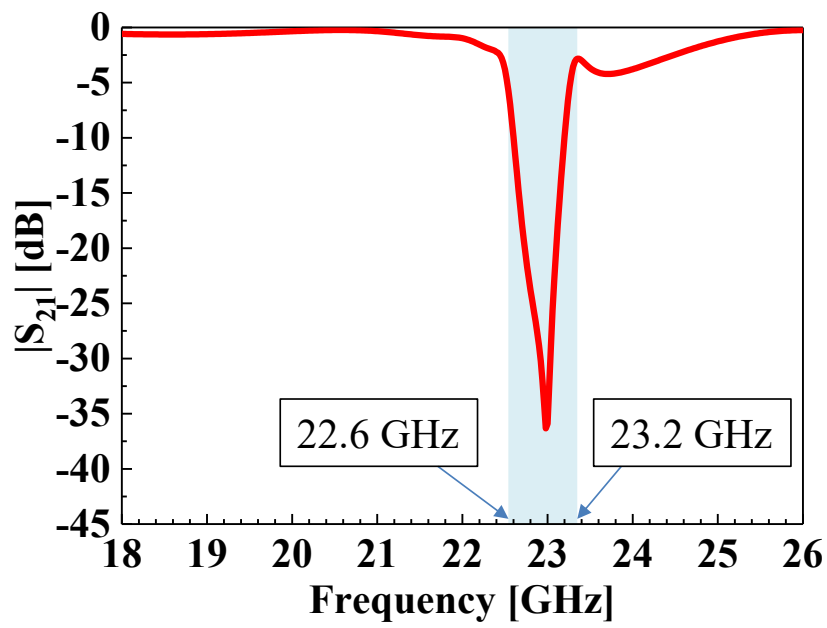


図 2.17 $|S_{21}|$ 特性(5層のとき)

$|S_{21}|$ 特性の実験結果との比較を図 2.18 に示す。実験結果と比較すると、シミュレーション結果は同じ 23 GHz 付近で共振していることが確認できる。しかしながら、実験結果の阻止帯域は広帯域となる。

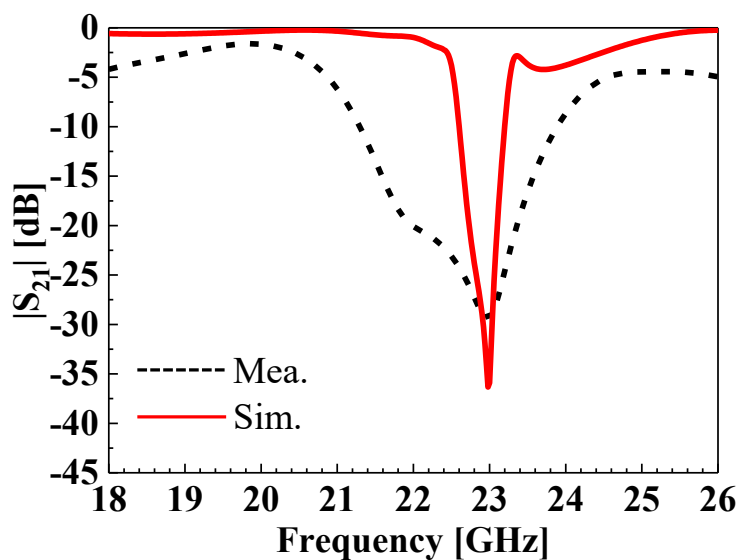


図 2.18 測定結果との比較

2.4 測定結果の考察

シミュレーション結果と比較して測定結果の阻止帯域が広帯域になった要因について考察を行う。

2.4.1 電極の導電率による影響

電極は銅でモデル化しており、導電率は 5.8×10^7 S/m となっている。この導電率を低下させたときの解析結果を図 2.19 に示す。 $|S_{21}|$ 特性を見ると、共振周波数は低周波化し、阻止帯域は広帯域となることがわかる。

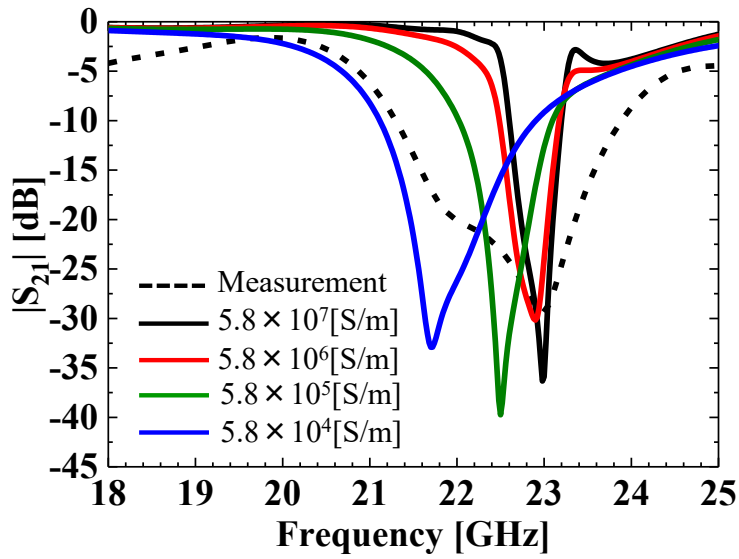


図 2.19 電極の導電率による $|S_{21}|$ 特性

2.4.2 MLCC の誘電正接による影響

MLCC の誘電正接による解析結果を図 2.20 に示す. MLCC の誘電正接 $\tan\delta$ を 0 から 0.1 まで増加させたとき, $|S_{21}|$ 特性を見ると, 共振周波数は低周波化し, 阻止帯域は広帯域となることがわかる. また, $\tan\delta = 10^{-1}$ のときに阻止帯域は実験結果とほぼ一致した.

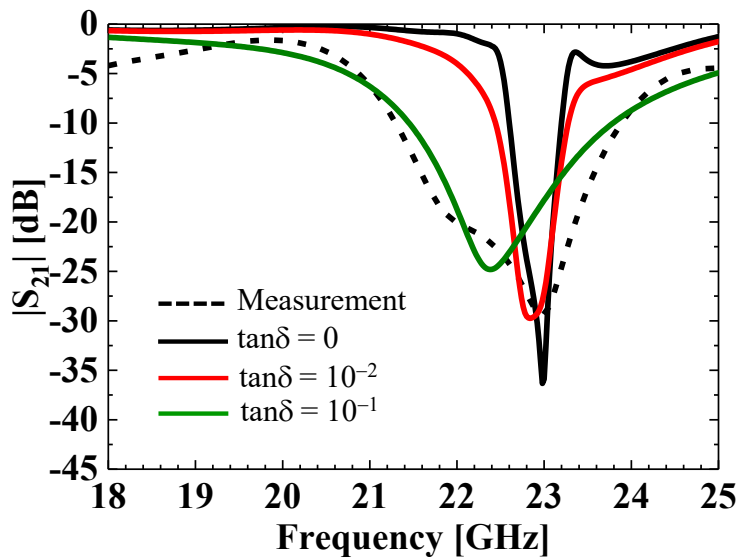


図 2.20 MLCC の誘電正接による $|S_{21}|$ 特性

2.4.3 ばらつきによる影響

メタ表面を試作するにあたり、使用した MLCC の静電容量は 1 pF である。また、製品の許容誤差は ± 0.25 pF ($\pm 25\%$) である。そこで、MLCC の静電容量のばらつきによる影響を確認する。

静電容量が許容誤差内となる MLCC の内部電極長 l を明らかにするための解析モデルを図 2.21 に示す。MLCC 単体をマイクロストリップ基板の上に配置したときの S パラメータから MLCC の静電容量を計算できる[116]。基板の比誘電率は $\epsilon_r = 2.6$ であり、マイクロストリップラインは特性インピーダンスが 50Ω である。また、MLCC の静電容量の計算式は次式のようなになる[116]。

$$C = \left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2} \right] \frac{S_{21r}^2 + S_{21i}^2}{2\omega Z_0 S_{21i}} \quad (2-5)$$

ここで、 ω および ω_s は角周波数および直列共振時の角周波数であり、 S_{21r} および S_{21i} は S_{21} の実部および虚部である。

図 2.22 に 22.74 GHz で共振した単位セルの MLCC の静電容量を示す。そのとき、MLCC の静電容量は 0.150 pF であることから、上限を +25% の 0.188 pF、下限を -25% の 0.113 pF の範囲となるよう電極長 l を調整した結果を表 2.1 に示す。表 4.1 の解析結果から、 $l = 0.65$ mm とすると静電容量は 0.186 pF、 $l = 0.35$ mm とすると 0.118 pF となった。 $l = 0.65$ mm および $l = 0.35$ mm としたときの単位セルの解析結果を図 2.23 に示す。 $l = 0.35$ mm とすると阻止帯域が広帯域化することがわかる。また、3 層積層時の解析結果を図 2.24 に示す。ここで、1 層目は $l = 0.35$ mm、2 層目は $l = 0.50$ mm、3 層目は $l = 0.65$ mm とした。図 2.24(b) から、各電極長の単位セルの共振周波数において、阻止帯域が確認できる。

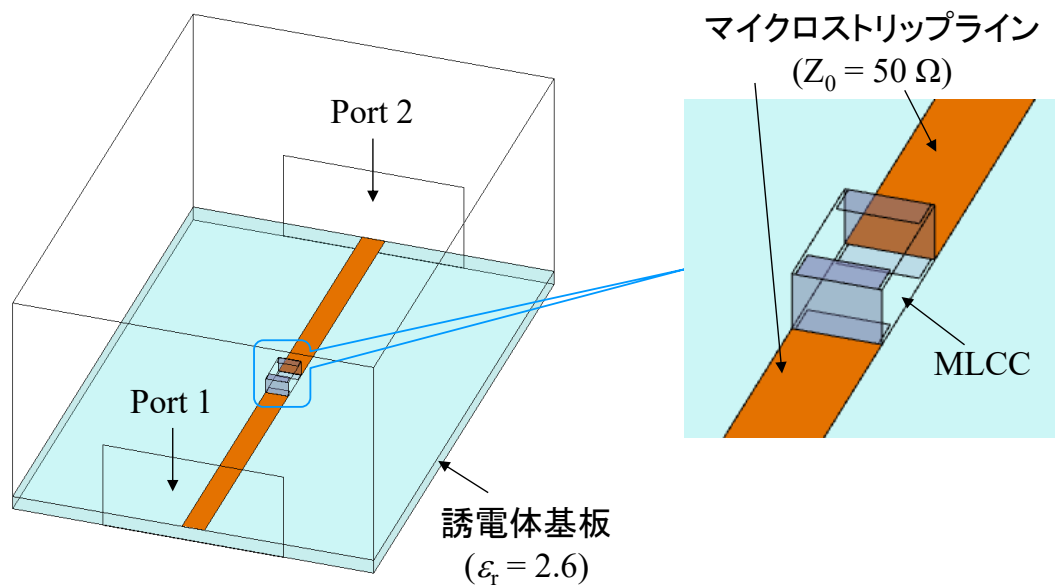


図 2.21 MLCC の静電容量を計算するための解析モデル

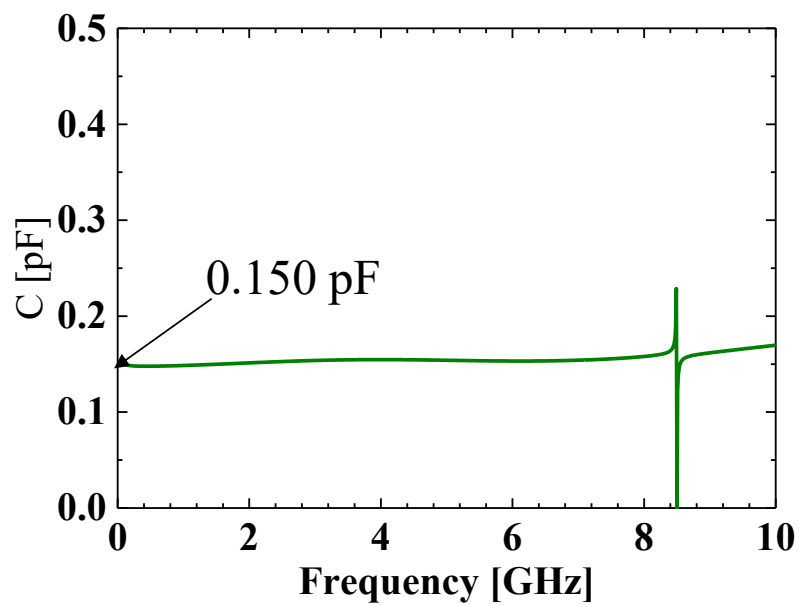
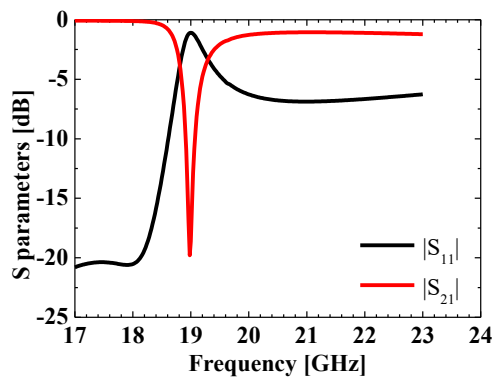


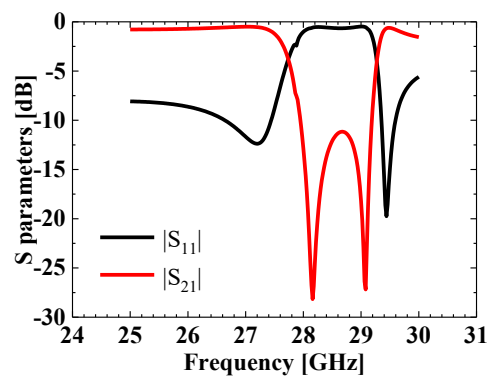
図 2.22 22.74 GHz で共振した MLCC の静電容量

表 2.1 静電容量が許容誤差内となる内部電極長

l [mm]	C [pF]	0.150 pF に対する誤差[%]
0.50	0.150	0.0
0.60	0.170	+13.3
0.65	0.186	+24.0
0.66	0.188	+25.3
0.70	0.200	+33.3
...
0.40	0.128	-14.7
0.35	0.118	-21.3

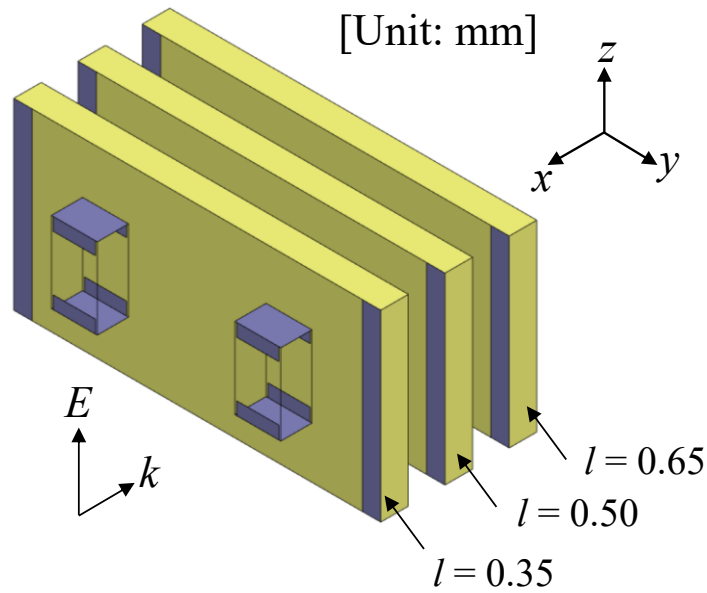


(a) $l = 0.65$ mm

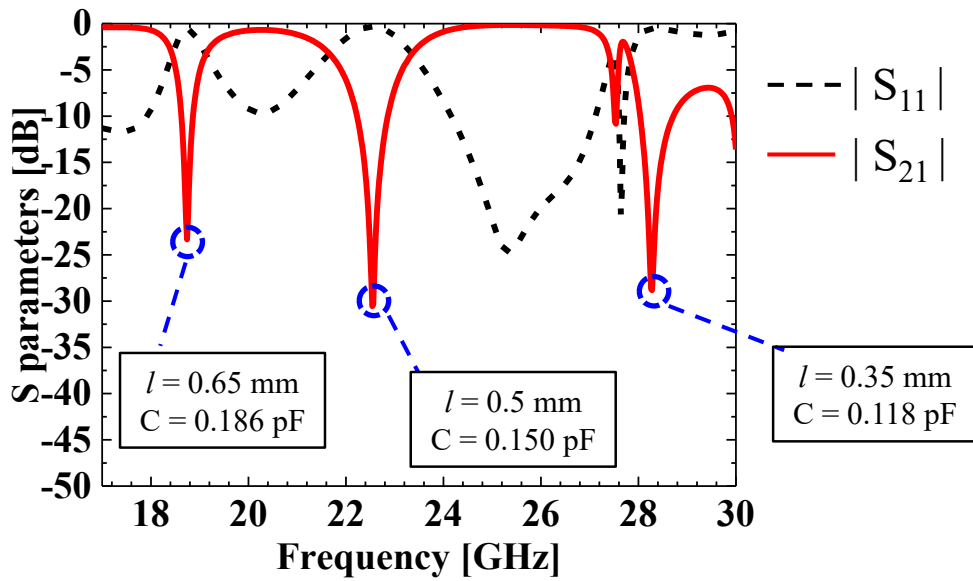


(b) $l = 0.35$ mm

図 2.23 $l = 0.65$ mm および $l = 0.35$ mm のときの単位セルの解析結果



(a) 解析モデル

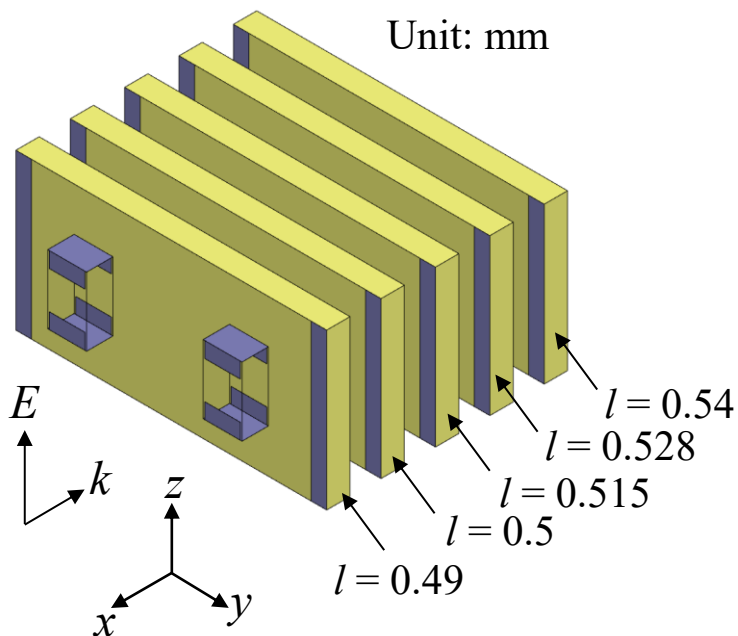


(b) 3層積層のときのSパラメータ

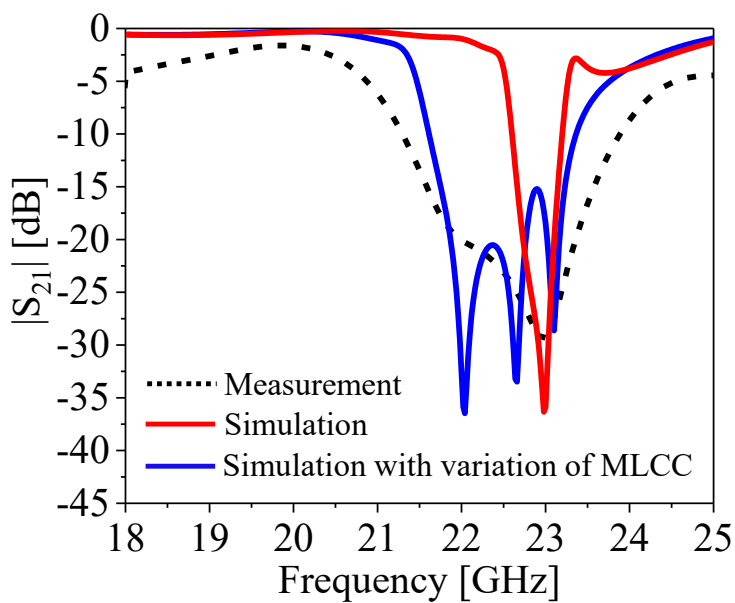
図 2.24 3層積層時の解析結果

次に、静電容量のばらつきを推定した解析モデルを図 2.25(a)に示す。ばらつき分布は、実験結果から 21.6 GHz, 22.0 GHz, 22.3 GHz, 23.0 GHz 及び 23.1 GHz で共振する静電容量のものが多くあると仮定し、電極長 l を調整した。 $l = 0.540$ mm, $l = 0.528$ mm, $l = 0.515$ mm および $l = 0.490$ mm のとき、共振周波数

はそれぞれ 21.6 GHz, 22.0 GHz, 22.3 GHz および 23.1 GHz となり, 静電容量は 0.156 pF, 0.155 pF, 0.152 pF および 0.148 pF となった. この静電容量のモデルと $l = 0.5$ mm の 5 種類を使用し, 5 層積層したモデルを解析した. 図 2.25(b)から, 透過特性 $|S_{21}|$ は単位セルより広帯域となった.



(a) 解析モデル



(b) 5 層のときの解析結果

図 2.25 静電容量のばらつきを推定したモデル

2.7 まとめ

本章では、MLCC が負透磁率を示すことを実証するために、MLCC からなる負透磁率媒質について検討した。誘電体基板上に配置した MLCC からなる積層型メタマテリアル構造を試作し、実験により、MLCC が実効比透磁率を制御できることを明らかにした。

(1) 試作構造および実験結果

誘電体基板上に MLCC を配置したメタ表面を 5 層に積層化することで、試作し、実験を行った。実験結果によると、23 GHz の周辺において、阻止帯域が存在することが確認できた。

(2) MLCC の内部構造の推定

はじめに、誘電体基板上に MLCC を配置する単位セル構造を提案し、MLCC の内部電極及び電極間隔による特性変化を調べ、22.74 GHz で共振する単位セルを設計した。また、固有モード解析により、設計した単位セル構造の分散特性を求めた。22.3 GHz から 22.8 GHz の周波数帯において、バンドギャップが存在することが確認できた。

また、電磁界シミュレーションによる単位セル構造の S パラメータを求め、得られた S パラメータから単位セル構造の実効比誘電率および透磁率を算出した。22.6 GHz から 23.2 GHz の周波数帯において、実効比透磁率が負となることを確認し、バンドギャップの帯域と比較すると、ほぼ一致することがわかった。

(3) MLCC を用いた積層型メタマテリアル

設計した単位セル構造からなるメタ表面を 5 層に積層化し、積層型メタマテリアルを構成した。5 層のときの $|S_{21}|$ 特性について電磁界シミュレーションにより、22.6 GHz から 23.2 GHz の周波数帯において阻止帯域が確認し、単位セル構造の実効比透磁率が負となる帯域と一致していることが確認できた。実験結果と比べて解析結果は同じ 23 GHz の付近において共振していることが確認したが、実験結果が広帯域となった。そこで、実験結果が広帯域となった原因について、電極の導電率、MLCC の誘電正接および MLCC のばらつきの影響を検討した。MLCC の誘電正接および MLCC のばらつきを考慮することで、解析結果が広帯域となることが確認できた。

第3章 MLCC を用いた電波吸収体による アンテナの相互結合抑制

3.1 まえがき

現在、携帯電話などの様々な機器にアンテナが利用されており、人体への影響低減や不要な電磁波の抑制が必要となっている[117]. そのため、電波環境を改善するために、電波吸収体がいわれている[118]. 電波吸収体には、磁性体や誘電体を用いた誘電体損失が一般的に使用されており、このような電波吸収体は斜入射特性や両偏波特性を有するには厚さを持たせる必要がある. そこで、電波吸収体の薄型化も検討されているが、特殊な材料を使用するため製作コストが高くなる問題がある.

この問題を改善するためには、近年、メタ表面による電磁波の抑制が期待されている[39]. 典型的なメタ表面としては、誘電体基板上に金属パッチを周期配列した構造が挙げられる[101]. 誘電体基板と金属パッチの寸法によって動作周波数を設計することででき、安価に製作が可能である. しかし、単位セル構造の大きさは 0.25λ であり、ウェアラブル端末などの小型な対象へ装荷する場合、周期性を維持して装荷することができない. また、次世代の移動通信や放送では、大容量通信の実現のため、準ミリ波以上の周波数帯への移行が検討されている. これらのシステムにおいても、小型な対象への吸収体装荷の要求が増大すると考えられる. そこで、小型な対象に装荷する場合、メタ表面を構成する単位セル構造が小型であることが有利といえる.

一方で、MLCC を用いて、負の透磁率を示す帯域が存在することが確認されている[106]. MLCC の内部電極の間を磁束が貫くことにより、電流が流れる. 負透磁率を示す周波数帯域においては、電流がループ状に周回し、SRR と似た等価回路となる. また、MLCC が小型であるため、メタ材料を構成する単位セル構造の小型化が可能である. このことから、SAR 抑制を目的として、タブレット PC の 1.9 GHz 帯のアンテナの近傍のプリント基板上に両面テープで MLCC を交互配置したものが提案されている[107]. これは、MLCC が持つ LC 共振を利用している. しかし、この研究では、2 GHz 帯近傍での応用のみが検討されている. そこで、MLCC の内部構造を観察し、MLCC を用いた 20 GHz 付近での電波吸収体が設計されている[119][120]. しかし、MLCC のメッキ部分を考慮していないため、吸収周波数の解析結果は測定結果と比べて、10 GHz 低周波化している. また、MLCC の内部構造の変化により、先に述べた準ミリ波以上の周波数帯で負透磁率を実現できるかは明らかになっていない. そこで、本章では、

基本モデルによる設計された MLCC を用いることで、28 GHz 帯付近で動作する電波吸収体を設計し、その周波数帯でのアンテナの相互結合抑制について検討する。初めに、MLCC の構造を設計し、MLCC の動作原理を確認する。次に、MLCC を用いた単位セル構造を提案し、単位セルの周期長、偏波面の変化によるモノスタティック RCS 特性を調べる。得られた結果を用いて、偏波依存電波吸収体を設計し、有限構造の解析を行う。次に、MLCC を用いた偏波依存電波吸収体を試作・測定し、シミュレーション結果の妥当性を確認する。最後に、設計された電波吸収体を用いて、アンテナの相互結合抑制の効果を確認する。

3.2 MLCC の構造および動作原理

MLCC の構造を図 3.1 に示す。MLCC の詳細な内部構造が不明であるため、MLCC の基本モデルを基にしてモデル化している[113]。MLCC の外形寸法は $0.52 \text{ mm} \times 0.52 \text{ mm} \times 1.04 \text{ mm}$ であり、セラミック誘電体、メッキ、障壁、外部電極および内部電極によって構成されている。MLCC の内部電極および外部電極は銅、障壁はニッケル、メッキ部分はスズの材質がモデル化されている。内部誘電体の比誘電率は 21 であり、メッキ部分の長さは 0.28 mm である。内部電極を 2 枚 1 組として平行平板コンデンサを形成し、上下に 2 組を配置した。内部電極の長さは 0.585 mm であり、電極の厚みは 0.015 mm である。また、図 3.1(b)に示すように、 $-z$ 軸方向からみたとき、内部電極の間隔は 0.06 mm , 0.03 mm および 0.06 mm である。

図 3.2 に MLCC の実効比透磁率の解析結果を示す。MLCC の実効比透磁率は平面波を入射したときの S パラメータから求められた。入射電界が MLCC の長手方向と平行になる場合、 29.6 GHz 付近で共振が発生しており、 29.6 GHz から 30.8 GHz の範囲において MLCC の実効比透磁率は負となっている。しかし、入射電界が MLCC の長手方向と垂直になる場合、 28 GHz から 31 GHz の範囲において、MLCC の実効比透磁率は変化せず、MLCC の共振が生じない。図 3.3 に 29.6 GHz における MLCC の内部電極の電流分布を示す。図 3.3(a)に示すように、入射電界に対し MLCC を平行に配置した場合、MLCC の内部電極に流れるループ状の電流が発生していることを確認できる。しかし、入射電界に対し MLCC を垂直に配置した場合、磁束が MLCC 内部を貫かないため、MLCC は反応しないことがわかる。以上のことから、MLCC は入射電界に対し平行に配置した場合のみ反応しており、偏波に依存することがわかった。

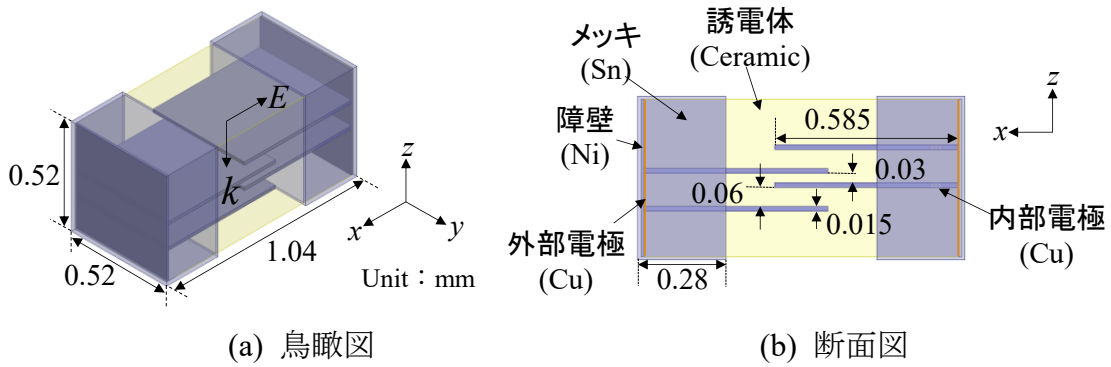


図 3.1 MLCC の構造

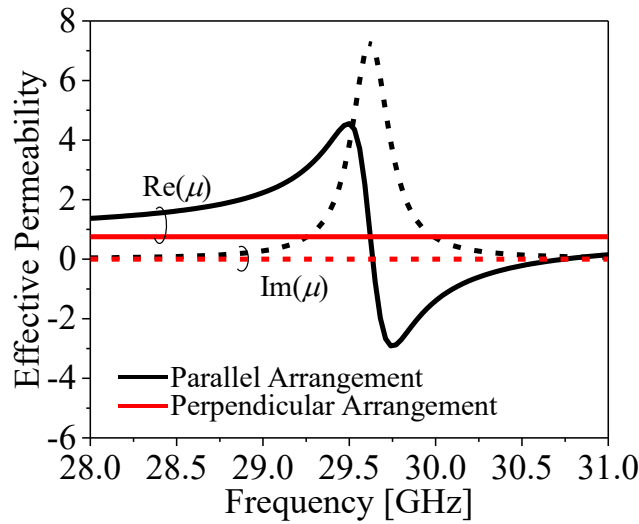
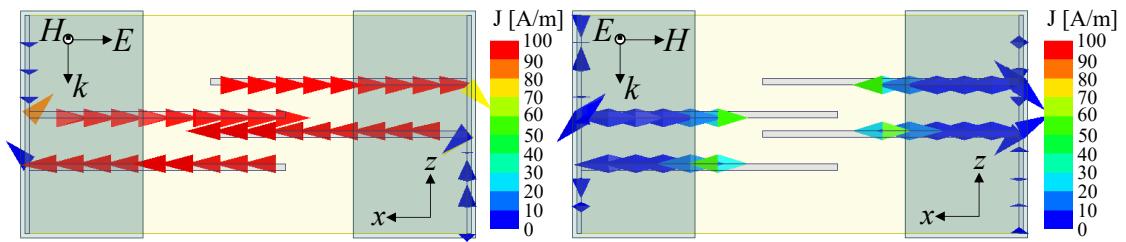


図 3.2 MLCC の実効比透磁率



(a) 電界に対し平行に配置 (b) 電界に対し垂直に配置

図 3.3 29.6 GHz における MLCC の電流分布

3.3 MLCC を用いた電波吸収体

本節では、MLCC を用いた偏波依存電波吸収体の設計について検討する。MLCC を用いた偏波依存メタ表面を図 3.4 に示す。MLCC は誘電体基板上に一

定の向きで配列される. MLCC を一定の向きで配置した場合, 偏波によっては, MLCC が反応しないため, 偏波に依存した構造となる. 基板裏面は地板として銅箔が貼り付けられている. また, 本章では, MLCC の負透磁率となる共振モードを利用した電波吸収体を設計することが目的であり, 基板の誘電体損失については考慮する必要がないため, 一般的によく用いられているガラスエポキシ基板(FR-4)を用いる. FR-4 は様々な厚さの種類があり, 比較的安価かつ容易に入手することができる.

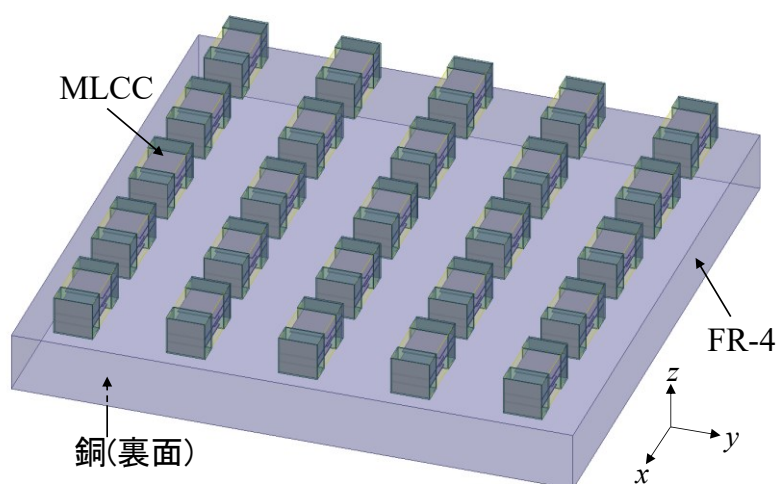


図 3.4 MLCC を用いた偏波依存メタ表面

3.3.1 単位セル構造

単位セル構造を図 3.5 に示す. 比誘電率 4.1, 誘電正接 0.02 の FR-4 誘電体基板上に MLCC を配置し, 地板として基板裏面を PEC でモデル化している. 基板厚は 0.8 mm であり, 単位セル構造の周期長を t [mm] とした. また, MLCC は, MLCC の長手方向と入射電界が平行となるように配置する. RCS 減衰特性を解析するために, 図 3.5 に示すように, 単位セル構造の側面に周期境界条件, 上面に放射境界を適用している. RCS 減衰量はメタ表面と同じ寸法の金属板の RCS 値の差分に基づいて求めた.

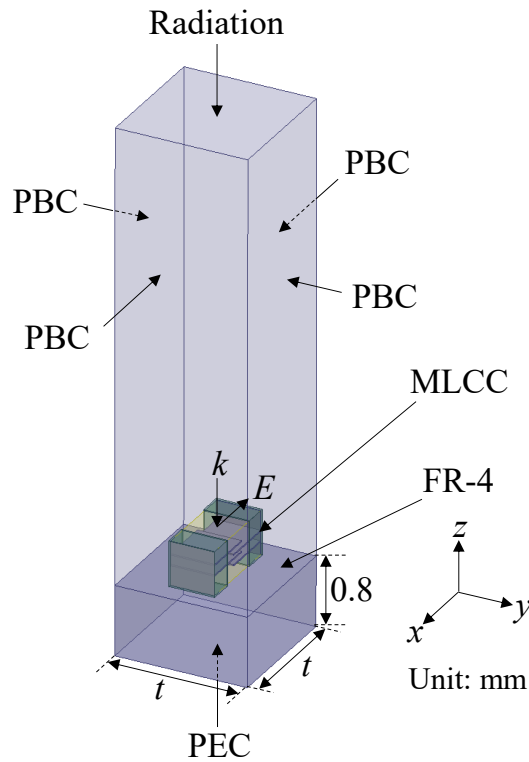


図 3.5 単位セル構造

3.3.2 周期長の変化によるモノスタティック RCS 特性

周期長 t を 4.0 mm から 1.5 mm まで変化させたときのモノスタティック RCS 減衰特性を図 3.6 に示す。周期長を短くすると減衰量が大きくなることがわかる。 $t = 1.5$ mm としたとき、29.8 GHz においてモノスタティック RCS 減衰量は約 30 dB となる。このことから、MLCC を密に配列するほど、減衰量が大きくなることがわかる。

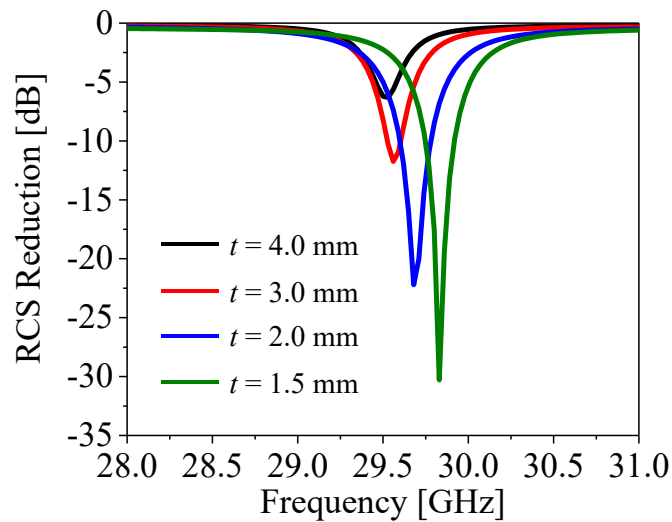


図 3.6 周期長の変化によるモノスタティック RCS 特性

3.3.3 偏波面の変化によるモノスタティック RCS 特性

次に、周期長 $t=1.5\text{ mm}$ を固定し、偏波面を $\phi=0^\circ$ から $\phi=90^\circ$ まで変化させたときのモノスタティック RCS 特性を解析した。偏波面による影響を図 3.7 に示す。偏波面を 90° に近づけていくと、モノスタティック RCS 減衰量は低下していき、 $\phi=90^\circ$ とした場合、金属板とほぼ同じとなる。偏波面を傾けると、入射電界と MLCC が直交するようになり、磁束が十分に貫かないため、MLCC の共振が生じない。このことから、MLCC を一定の向きで配列した場合、偏波に依存するメタ表面となることを確認することができた。

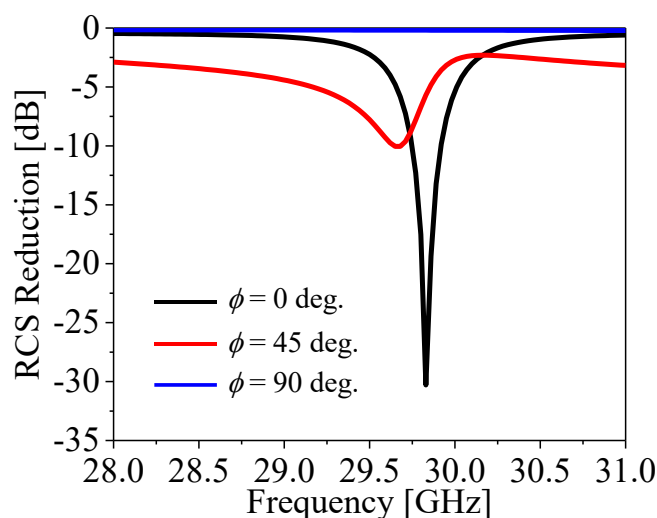


図 3.7 偏波面の変化によるモノスタティック RCS 特性

3.3.4 有限構造の解析結果

共振周波数に対して、十分に MLCC が配列されるよう、 30 GHz の $15\lambda \times 15\lambda$ の大きさとなる $150\text{ mm} \times 150\text{ mm}$ のメタ表面を試作し、測定により妥当性を検証していく。MLCC を密に配列するほど減衰量は大きいため、単位セル構造の周期長は $t=1.5\text{ mm}$ で配列する。しかし、周期長 $t=1.5\text{ mm}$ とすると、誘電体基板上に配列される MLCC の数は $10,000$ 個となるため、解析に要する時間が膨大となる。そこで、表面インピーダンス境界条件を用いて有限構造の解析を行う。

まず、単位セル構造のインピーダンス特性を解析する。単位セル構造のインピーダンス特性を計算するための解析モデルを図 3.8 に示す。解析モデルの側面に PEC と PMC を対向させて設定し、平面波は上面から入射される。また、入射電界を MLCC の長手方向と平行になるように設定している。図 3.9 に単位セル構造のインピーダンスの解析結果を示す。MLCC の共振周波数付近でインピーダンスが変化していることがわかる。

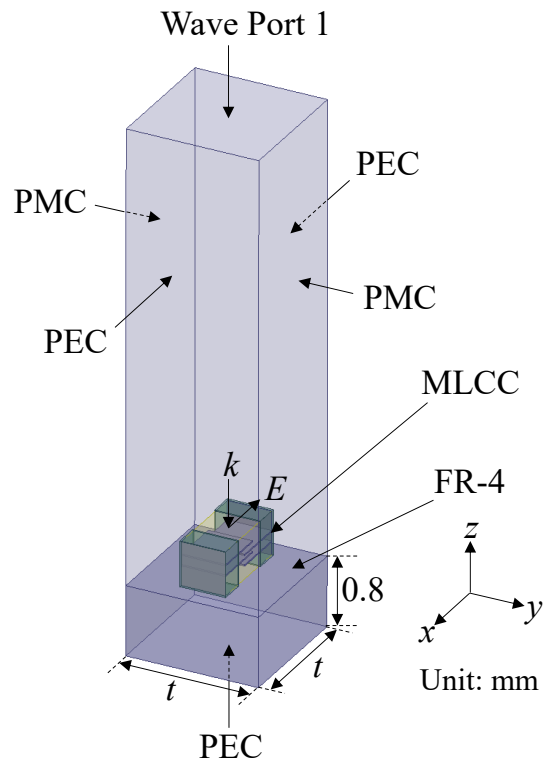


図 3.8 単位セルのインピーダンスの解析モデル

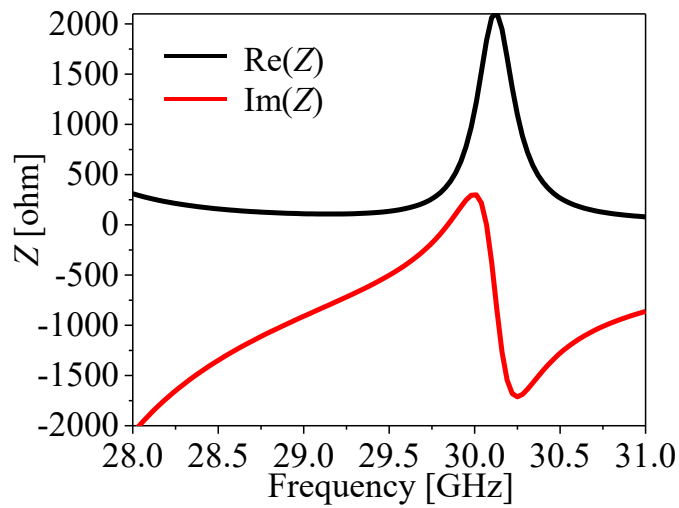


図 3.9 単位セルのインピーダンス特性

得られた単位セル構造のインピーダンスの解析結果を境界条件として適用することで、構造は簡単なものとなり、計算負荷を小さくすることができる。表面インピーダンス境界条件を用いた有限構造の解析モデルを図 3.10 に示す。解析

空間の側面と上面に放射境界条件を適用し、底面に図 3.8 の解析結果を表面インピーダンス境界条件として適用する．表面インピーダンス境界条件を用いた有限構造の解析結果を図 3.11 に示す．29.8 GHz において約 30 dB の減衰量が得られており，周期境界条件を適用した単位セル構造の解析結果とよく一致していることがわかる．

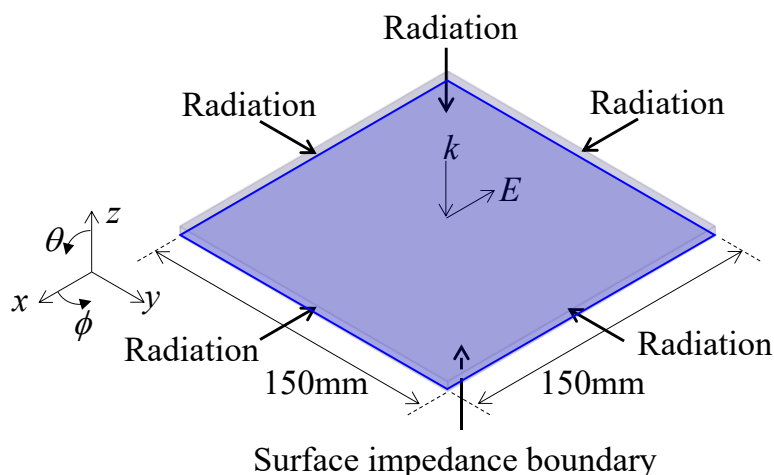


図 3.10 表面インピーダンス境界条件を用いた有限構造の解析モデル

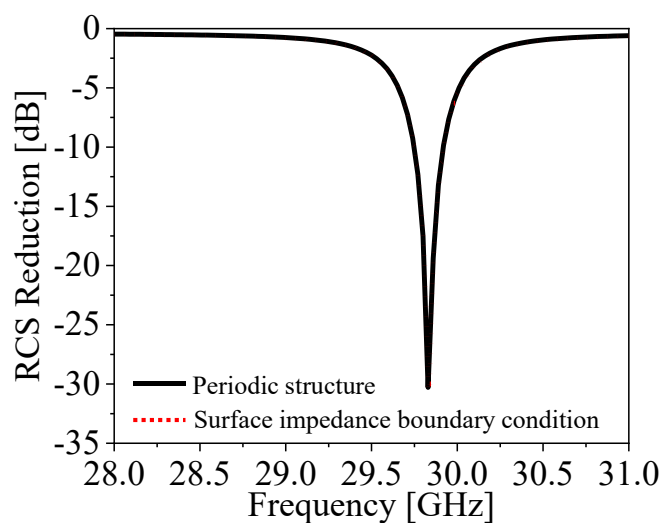


図 3.11 表面インピーダンス境界条件を用いた解析結果

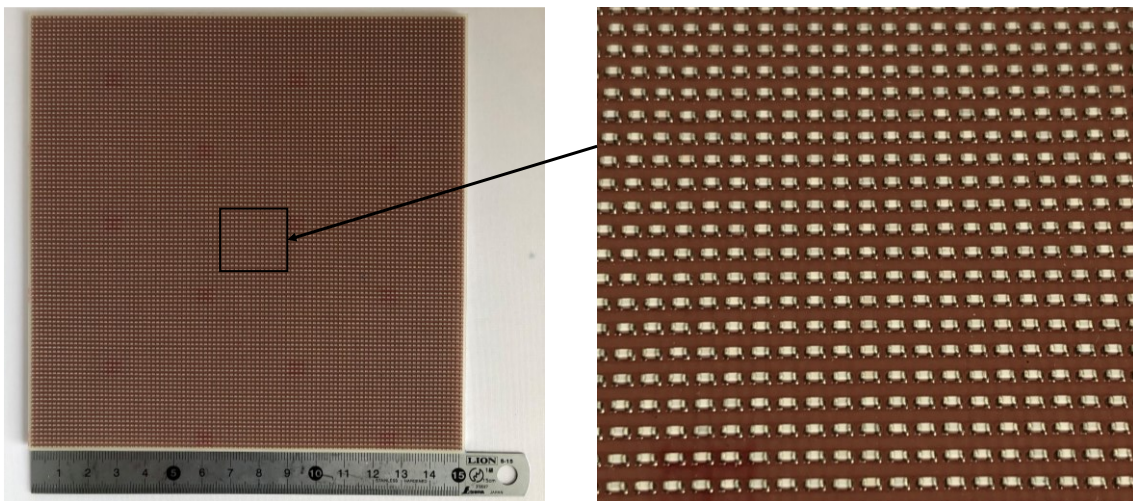
3.4 試作構造および測定結果

本節では，シミュレーションの妥当性を確認するために，3.3 節で設計した偏波依存電波吸収体を試作し，モノスタティック方式による RCS 測定を行い，シミュレーション結果と比較する．

3.4.1 試作構造

図 3.12 に 100 セル×100 セルからなる偏波依存電波吸収体の試作構造を示す。試作構造の大きさは 150 mm × 150 mm、単位セルの周期長は 1.5 mm、厚さ 0.8 mm の FR-4 誘電体基板上に合計 10,000 個の MLCC が配列されている。誘電体基板の比誘電率は 4.1、誘電正接は 0.02 である。MLCC は村田製作所製を使用しており、型番は GJM1555C1H1R5CB01、静電容量は 1.5 pF である。また、基板の裏面には銅板を貼り付けている。

MLCC の実装には、リフローはんだ方式により実装を行う。リフローはんだを行うためには、MLCC を実装する箇所にランドを設ける必要がある。試作に使用したランドパターンを図 3.13 に示す。単位セル内に 0.6 mm × 0.35 mm のランドを 2 つ設け、その上に MLCC を実装する。



(a) 100 セル×100 セルの電波吸収体

(b) 拡大図

図 3.12 試作構造

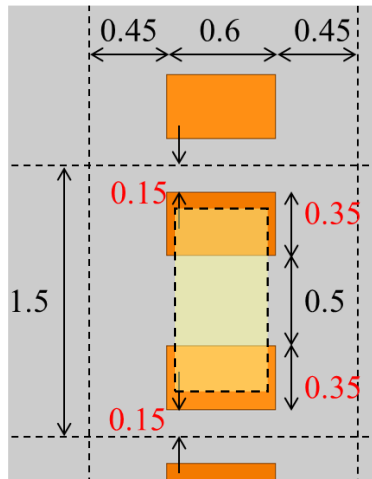


図 3.13 ランドパターン

3.4.2 測定系の概要

モノスタティック RCS の測定系の上面図を図 3.14 に示す. メタ表面の試作構造はサポートパイロンの上に置かれ, 直径 1.7 mm の反射鏡により, 遠方界の測定を可能としている. ダイナミックレンジを改善するため, メタ表面と同寸の金属板によりレスポンス校正を行い, S_{21} の値を 0 dB に校正する. 測定周波数は 28 GHz から 31 GHz とし, ネットワークアナライザのタイムドメイン機能により不要な反射波を除去している. メタ表面を配置し, 反射波の立ち上がりの節と立下りの節を基準にゲート幅を設定する[121]. メタ表面の S_{21} タイムドメイン特性を図 3.15 に示す. ゲート幅は反射波の最大値の最大値を 0 ns として, -0.25 ns から 0.95 ns の 1.2 ns とした.

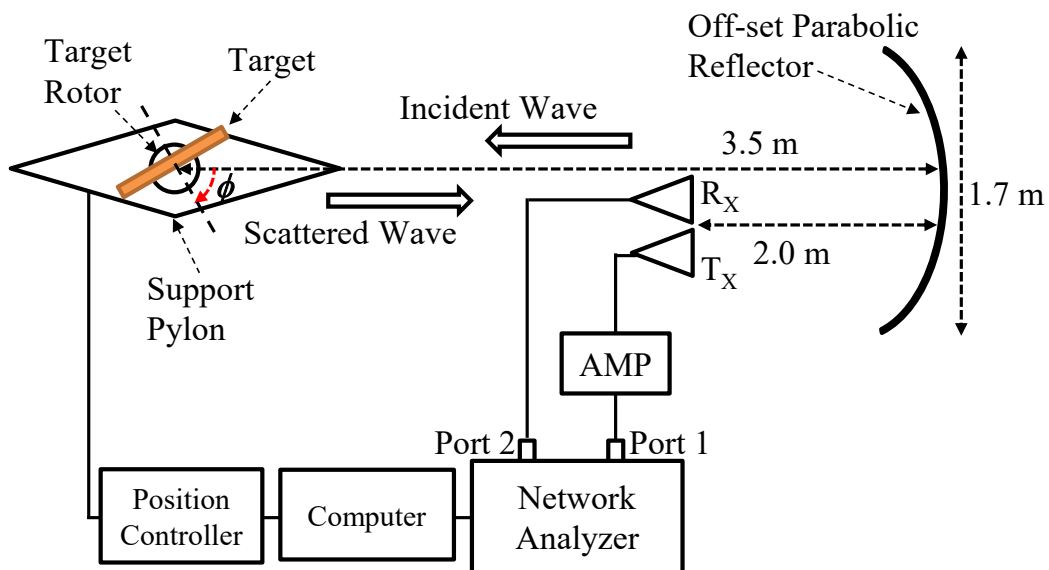


図 3.14 モノスタティック RCS 測定系の概要

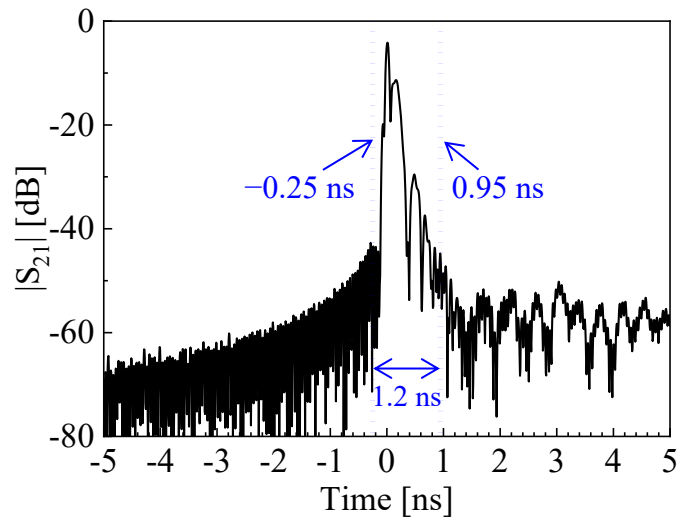


図 3.15 タイムドメイン特性

3.4.3 モノスタティック RCS の測定結果

MLCC は偏波に依存することを実証するために、試作したメタ表面は両偏波で測定を行う。両偏波特性の概念を図 3.16 に示す。電界と磁界に対して、TE (Transverse Electric)入射や TM (Transverse Magnetic)入射と区別して呼んでいる。TE 入射とは、入射波と反射波で構成される入射面に電界が垂直な場合を示している。TM 入射とは、入射面に磁界が垂直な場合を示している。

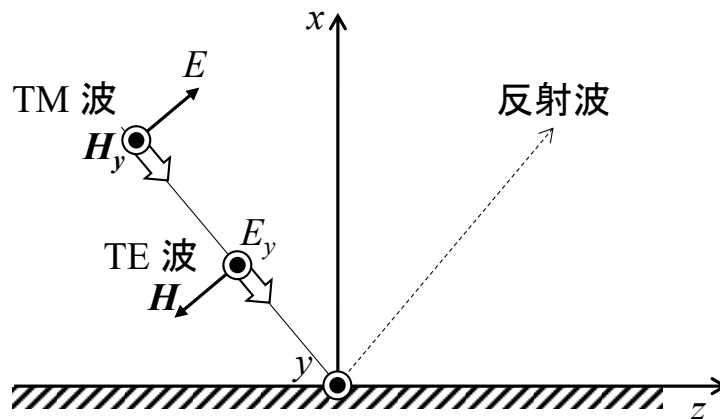


図 3.16 両偏波特性

図 3.17 に試作したメタ表面のモノスタティック RCS 減衰特性の測定結果を示す。TE 入射時(入射電界が MLCC の長手方向と平行)では、29.75 GHz においてモノスタティック RCS が約 28.5 dB 減衰していることを確認できる。しかし、TM 入射時(入射電界が MLCC の長手方向と垂直)では、モノスタティック RCS が減衰せず、金属板とほぼ同様に反射している。図 3.18 にモノスタティック RCS パターンの測定結果を示す。周波数特性の測定結果から、RCS 減衰量が最大となる周波数におけるパターンを示している。TE 入射の場合、モノスタティック RCS 値は、すべての入射角度において、 -10.5 dBsm 未満となる。一方、TM 入射の場合、 $\phi = -30^\circ$ から $\phi = 30^\circ$ までの範囲でモノスタティック RCS 値が大きいことがわかる。以上の測定結果から、MLCC が偏波に依存することとシミュレーション結果の妥当性を確認することができた。

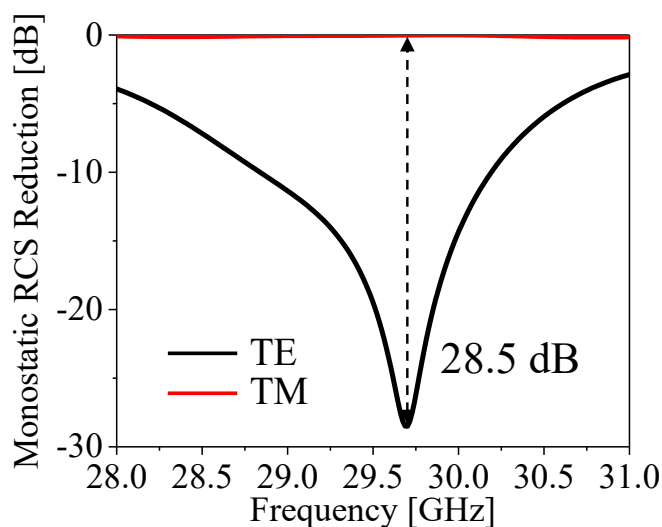


図 3.17 モノスタティック RCS 減衰特性の測定結果

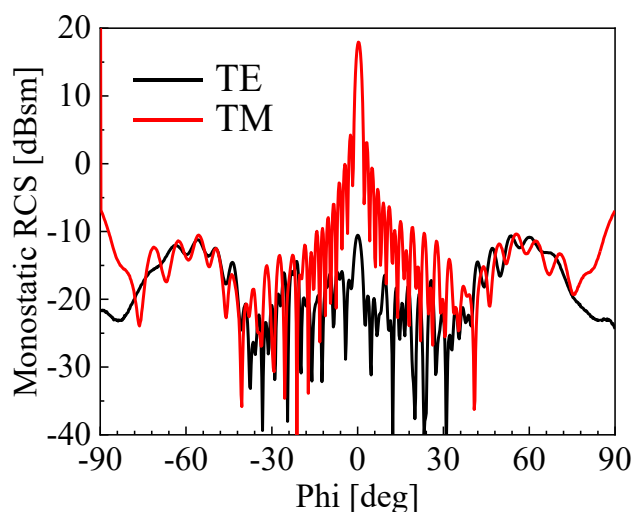


図 3.18 モノスタティック RCS パターンの測定結果

3.5 アンテナの相互結合抑制効果の確認

本節では、MLCC を用いた偏波依存電波吸収体を用いてアンテナの相互結合抑制効果を確認する。図 3.19 にアンテナの相互結合を計算するための解析モデルを示す。まず、28 GHz および 29.8 GHz で動作する 2 つのダイポールアンテナを設計する。図 3.19 に示すように、2 つのダイポールアンテナの長さはそれぞれ 4.7 mm と 4.4 mm である。2 つのダイポールアンテナの間隔を 29.8 GHz の 1λ とし、その間に MLCC を用いた電波吸収体を配置したときの $|S_{21}|$ 特性を解析した。電波吸収体のサイズは 15 mm \times 15 mm である。

解析した $|S_{21}|$ 特性を図 3.20 に示す。電波吸収体を配置することによって、29.6 GHz において $|S_{21}|$ は減衰しており、電波吸収体を配置しない場合と比べて、相互結合は約 12 dB 抑制されていることが確認できる。図 3.21 にサイズ 15 mm \times 15 mm の MLCC を用いた電波吸収体の RCS 減衰特性を示す。29.8 GHz 付近において、モノスタティック RCS の減衰量は約 12 dB となり、アンテナの相互結合減衰量とほぼ同様であることがわかる。

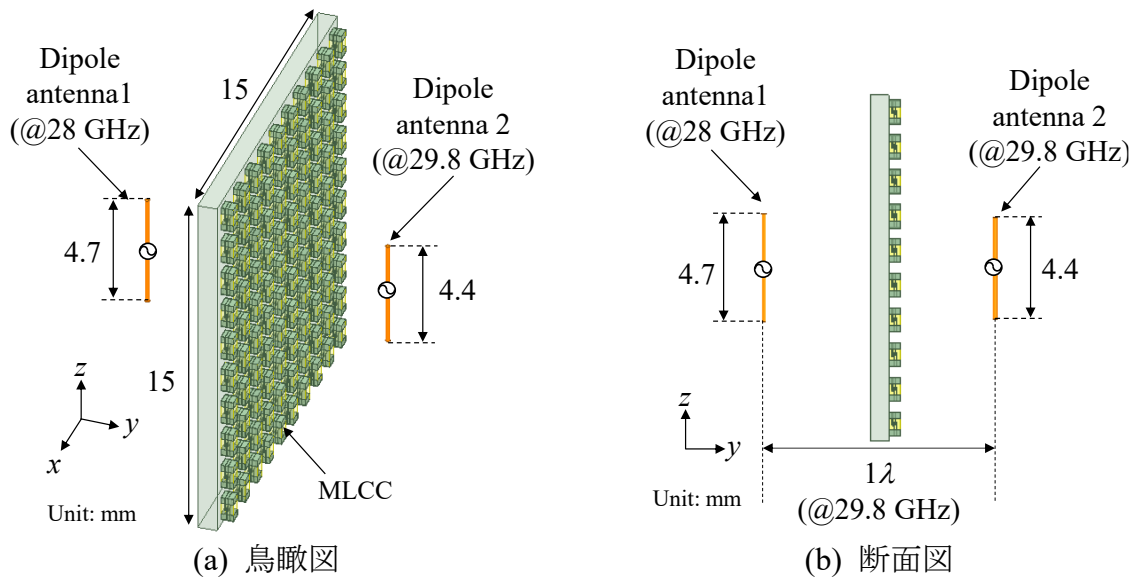


図 3.19 アンテナの相互結合を計算するための解析モデル

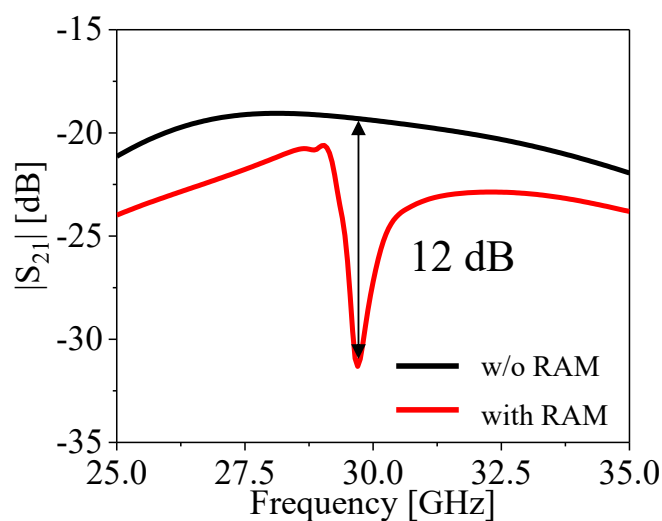


図 3.20 $|S_{21}|$ 特性

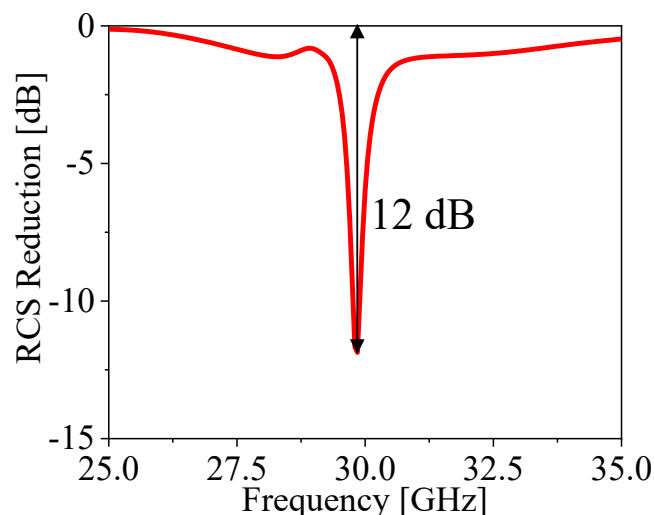
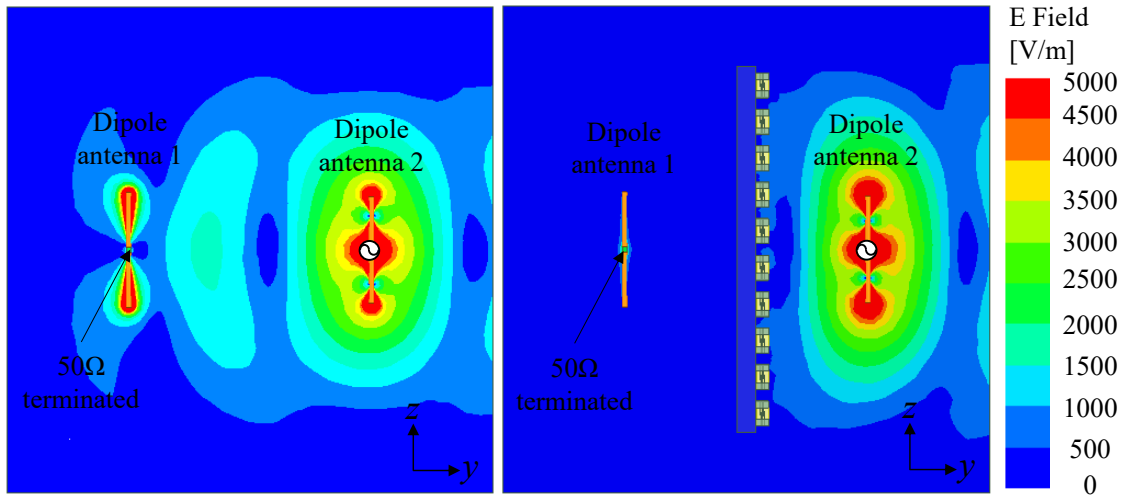


図 3.21 サイズ 15 mm × 15 mm の電波吸収体の RCS 減衰特性

図 3.22 に 29.8 GHz における MLCC を用いた電波吸収体を配置したときの電界分布を示す。ここで、ダイポールアンテナ 2 を励振し、ダイポールアンテナ 1 は $50\ \Omega$ 終端している。電波吸収体を配置しない場合はダイポールアンテナ 2 から放射された電界はダイポールアンテナ 1 に強く励振していることがわかる。一方、電波吸収体を配置すると、ダイポールアンテナ 1 にはほとんど励振されていないことがわかる。

図 3.23 に 29.8 GHz におけるダイポールアンテナ 2 の放射パターンを示す。図 3.23 に示すように、電波吸収体を配置すると、ダイポールアンテナ 2 の放射パターンは元のアンテナの放射パターンからは大きく変化していることがわかる。以上のことから、MLCC を用いた電波吸収体を配置することで、アンテナの相互結合を抑制できるが、アンテナ特性は変化してしまうことがわかる。



(a) 2つのアンテナのみ (b) 電波吸収体を配置した場合

図 3.22 電波吸収体を配置したときの電界分布

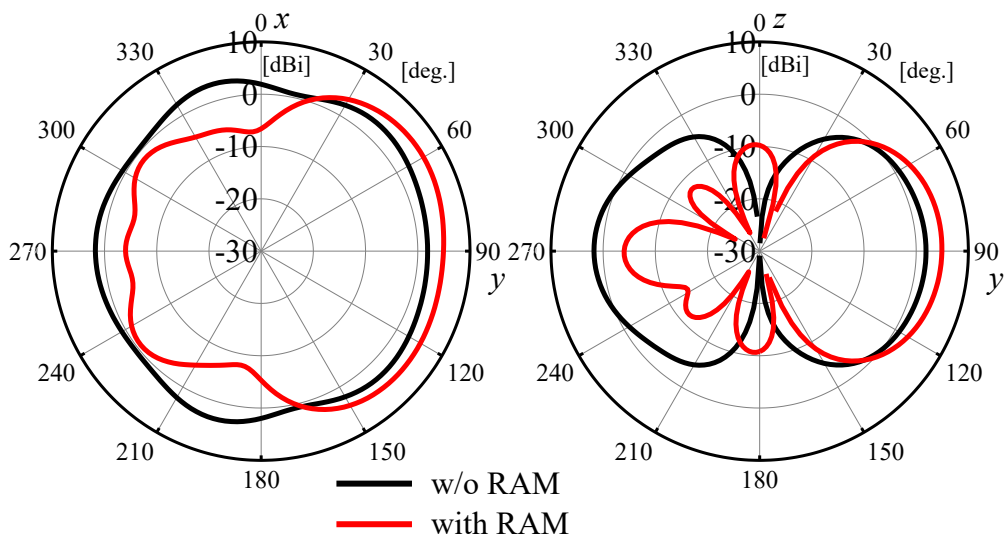


図 3.23 29.8 GHz におけるダイポールアンテナ 2 の放射パターン

3.6 まとめ

本章では、MLCC を用いた電波吸収体を設計し、電波吸収体によるアンテナの相互結合抑制について検討した。

(1) MLCC の構造および動作原理

MLCC の基本モデルに基づいて、MLCC の構造をモデル化し、MLCC の構造パラメータを調整することで、29.6 GHz 付近で共振する MLCC を設計した。単

位セル構造に平面波を入射したときの S パラメータから実効比透磁率を算出した。入射電界が MLCC の長手方向と平行になる場合、共振周波数において実効比透磁率が負となり、MLCC の内部電極に流れるループ状の電流が発生することを確認した。一方、入射電界が MLCC と垂直になる場合、MLCC の実効比透磁率が正となり、MLCC が反応しない。したがって、MLCC は入射電界に対し平行に配置した場合のみ反応しており、偏波に依存することがわかった。

(2) MLCC を用いた偏波依存電波吸収体

はじめに、FR-4 誘電体基板上に MLCC を配置する単位セル構造を提案し、単位セル構造の周期長および偏波面の変化によるメタ表面のモノスタティック RCS 特性を調べた。その結果、単位セル構造の周期長を 1.5 mm としたとき、モノスタティック RCS の減衰量が最大となることを確認した。また、入射する偏波面を変化させて解析を行い、MLCC からなるメタ表面は偏波に依存することを確認できた。

次に、設計した単位セル構造から MLCC を用いた電波吸収体の有限構造を構成し、表面インピーダンス境界条件を適用することで、モノスタティック RCS 特性を解析した。その結果、29.8 GHz において約 30 dB の減衰量が得られており、周期境界条件を適用した単位セル構造の解析結果とよく一致していることがわかった。

最後に、MLCC を用いた偏波依存電波吸収体を試作し、それぞれ TE 入射および TM 入射において測定を行った。TE 入射時では、29.75 GHz においてモノスタティック RCS が約 28.5 dB 減衰しており、TM 入射時では、金属板とほぼ同様に反射していることを確認できた。以上のことから、MLCC が偏波に依存することとシミュレーション結果の妥当性を確認することができた。また、従来のメタ表面の単位セルサイズ(0.25λ)と比較すると、MLCC を用いることで、 0.11λ まで小型化できることがわかった。

(3) アンテナの相互結合抑制効果の確認

MLCC を用いた電波吸収体によるアンテナの相互結合抑制効果を確認するために、28 GHz および 29.8 GHz で動作する 2 つのダイポールアンテナを設計し、2 つのアンテナの間にサイズ 15 mm × 15 mm の電波吸収体を配置したときの相互結合特性を解析した。電波吸収体を配置しない場合と比べて、29.8 GHz 付近において、相互結合は約 12 dB 抑制しており、同寸の電波吸収体の減衰量とほぼ同様であることがわかった。しかし、電波吸収体の配置により、アンテナの放射パターンが変化してしまうことを確認した。

第4章 MLCCを用いた円筒クロッキング によるアンテナの相互結合抑制

4.1 まえがき

近年、物体を特殊な材料で覆うことにより外部の電波から内部を遮蔽するクロッキング技術に注目が集まっている[91]. 任意の方向から入射した電波は遮蔽物体を避けてクロッキング領域を曲がって進み、入射波と同じ軌跡に戻る. クロッキングの外から観測すると遮蔽物体からの反射や散乱が起きないため、あたかも物体がないように見える. したがって、電磁クロッキングをアンテナに適用することで、使用周波数帯域が近接したアンテナの相互結合を抑制できる可能性がある.

変換電磁気学[85-92]に基づく電磁クロッキングは、座標変換に基づいた媒質的解釈[89]により、空間において適切なパラメータを持つ媒質を構成することで、電磁波の伝搬制御が可能である. しかし、クロッキングを構成する際に用いられる媒質定数は不均質かつ異方性となる必要がある. これは、メタマテリアルと呼ばれる自然界に存在しない人工材料によって実現できる.

先行研究として、SRRで構成された円筒クロッキングが検討されている[87]. 文献[87]では、所望の実効透磁率を実現するために、SRRの構造パラメータを調整し、それらを遮蔽物体の周りに10層に配置することによって、異方性媒質を作り出している. しかし、構成された円筒クロッキングの単位セル構造が大きいことから、円筒クロッキングが厚いという問題点があり、狭小な対象への適用は困難となる. よって、円筒クロッキングの薄型化が求められている.

一方、MLCCには、負の実効透磁率を示す周波数帯域が存在することが確認されている[104][105]. MLCCの内部電極間を磁束が貫くことにより、ループ電流が流れる. これは、SRRの共振モードと同様であり、MLCCのループ状の共振周波数近傍で負の実効透磁率を示す. また、MLCCは小型であるため、メタマテリアルを構成する単位セルの小型化が可能である[122]. 従って、MLCCを用いることで、円筒クロッキングを薄型化できる可能性がある. そこで、MLCCを用いた薄型円筒クロッキングが提案されている. MLCCの内部構造パラメータを調整することで、単位セル構造の実効比透磁率を制御でき、厚さが半分である10層の円筒クロッキングを実現できる可能性がある[123]. しかし、この方法では、内部構造が異なる10種類のMLCCを用意する必要があり、製作が困難となる.

本章では、アンテナの相互結合抑制の目的として、製作が可能な薄型円筒クローキングの設計を前提とし、MLCCの配置密度を制御した円筒クローキングについて検討する。まず、クローキングを実現するための座標変換について説明する。次に、MLCCを用いた単位セル構造を提案する。単位セル構造の周期長による実効比透磁率特性の変化を調べ、所望の実効比誘電率および透磁率を設計する。設計値に基づいて、円筒クローキングを試作・測定し、円筒クローキングの効果を確認する。最後に、設計した円筒クローキングを用いて、アンテナの相互結合抑制効果について考察する。

4.2 クローキングのための座標変換

本節では、クローキングを実現するための座標変換について説明する。まず、座標変換の媒質的解釈について説明し、円筒クローキングの座標変換を示す。

4.2.1 座標変換の媒質的解釈

相対論によると、マクスウェル方程式は静止する観測者の座標系においても運動する観測者の座標系において同じ形式で表されなければならない[95]。一方、任意の座標系に対してもマクスウェル方程式を同じ形式で記述すると、図4.1(a)に示すデカルト座標系 (x, y, z) から、図4.1(b)に示す新たな座標系 (x_1, y_1, z_1) への変換をしなければならない。また、座標系 (x, y, z) においてマクスウェル方程式は式(4.1)、式(4.2)で表される[95]。

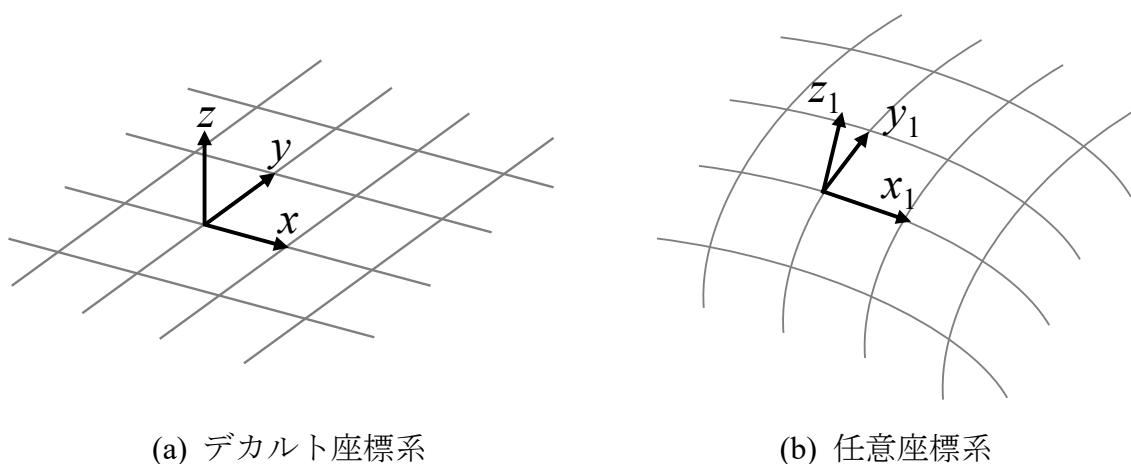


図 4.1 座標変換

$$\nabla \times E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad (4.1)$$

$$\nabla \times H = \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad (4.2)$$

新たな座標系で表された電界成分 E_1 及び磁界成分 H_1 が ∇_1 を新しい座標系における演算子として式(4.3), 式(4.4)と同じ形式で書くためには, ε_1 及び μ_1 が式(4.5), 式(4.6)となる関係になればいい.

$$\nabla_1 \times E_1 = -\mu_1 \frac{\partial H_1}{\partial t} \quad (4.3)$$

$$\nabla_1 \times H_1 = \varepsilon_1 \frac{\partial E_1}{\partial t} \quad (4.4)$$

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{\det \Lambda} \Lambda \varepsilon \Lambda^T \quad (4.5)$$

$$\mu_1 = \frac{1}{\det \Lambda} \Lambda \mu \Lambda^T \quad (4.6)$$

ここで Λ はヤコビ行列は式(4.7)で, $\det \Lambda$ は行列式, T は転置行列を表す.

$$\Lambda = \frac{d(x_1, y_1, z_1)}{d(x, y, z)} \quad (4.7)$$

この構成の関係式が変換前と変換後で媒質パラメータを同じにするため, 座標系の変換に伴うトポロジ的解釈[89]と呼ばれる. 一方, 座標自体は同じで媒質パラメータが異なる解釈方法があり, これを媒質的解釈[89]と呼ぶ. いずれの解釈においてもマクスウェル方程式は不変であり, 電磁波の振舞いは変わらない. 媒質的解釈に基づき媒質パラメータを構成することで, 現実の空間において座標変換と同等な電波の伝搬制御が可能である.

4.2.2 円筒クローキングの座標変換

図 4.2 に円筒クローキングの座標を示す[92]. 図 4.2(a)の円筒座標系 (r, θ, z) において, 半径 R_2 の無限長円筒領域 $(0 < r < R_2)$ を図 4.2(b)の座標系 (r_1, θ_1, z_1) における $(R_1 < r_1 < R_2)$ の領域に変換する.

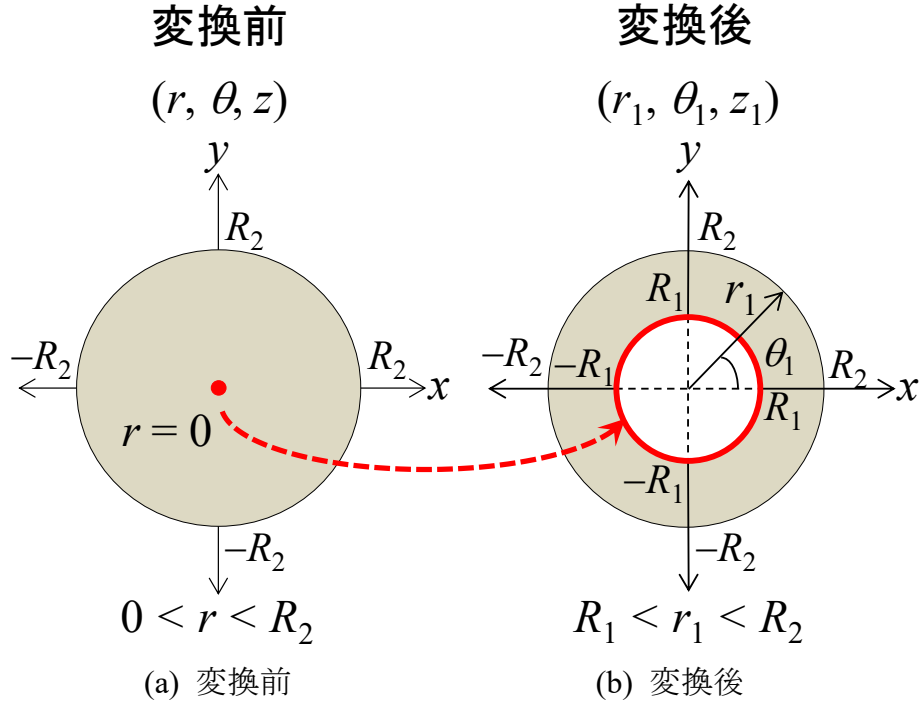


図 4.2 円筒クローキングの座標

式(4.8), 式(4.9), 式(4.10)になる座標変換を考える. $r=0$ の点が半径 $r_1=R_1$ の円になるため半径 $r_1 < R_1$ の領域が不可視となる. よって, これが円筒クローキングとなる.

$$r_1 = \frac{R_2 - R_1}{R_2} r + R_1 \quad (4.8)$$

$$\theta_1 = \theta \quad (4.9)$$

$$z_1 = z \quad (4.10)$$

座標変換の媒質的解釈は, 式(4.5), 式(4.6)の変換と等価な媒質定数を求めることができる[89]. さらに, クローキングの誘電率及び透磁率のテンソルは, (r_1, θ_1, z_1) に対して, 式(4.11), 式(4.12), 式(4.13)で与えることができる. また, 場所と伝搬方向によっても誘電率, 透磁率が変化するため異方性媒質が必要である.

$$\varepsilon_{r_1} = \mu_{r_1} = \frac{r_1 - R_1}{r_1} \quad (4.11)$$

$$\varepsilon_{\theta_1} = \mu_{\theta_1} = \frac{r_1}{r_1 - R_1} \quad (4.12)$$

$$\varepsilon_{z_1} = \mu_{z_1} = \left(\frac{R_2}{R_2 - R_1} \right)^2 \frac{r_1}{r_1 - R_1} \quad (4.13)$$

電場が z 軸に平行な場合, $\mu_{r_1} \varepsilon_{z_1}$ および $\mu_{\theta_1} \varepsilon_{z_1}$ が定数となる条件を満たせば, 誘電率および透磁率テンソルを変化させても, 電磁波の振る舞いが変わらないことから, 誘電率および透磁率テンソルは式(4.14), 式(4.15), 式(4.16)のように簡略化できる[88]. これは TM_z クローキングと呼ばれる[20]. r_1 に依存する量が μ_{r_1} のみとなるため, 設計が簡単になる. しかし, 製作可能な構造を考えると透磁率を連続的に変化させることは困難である.

$$\mu_{r_1} = \left(\frac{r_1 - R_1}{r_1} \right)^2 \quad (4.14)$$

$$\mu_{\theta_1} = 1 \quad (4.15)$$

$$\varepsilon_{z_1} = \left(\frac{R_2}{R_2 - R_1} \right)^2 \quad (4.16)$$

4.3 MLCC の配置密度を制御した円筒クローキング

4.3.1 提案円筒クローキングおよび単位セル構造

図 4.3 に MLCC の配置密度を制御した円筒クローキングの提案構造を示す. 円筒クローキングは誘電体基板の上に MLCC が円周方向に周期的に配置しており, 横に 10 層に分割した構造となる. 円筒クローキングの大きさは先行研究[87]と同様であり, 内半径 $R_1 = 27.1 \text{ mm}$, 外半径 $R_2 = 58.9 \text{ mm}$ である.

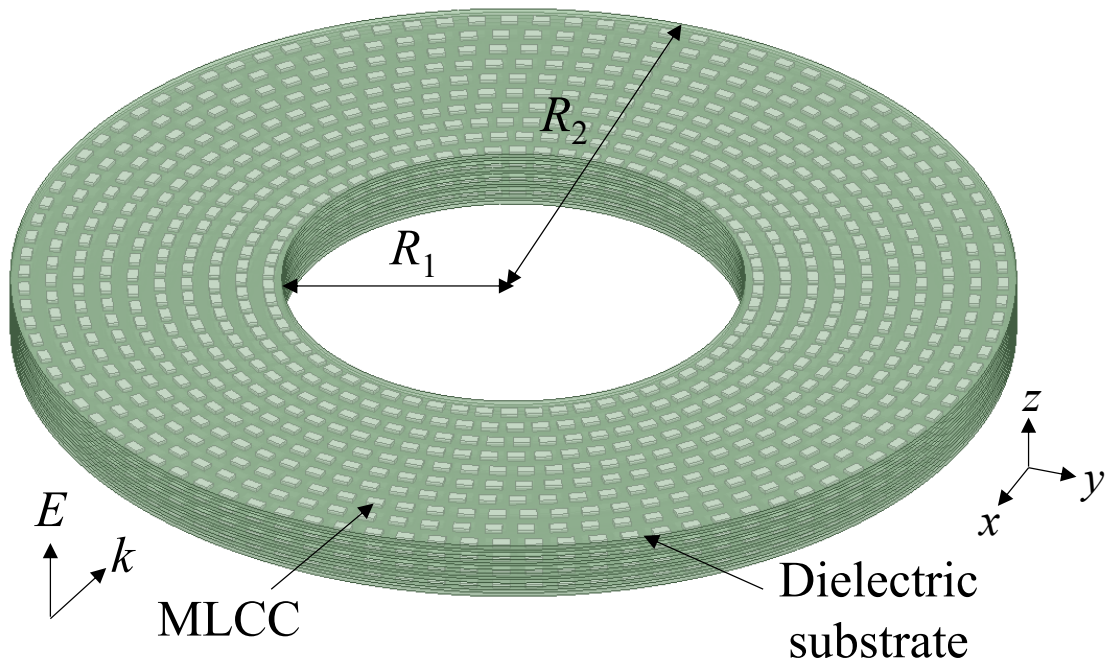


図 4.3 MLCC の配置密度を制御した円筒クロッキング

図 4.4 に円筒クロッキングを構成する単位セル構造を示す. 単位セルサイズは高さ 1.92 mm , 幅 3.18 mm , 周期長 $p_x [\text{mm}]$ とする. 周期長 p_x は単位セル構造の内半径である. MLCC は厚さ 0.5 mm の 2 つ誘電体基板の間に配置されており, 誘電体基板の比誘電率と誘電正接はそれぞれ $\epsilon_r = 3.4$, $\tan \delta = 0.0015$ である. また, 図 4.4(b) に示すように, MLCC と上層の誘電体基板の間隔を 0.05 mm とした.

図 4.5 に MLCC の構造を示す. MLCC は内部誘電体, 外部電極, 内部電極, 障およびメッキから構成されており, MLCC の外形寸法は $0.87 \text{ mm} \times 1.27 \text{ mm} \times 2.02 \text{ mm}$ である. 内部誘電体の比誘電率は $\epsilon_{in} = 27$ であり, MLCC の内部電極 2 枚を 1 組として平行平板コンデンサを形成し, 上下に 2 組配置した. 内部電極長と電極間隔をそれぞれ 1.16 mm , 0.1 mm とし, メッキの長さを 0.51 mm とした. また, MLCC の共振周波数は 8.1 GHz であり, 静電容量は 3.6 pF である.

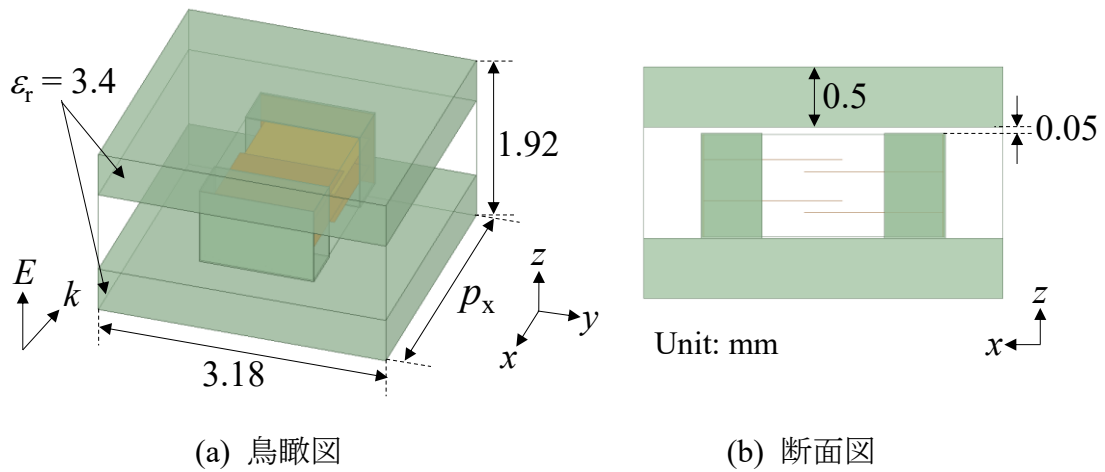


図 4.4 単位セル構造

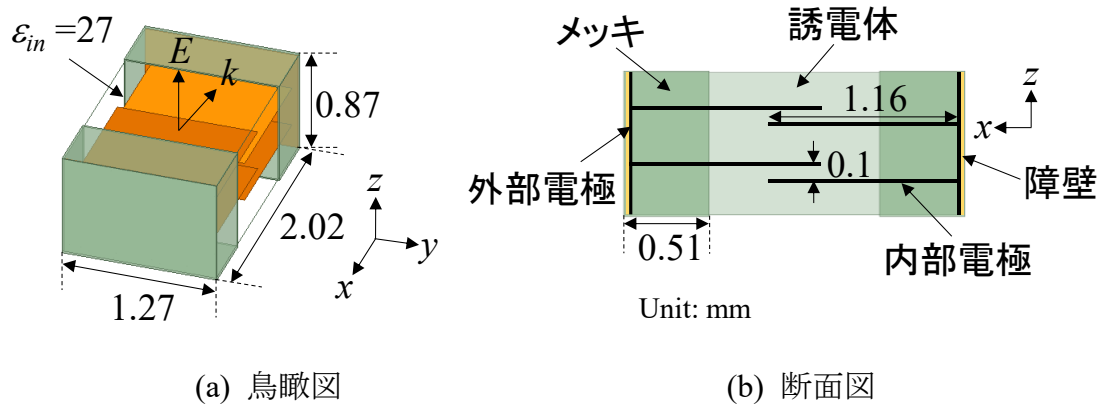


図 4.5 MLCC の構造

4.3.2 周期長の変化による実効比透磁率特性

図 4.4(a)の単位セル構造において入射電界を z 軸方向とし, $\pm x$ 軸方向に Floquet ポートを設定したときの S パラメータから, 実効比透磁率を求める. 図 4.6 に p_x を 2.5 mm から 3.5 mm まで変化させたときの単位セル構造の実効比透磁率を示す. p_x を短くすると, MLCC の共振周波数はほぼ変化しないが, 実効比透磁率が負となる帯域が広がることをわかる. また, 図 4.6 の拡大図のように, p_x を変化すると実効比透磁率を細かく調整できることがわかる.

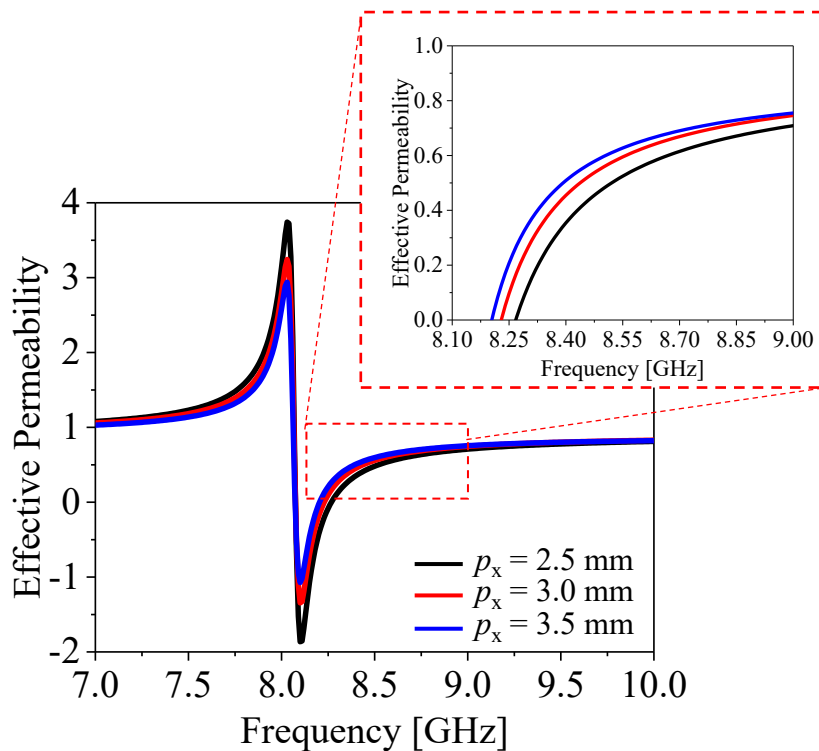


図 4.6 周期長の変化による実効比透磁率特性

4.3.3 設計結果

4.2.2 で述べたように、実効比透磁率を連続的に変化させることは困難であるため、式(4.14)、式(4.15)、式(4.16)で与えられる各層の実効比誘電率および比透磁率テンソルのうち、半径 r で変化する μ_t の分布を階段近似し、10 層で分割すると、各層の実効比誘電率および比透磁率テンソルの理論値は図 4.7 のようになり、各層の μ_t は単位セル構造の周期長を調整することで設計できる。

各層の単位セル数が整数となるように、周期長 p_x を計算し、計算された p_x の値を用いて単位セル構造の実効比透磁率を算出する。そこで、理論値と最も近い値となるときの p_x を決定する。8.25 GHz における各層の実効比誘電率および比透磁率を計算した結果を表 4.1 に示す。各層の実効比誘電率および比透磁率テンソルの設計値は、式(4.14)、式(4.15)および式(4.16)を 10 層で階段近似した理論値とほぼ一致していることがわかる。

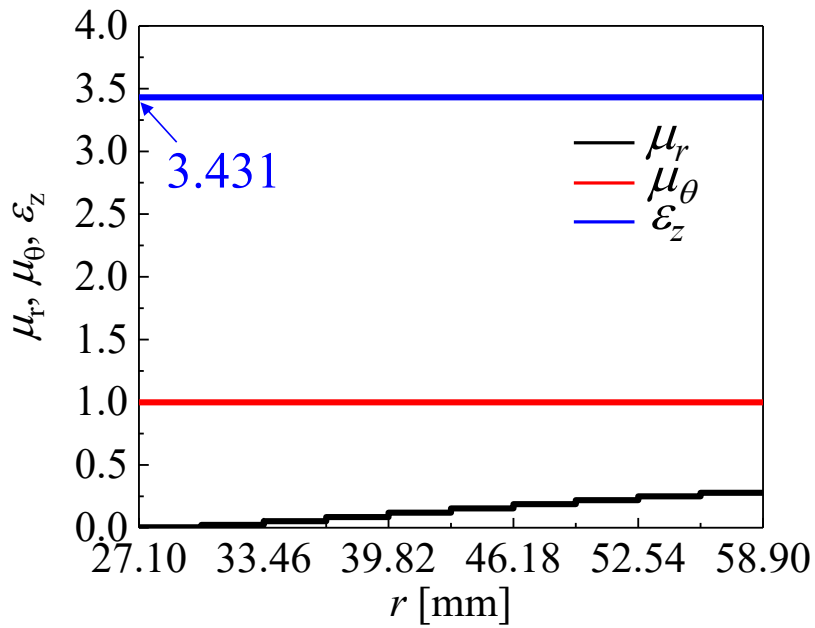


図 4.7 階段近似による理論値

表 4.1 8.25 GHz における 10 層の円筒クローキングの設計結果

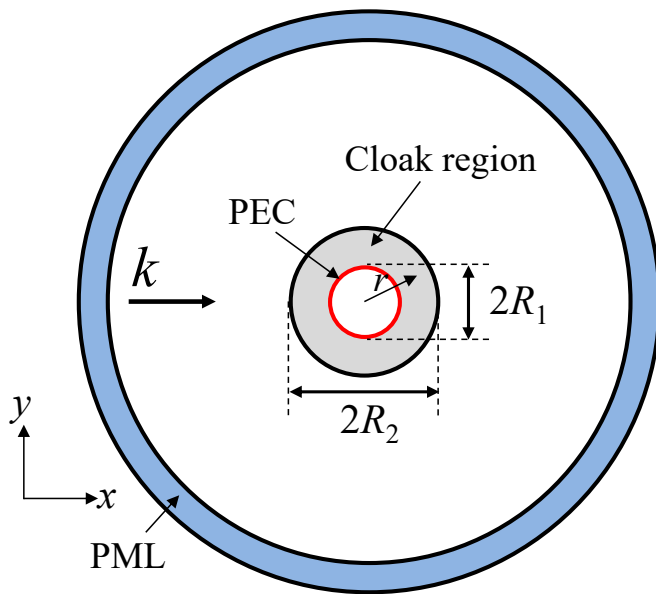
Layer No.	p_x [mm]	階段近似した理論値			設計値		
		μ_r	μ_θ	ε_z	μ_r	μ_θ	ε_z
1	2.746	0.001	1	3.431	0.004	1	3.589
2	2.839	0.007	1	3.431	0.042	1	3.528
3	2.919	0.016	1	3.431	0.053	1	3.516
4	3.029	0.029	1	3.431	0.088	1	3.466
5	3.167	0.044	1	3.431	0.132	1	3.417
6	3.335	0.060	1	3.431	0.153	1	3.361
7	3.413	0.076	1	3.431	0.193	1	3.309
8	3.524	0.093	1	3.431	0.220	1	3.254
9	3.549	0.111	1	3.431	0.253	1	3.252
10	3.685	0.128	1	3.431	0.277	1	3.243

4.3.4 解析モデルおよび解析結果

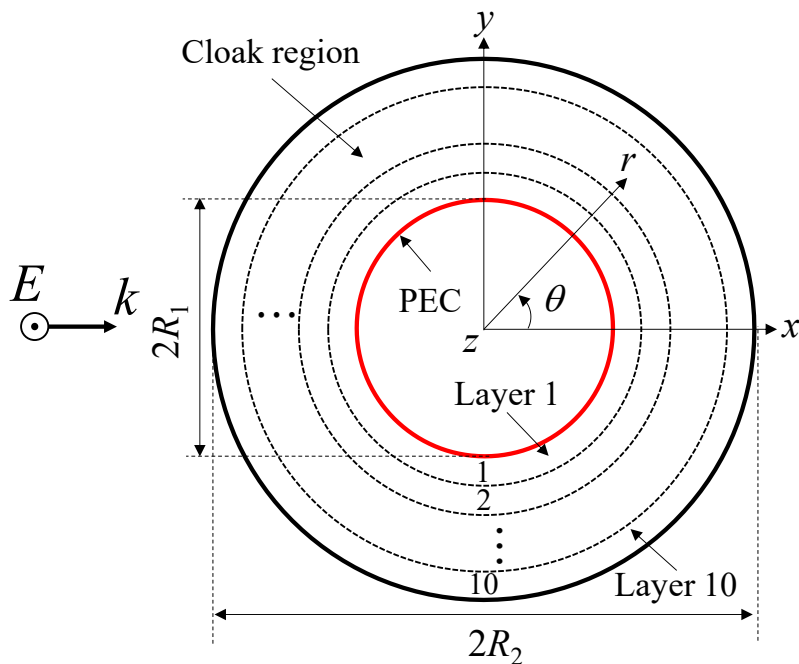
円筒クローキングの有限構造の計算時間は膨大となるため、2次元の解析モデルを使用し、解析を行う。図 4.8 に 2次元の解析モデルを示す。図 4.8(a)に示すように、平面の解析領域を設け、次式のように入射界を設定した。

$$E_b = 1[\text{V/m}] \times \exp(-jk_0x) \quad (4.17)$$

ここで、 E_b は入射電界であり、 k_0 は波数である。クローキング領域の内側を完全導体円筒(PEC)とし、解析領域の外側に完全整合層(PML)を設定した。平面波は $-x$ 軸方向から入射される。円筒クローキングのモデルを図4.8(b)に示す。内半径と外半径はそれぞれ $R_1 = 27.1 \text{ mm}$, $R_2 = 58.9 \text{ mm}$ とし、円筒クローキングは10層で分割した。また、解析にはCOMSOL Multiphysics 5.6を用いた。



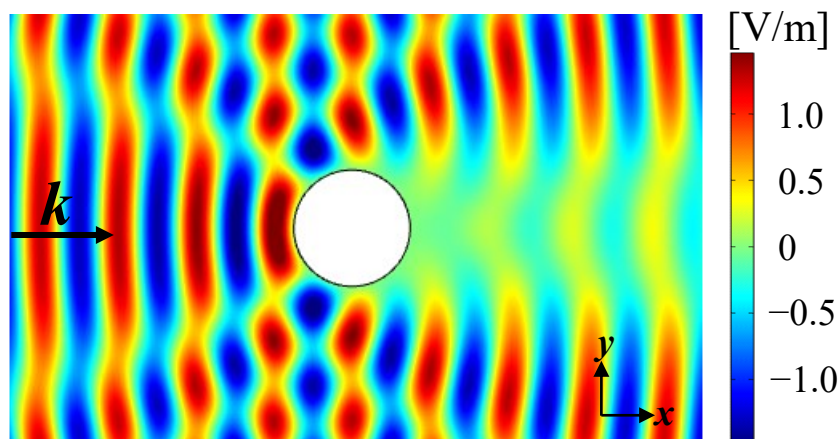
(a) 解析モデル



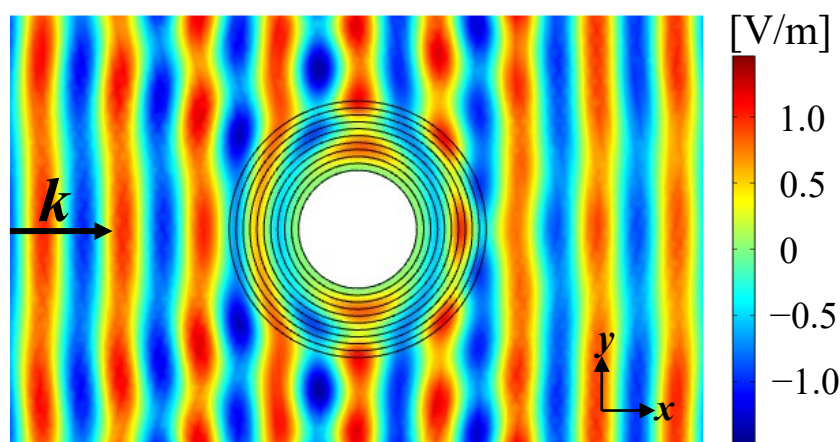
(b) 10層で分割した円筒クローキング

図4.8 2次元の解析モデル

図 4.8(b)の円筒クロッキングの各層に表 4.1 に示した実効比誘電率および比透磁率テンソルを設定したときの電界分布を解析した. 図 4.9 に 8.25 GHz における完全導体円筒のみおよび円筒クロッキングの電界分布を示す. 完全導体円筒のみの場合, 反射および散乱が大きく, 円筒背後の電界強度が弱くなっていることを確認できる. しかし, 円筒クロッキングを用いると, 反射および散乱が弱くなり, 入射波は完全導体円筒を迂回していることがわかる.



(a) 完全導体円筒のみ



(b) 円筒クロッキング

図 4.9 8.25 GHz における電界分布の解析結果

定量的に比較するために, 円筒クロッキングの中心線上の 1 次元電界値を解析した. 図 4.10 に, 自由空間, 完全導体円筒および円筒クロッキングの 1 次元電界強度の比較を示す. $x = -27.1 \text{ mm}$ から $x = 27.1 \text{ mm}$ までの領域は, 完全導体円筒の領域であるため, 1 次元の電界値を計算することができず, この領域では 1 次元電界値の線が途切れている. 図 4.10 に示すように, 反射側では, 完全導体円筒のみの場合の電界強度は自由空間より強く, 透過側では弱くなっている. し

かし、円筒クロッキングを用いた場合、円筒クロッキングの電界強度は自由空間の電界強度とほぼ一致している。よって、円筒クロッキングを用いると反射および散乱を抑制することができる。これは、図 4.9 に示す電界分布の解析結果と一致していることがわかる。

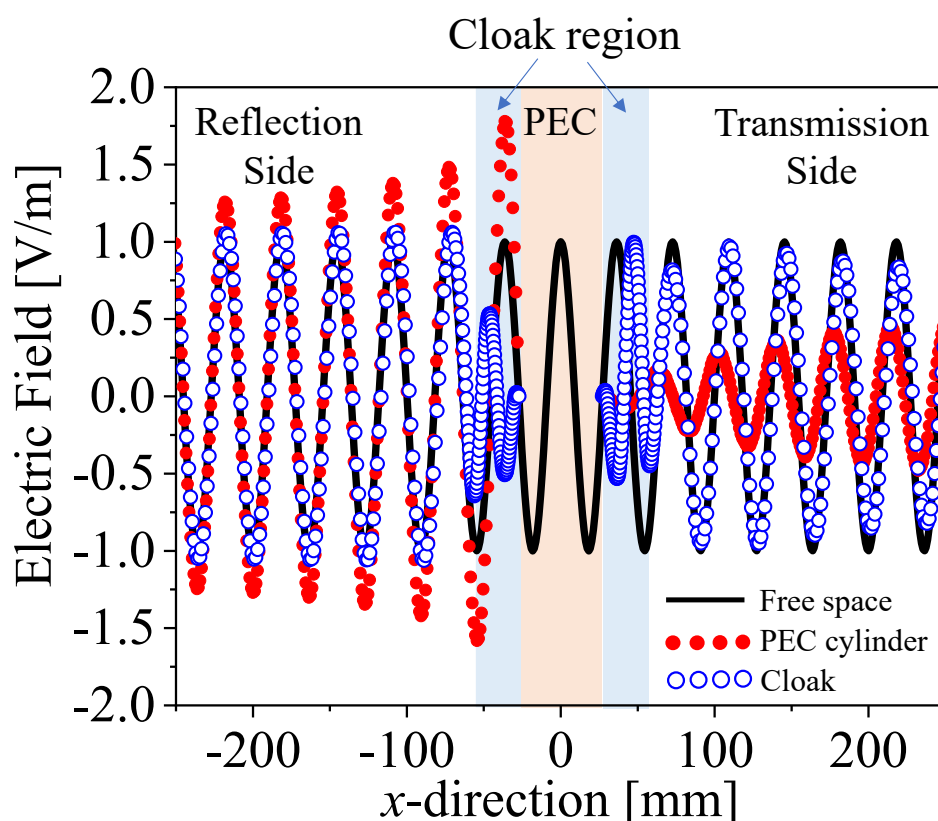


図 4.10 1次元の電界強度の比較

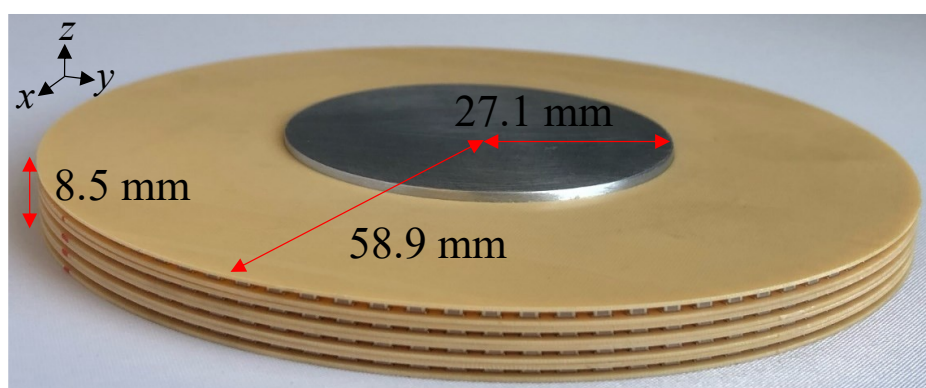
4.4 試作構造および測定結果

本節では、4.3 で設計した円筒クロッキングを試作し、測定によりシミュレーションの妥当性を確認する。

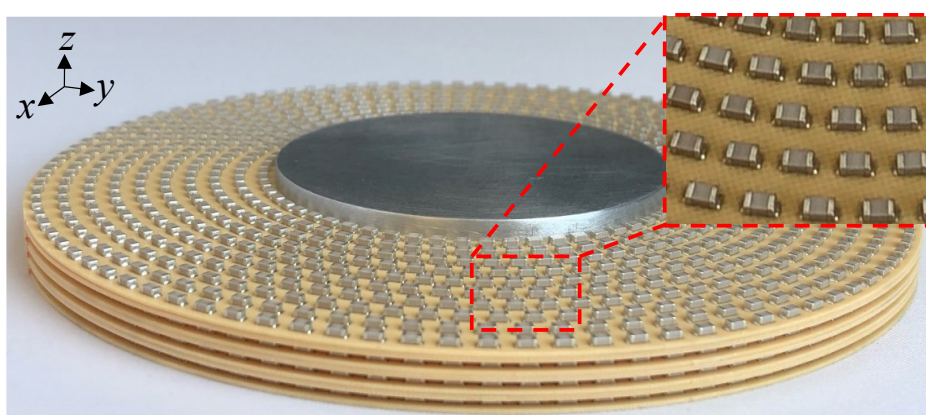
4.4.1 円筒クロッキングの試作構造

図 4.11 に MLCC の配置密度を制御した円筒クロッキングの試作構造を示す。円筒クロッキングは半径 27.1 mm の金属円柱を囲んでおり、円筒クロッキングの外半径と厚さはそれぞれ 58.9 mm, 8.5 mm である。試作で使用された MLCC は村田製作所製であり、型番は GQM2195C2E3R6, 静電容量は 3.6 pF, 大きさは

1.25 mm × 0.85 mm × 2.0 mm である。MLCC は厚さ 0.5 mm，比誘電率 $\epsilon_r = 3.4$ ，誘電正接 $\tan\delta = 0.0015$ の誘電体基板上に実装されており，表 4.1 の設計結果より 1 枚の基板には合計 795 個の MLCC が配置されている。MLCC はリフローはんだ方式により実装を行った。また，図 4.12 に示す MLCC が実装された基板とアンクラッド基板を 1 組とし， z 軸方向に 4 組で積層化することで，4 層の円筒クロッキングを組み立てた。実装基板は，図 4.12(a) に示すように横方向の各層の MLCC の実装位置を確保し，円周方向に実装を行った。



(a) 全体図



(b) 上層のアンクラッド板がない状態

図 4.11 円筒クロッキングの試作構造

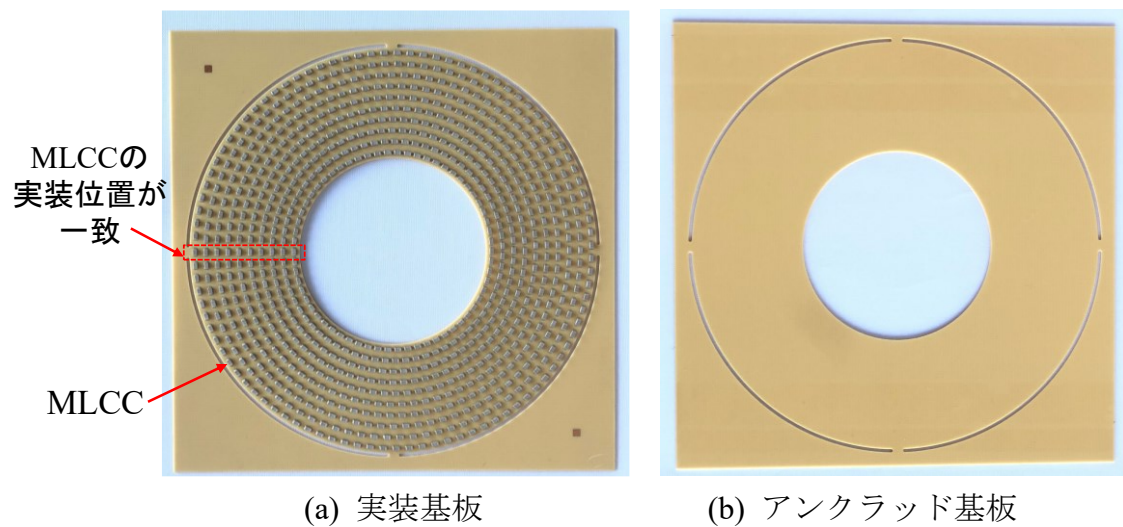


図 4.12 円筒クローキングを構成する基板

4.4.2 測定系の概要

円筒クローキングの電界分布を測定するために、2次元電磁界マッピング測定装置を使用した。図 4.13 に 2次元電磁界マッピング測定装置を示す。測定装置には、ネットワークアナライザ(VNA: Vector Network Analyzer)および増幅器等を使用しており、平行平板を構成する送信、受信側の金属板と導波管アダプタを用いて平行平板導波路が構成される。送信側の金属板は固定し、その上に電波吸収体(RAM: Radar Absorber Material)と導波管アダプタを取り付けた。受信側の金属板は、XY スキャナにより可動する。また、受信側の金属板の中央部にプローブが接続されている。

図 4.14 に測定系の概要を示す。VNA のポート 1 は、送信側の導波管アダプタに繋がっており、テーパ状の電波吸収体が配置された導波路を経てサンプルに照射する。次に、受信側の XY スキャナを水平方向と垂直方向にスキャンし、それぞれの位置で測定されたデータをプローブから VNA のポート 2 に転送し、LabVIEW 測定プログラムにより表示する。

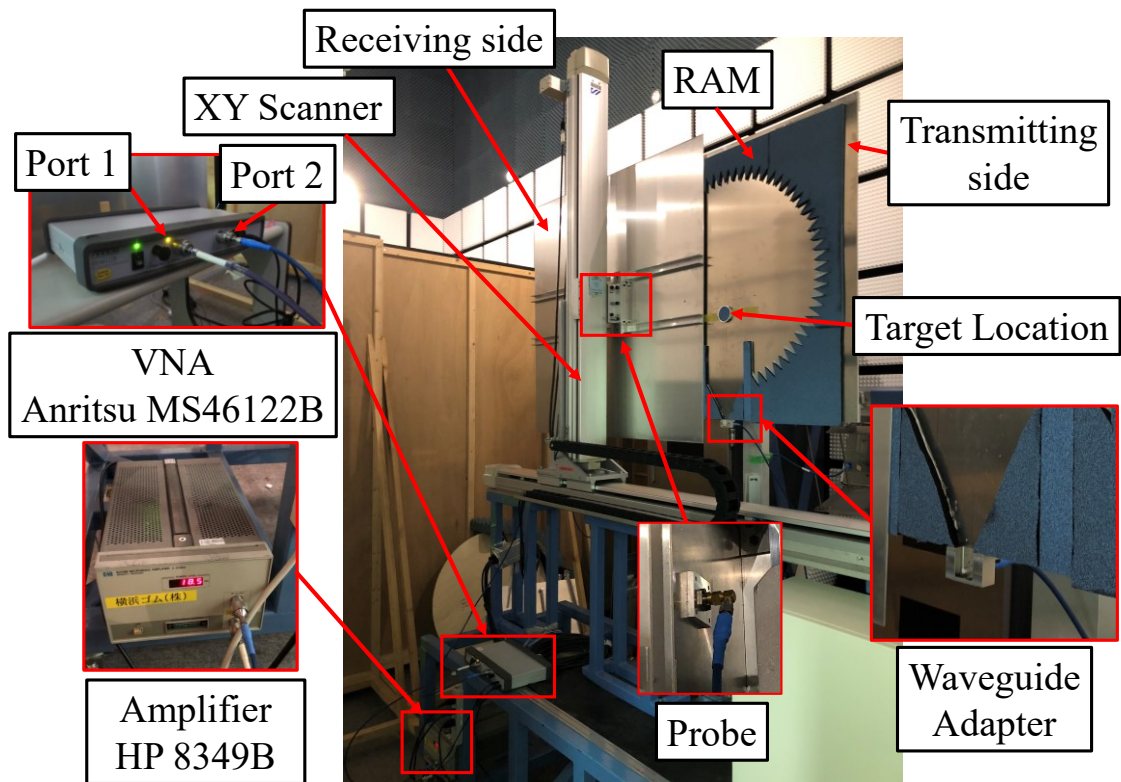


図 4.13 2次元電磁界マッピング測定装置

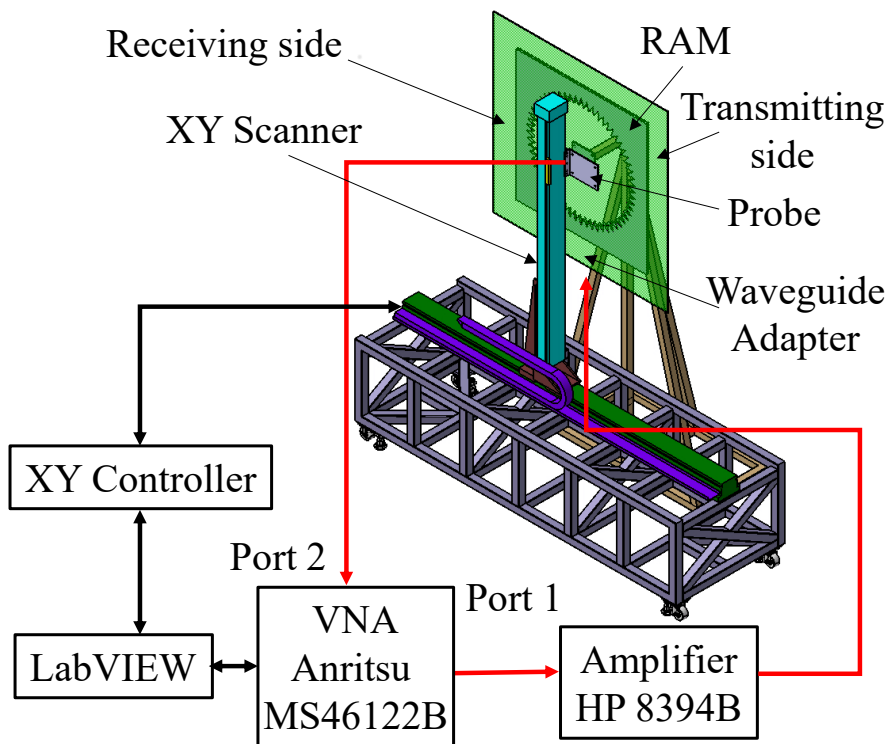


図 4.14 測定系の概要

4.4.3 測定結果

初めに、金属円柱のみの場合の測定を行った。測定周波数範囲は X バンドの 8 GHz から 12.5 GHz であり、測定周波数の刻みを 11.25 MHz とした。導波路の幅は 160 mm とし、測定範囲は 1 mm ステップで水平方向 250 mm と垂直方向 300 mm とした。また、金属円柱を導電性両面テープで送信側の金属板に取り付けた。図 4.15 に 8.25 GHz, 8.56 GHz および 8.7 GHz における金属円柱の電界分布の測定結果を示す。平面波は $-z$ 方向から入射し、 $+z$ 方向に伝搬する。図 4.15 の測定結果から、8.25 GHz, 8.56 GHz および 8.7 GHz のいずれにおいても、反射および散乱が大きく、金属円柱の背後の電界強度は弱くなっていることを確認できる。また、図 4.9(a) に示す 8.25 GHz における電界分布の解析結果と比較すると、金属円柱のみの場合の測定結果は解析結果とほぼ同じ現象が発生していることがわかる。図 4.16 に 8.25 GHz, 8.56 GHz および 8.7 GHz における金属円柱の位相分布の測定結果を示す。8.25 GHz, 8.56 GHz および 8.7 GHz では、金属円柱の前後の位相分布は乱れていることを確認できる。これらは、図 4.15 に示す電界分布の測定結果に対応していることがわかる。

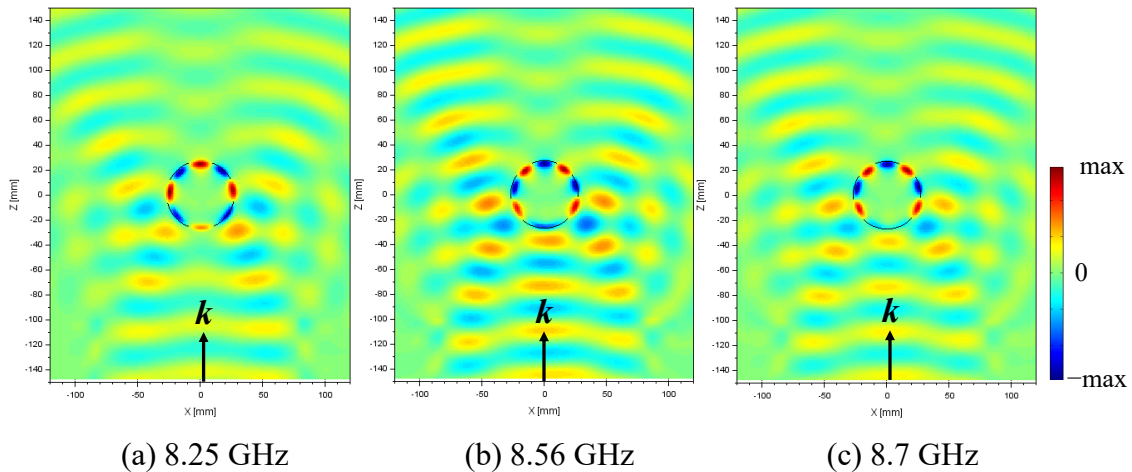


図 4.15 金属円柱の電界分布の測定結果($|S_{21}|$ の実部)

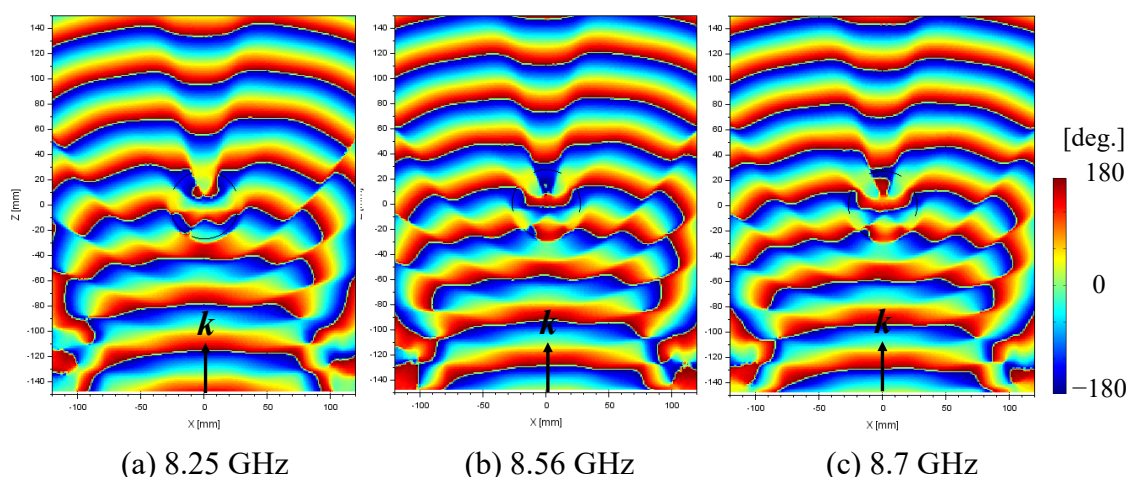


図 4.16 金属円柱の位相分布の測定結果

図 4.17 に 8.25 GHz, 8.56 GHz および 8.7 GHz における MLCC の配置密度を制御した円筒クロッキングの電界分布の測定結果を示す. 8.25 GHz および 8.7 GHz では, 反射および散乱が大きく, 円筒クロッキングの背後の電界分布が乱れている. 一方, 8.56 GHz では, 反射および散乱が減少し, 平面波は金属円柱を迂回していることがわかる. なお, 8.56 GHz における円筒クロッキングの背後の電界強度が弱くなっているが, これは円筒クロッキング全体の損失によると考えられる. 図 4.18 に 8.25 GHz, 8.56 GHz および 8.7 GHz における円筒クロッキングの位相分布の測定結果を示す. 8.25 GHz および 8.7 GHz では, 円筒クロッキングの位相分布は乱れるのに対し, 8.56 GHz では, 円筒クロッキングの前後の位相がほぼ揃っていることを確認できる. また, 円筒クロッキングの背後の電界強度が弱くなっているため, 8.56 GHz において, 円筒クロッキングの背後の中央部の位相がずれていることがわかる. 以上のことから, MLCC の配置密度を制御した円筒クロッキングの効果を実験的に確認することができた. さらに, 試作した円筒クロッキングの動作周波数は 4.3 節での円筒クロッキングの設計周波数よりも高周波化しており, これは MLCC のばらつきによるものと考えられる. 今回使用した MLCC の静電容量は 3.6 pF であるが, この MLCC の静電容量許容差は ± 0.1 pF である. そこで, 静電容量が許容範囲内となる MLCC を設計するために, MLCC の内部電極を調整した. 静電容量の上限を +0.1 pF の 3.7 pF となるように MLCC の内部電極長を 1.15 mm となり, 下限を -0.1 pF の 3.5 pF となるように MLCC の内部電極を 1.17 mm となった. 内部電極が 1.15 mm, 1.16 mm および 1.17 mm の 3 つの MLCC を用いて, 単位セル構造の周期長 p_x を 3.0 mm と固定したときの実効比透磁率特性を解析した. MLCC のばらつきによる単位セル構造の実効比透磁率特性を図 4.19 に示す. 内部電極を 1.15 mm としたとき, MLCC の共振周波数は 8.25 GHz であり, 内部電極を 1.17 mm としたとき, MLCC

の共振周波数は 7.96 GHz となる．したがって，ばらつきにより MLCC の共振周波数が変化しており，円筒クローキングの動作周波数が設計周波数とずれることが考えられる．また，2.4.3 項で述べたように，MLCC のばらつきにより負の実効比透磁率の帯域が広がる可能性があるため，円筒クローキングを実現する所望の実効比透磁率の値は設計値より高周波側に現れることが予想できる．

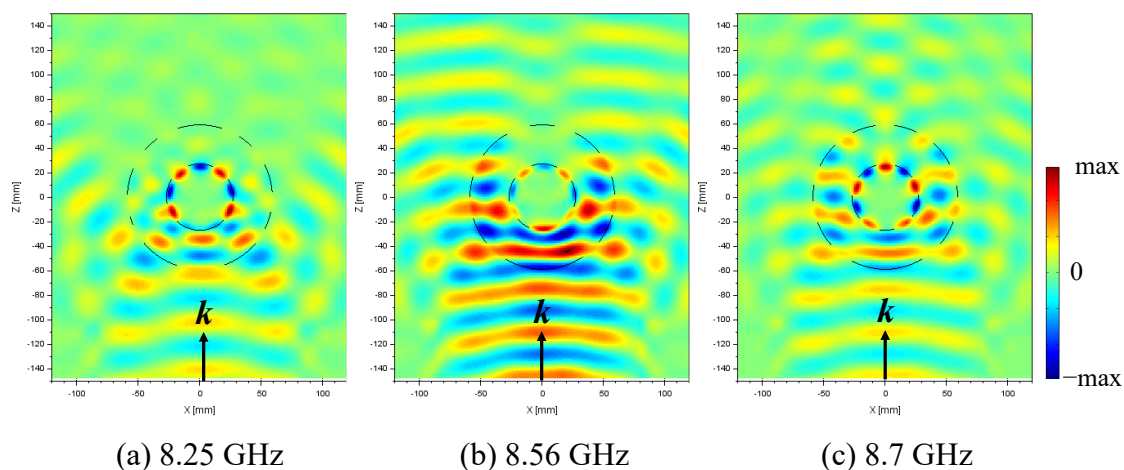


図 4.17 円筒クローキングの電界分布の測定結果($|S_{21}|$ の実部)

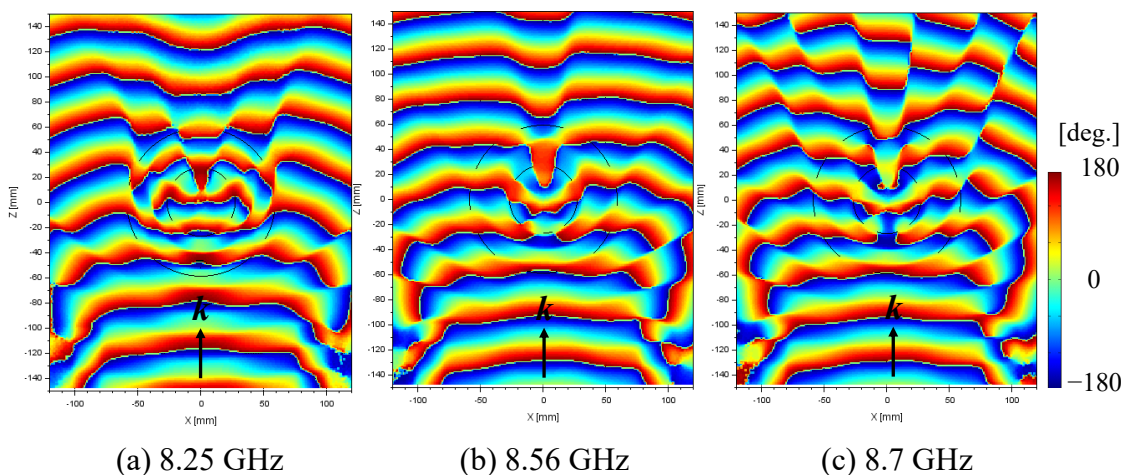


図 4.18 円筒クローキングの位相分布の測定結果

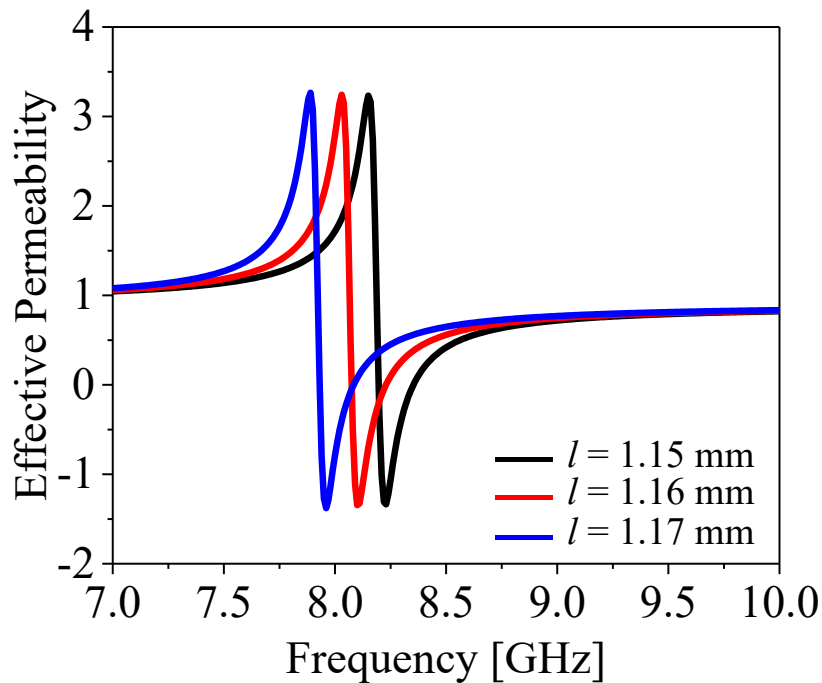


図 4.19 MLCC のばらつきによる単位セル構造の実効比透磁率特性

4.5 円筒クロッキングの損失による影響

本節では、動作周波数において、円筒クロッキングの背後の電界強度が弱くなっている理由を調べるために、円筒クロッキングの損失について検討する。

4.5.1 損失による電界分布への影響

図 4.20 に 8.25 GHz における損失を考慮したときの円筒クロッキングの電界分布を示す。円筒クロッキングの損失を考慮すると、円筒クロッキングの背後の電界強度は減少し、損失が大きくなると、円筒クロッキングの背後の電界強度は弱くなることを確認できる。また、損失を 0.1 としたときの円筒クロッキングの電界分布は測定結果とほぼ一致している。

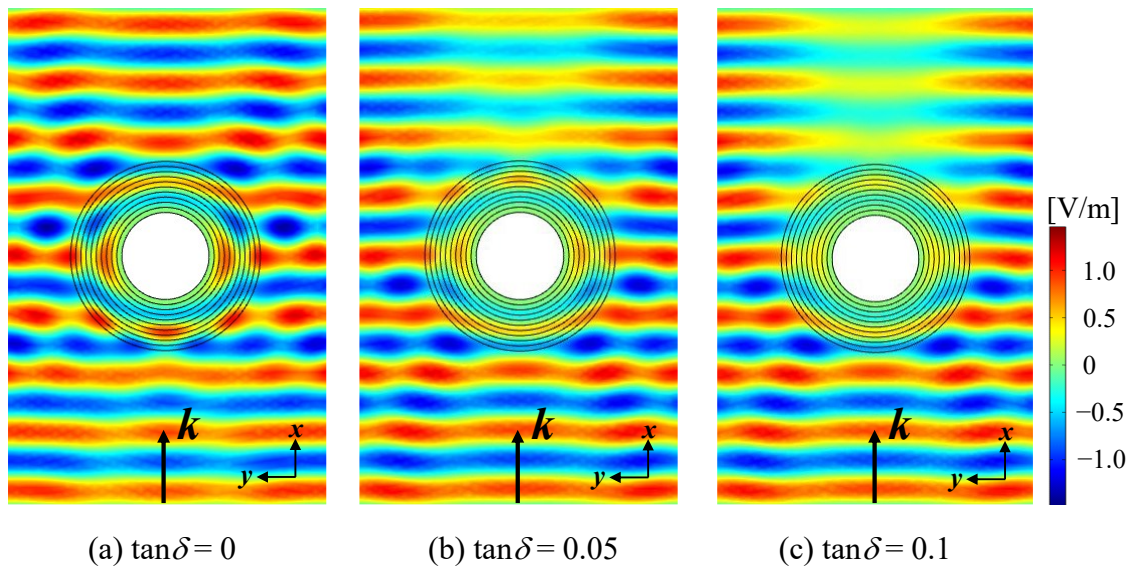


図 4.20 8.25 GHz における円筒クローキングの損失による影響

4.5.2 1次元電界強度による円筒クローキングの損失の確認

試作した円筒クローキングの損失を定量的に確認するために、円筒クローキングの中心線上の1次元電界強度の解析結果を測定結果と比較した。また、1次元電界強度の解析結果と測定結果を最大値で規格化した。

図 4.21 に金属円柱の1次元電界強度の解析結果と測定結果の比較を示す。反射側では、平面波が金属円柱に近づくと、電界強度が増加し、金属円柱の背後の電界強度は減少している。また、透過側では、平面波が金属円柱から離れると、電界強度は増加している。したがって、解析結果と測定結果の位相がわずかにずれているものの、解析結果は測定結果とほぼ一致していることを確認できる。

図 4.22 に円筒クローキングの1次元電界強度の解析結果と測定結果の比較を示す。解析結果では、平面波が円筒クローキング領域内に入るとき、反射側の電界強度が減少しているが、測定結果では、電界強度が増加している。これは、円筒クローキング領域内で反射が発生したと考えられる。また、透過側では、測定された1次元電界強度は損失を考慮しない円筒クローキングの値より弱いことがわかる。しかし、損失を0.1と考慮すると、透過側の電界強度が弱くなり、測定結果とほぼ一致していることがわかる。したがって、今回試作した円筒クローキングの損失は約0.1であり、大きいことが確認できた。

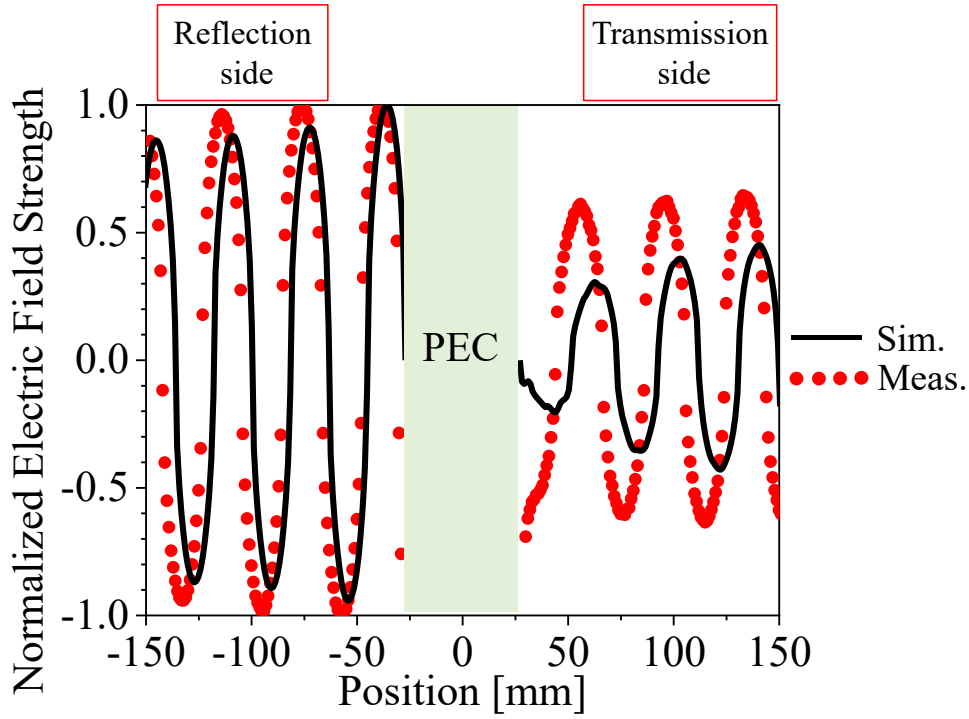


図 4.21 金属円柱の 1 次元電界強度の測定結果

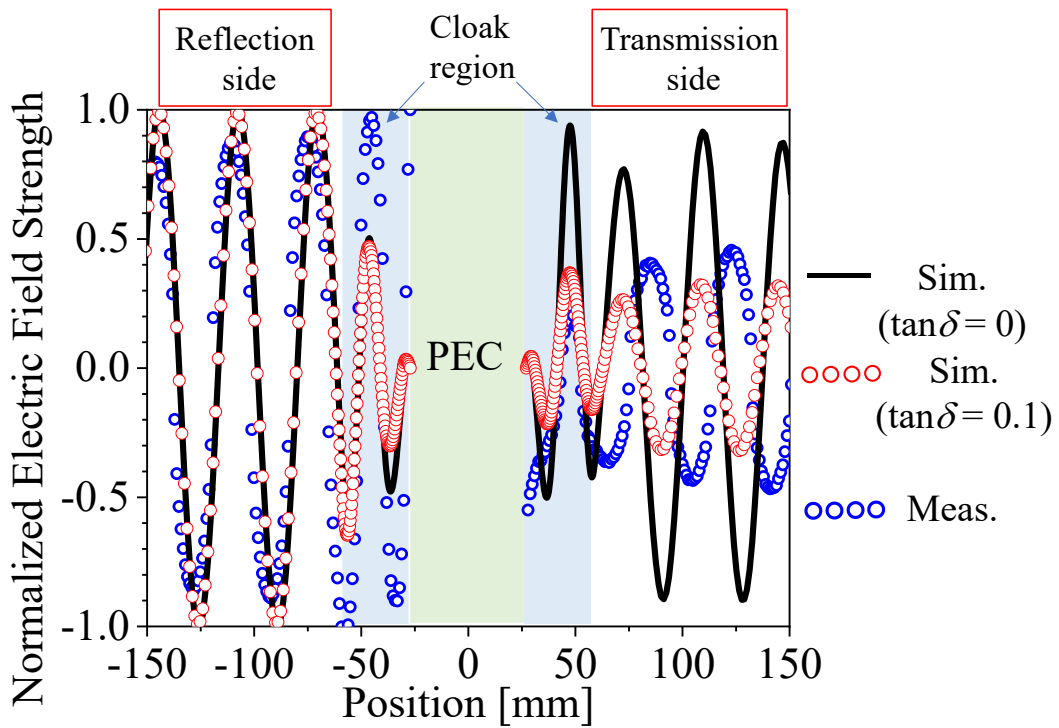


図 4.22 円筒クローキングの 1 次元電界強度の測定結果

4.6 アンテナの相互結合抑制効果の確認

4.3.4 項で説明したように、MLCC の配置密度を制御した円筒クロッキングの有限構造は計算時間が膨大となるため、円筒クロッキングをアンテナに適用し、アンテナの相互結合抑制効果を確認することが困難である。また、4.5 節に述べたように、今回の試作した円筒クロッキングの損失が大きく、損失により円筒クロッキングの透過側の電界強度は減衰しているため、円筒クロッキングは実質的に電波吸収体のように見える。このことを確認するために、金属円柱の前に電波吸収体を配置したときの電界分布を解析し、比較を行う。図 4.23 に解析モデルを示す。円筒クロッキングの解析モデルと同様に、平面の解析領域を設けた。円筒状の PEC の前に電波吸収体を配置し、解析領域の外側に PML を設定した。金属円柱の半径は $R_1 = 27.1 \text{ mm}$ である。また、電波吸収体は理想な構造として比誘電率 $\epsilon = 1$ 、誘電正接 $\tan\delta = 1$ の材料を設定している。平面波は $-x$ 軸方向から入射される。

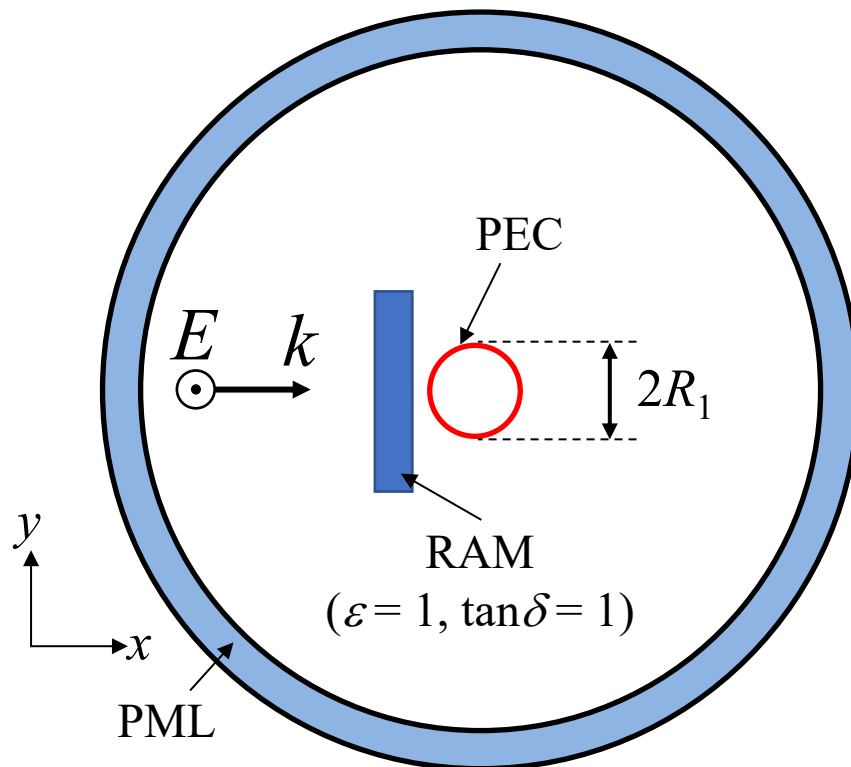


図 4.23 金属円柱の前に電波吸収体を配置したときの解析モデル

図 4.24 に金属円柱の前に電波吸収体を配置したときの電界分布の解析結果を示す。電波吸収体を配置することで、図 4.9(a)の金属円柱のみの場合と比べて、反射散乱を抑制していることを確認できる。しかし、金属円柱の背後の電界強度は弱くなり、これは今回の試作した円筒クロッキングの電界分布とほぼ同様である。以上のことから、今回の試作した円筒クロッキングは電波吸収体のように動作していることがわかった。よって、MLCC を用いた円筒クロッキングによるアンテナの相互結合抑制効果は 3 章で説明した MLCC を用いた電波吸収体による効果と同様であることが考えられる。

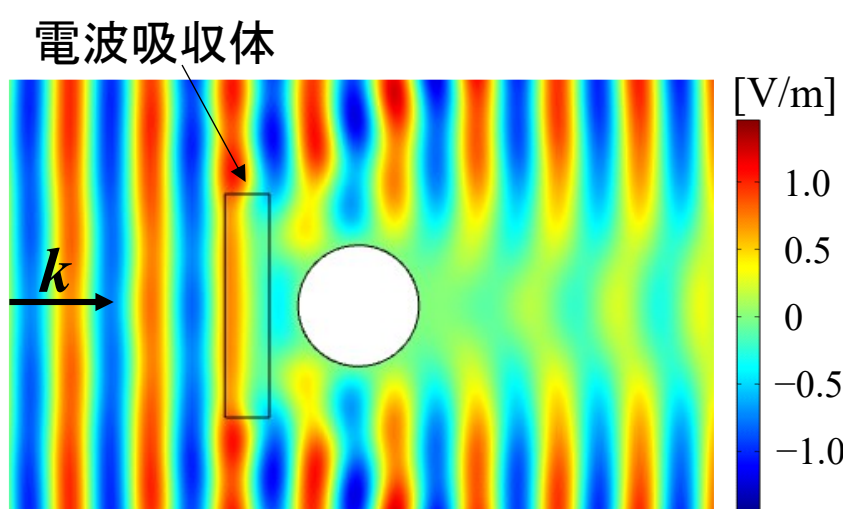


図 4.24 金属円柱の前に電波吸収体を配置したときの解析結果

4.7 まとめ

本章では、アンテナの相互結合抑制の目的として、製作が可能な薄型円筒クロッキングの設計を前提とし、MLCC の配置密度を制御した円筒クロッキングについて検討した。まず、円筒クロッキングの座標変換について説明した。次に、円筒クロッキングを実現するためには、次の単位セル構造を提案した。

(1) 誘電体基板間に MLCC を配置する単位セル構造

厚さ 0.5 mm、比誘電率 3.4 の 2 つの電体基板間に MLCC を配置する単位セル構造を提案した。単位セル構造の周期長を調整することで、8.25 GHz での所望の実効比誘電率および透磁率テンソルを設計できることがわかった。その設計値で円筒クロッキングを実現すると、完全導体円筒のみの場合に比べて反射および散乱を抑制することが確認できた。

(2) 試作構造および測定結果

誘電体基板上に MLCC を実装し、MLCC の配置密度を制御した円筒クローキングを試作・測定した。また、円筒クローキングを測定するために、2次元電磁界マッピング測定装置を製作した。測定結果では、8.56 GHz において、平面波は金属円柱を迂回しているため、MLCC の配置密度を制御することで円筒クローキングを設計できることを確認した。しかし、試作した円筒クローキングの動作周波数は設計周波数より高周波化し、これは MLCC のばらつきの影響だと考えられる。また、円筒クローキングの透過側の電界強度は弱くなり、これは円筒クローキング全体の損失による影響だと考えられる。さらに、円筒クローキングの中心線上の 1 次元電界強度を比較することで、今回の試作した円筒クローキングの損失は約 0.1 であることを推定できた。

(3) アンテナの相互結合抑制効果

MLCC の配置密度を制御した円筒クローキングの有限構造は計算時間が膨大となるため、円筒クローキングをアンテナに適用し、アンテナの相互結合抑制効果を確認することが困難である。しかし、円筒クローキングの損失を考慮したとき、円筒クローキングの透過側の電界強度が減衰しており、実質的に電波吸収体のように見えた。したがって、MLCC を用いた円筒クローキングによるアンテナの相互結合抑制効果は電波吸収体を用いたときと同様であり、結果としてはアンテナの相互結合を抑制できるが、アンテナの放射パターンが変化してしまうことを予想できる。

本章では、MLCC の配置密度を制御することで、円筒クローキングを設計できることを実証するために、円筒クローキング構造は先行研究[90]と同じサイズで設計されているが、今後は円筒クローキングの層数を減らすか、よりサイズが小さい MLCC を用いた単位セル構造の小型化を検討し、薄型円筒クローキングを設計する予定である。

第5章 表面リアクタンスを設計した マントルクロックによるアンテナの 相互結合抑制

5.1 まえがき

現在、UHF帯は携帯電話や地上デジタル放送、ITS、RFIDなど数多くのシステムが利用されている。一方、近年の無線端末の高性能化や小型化に伴い、狭い空間において多数のシステム用のアンテナが近接に配置されることが多くなっている。このような設置環境でも効率よく情報を伝送する必要があることから、アンテナ素子間の相互結合の低減が重要となっている。

1.2.1で述べたように、アンテナの相互結合低減技術として、アンテナ間隔の確保[23]、直交偏波の利用[2-5]、減結合回路の挿入[14-21]などが検討されてきた。近年では、メタマテリアル技術の利用により、近接周波数帯において相互結合を低減する方法も提案されている[48-51][64-75]。文献[75]では、右手/左手系複合伝送線路(CRLH)無給電素子を用いたダイポールアンテナ間の相互結合低減法が報告されている。CRLH無給電素子を配置すると、ダイポールアンテナの動作周波数近傍に阻止帯域が生成され、阻止周波数においてアンテナ間相互結合を急峻に低減できる。また、文献[75]では、2つのダイポールアンテナの動作周波数はそれぞれ720 MHz、750 MHzであり、動作周波数間隔が4.4%で非常に狭い。しかし、いずれの技術も、減結合の主たる要因はアンテナの放射指向性の変更によるものである。

一方、表面インピーダンスを調整することで、電磁波を制御するマントルクロック技術が提案されている[93-99]。マントルクロックの特徴は極薄な表面であり、製造が容易である。また、マントルクロックを用いることで、アンテナ特性の維持が期待できる。そこで、動作周波数が異なる2つのアンテナにマントルクロックを覆うと、放射指向性にはほとんど影響せずに、アンテナ間の相互結合を低減できる[109-111]。しかし、文献[109]では、2つのアンテナの動作周波数はそれぞれ3.0 GHzと3.3 GHzであり、動作周波数の間隔は10% (300 MHz)で非常に広い。

本章では、文献[75]と同様に、動作周波数の間隔が4.4% (30 MHz)の2つのダイポールアンテナに表面リアクタンスを設計したマントルクロックを覆うことで、アンテナの相互結合抑制とアンテナ特性の維持を同時に達成する手法について検討する。初めに、マントルクロックの理論について説明する。次に、表面

リアクタンスを制御することで、動作周波数 720 MHz, 阻止周波数 750 MHz のマントルクロックアンテナおよび動作周波数 720 MHz, 阻止周波数 750 MHz のマントルクロックアンテナを設計する。次に、設計した 2 つのマントルクロックアンテナを配置したときのアンテナの相互結合抑制効果を確認する。最後に、ストリップ導体を用いることで、マントルクロックアンテナの実構造を設計し、アンテナ特性について検討する。

5.2 マントルクロックの理論

まず、マントルクロックの理論について説明する。図 5.1 に理想的なマントルクロック構造を示す[95]。半径 a の金属円筒を厚さ $a_c - a$, 比誘電率 ϵ_r の誘電体で覆っている。この構造はマントルクロックと呼ばれる。マントルクロックの表面インピーダンスは次式で表される。

$$Z_s = R_s + jX_s \quad (5.1)$$

ここで、 R_s は表面抵抗であり、 X_s は表面リアクタンスである。損失がない場合 ($R_s = 0$) は $Z_s = jX_s$ となる。

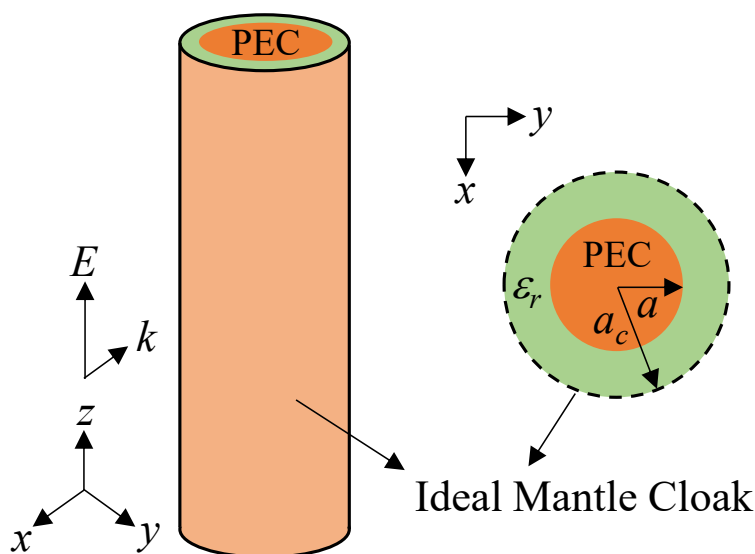


図 5.1 理想的なマントルクロック構造

Lorenz-Mie 散乱理論によると、 $r = a$ および $r = a_c$ において、電界および磁界の接線成分が連続でなければならず、インピーダンス境界条件として次式を満足する。

$$E_{t/r=a_c^+} = E_{t/r=a_c^-} = Z_s \times (H_{t/r=a_c^+} - H_{t/r=a_c^-}) \quad (5.2)$$

ここで、 Z_s は誘電体円筒を囲んでいるマントルクロークの表面インピーダンスである。したがって、マントルクロークの表面リアクタンスを制御することができれば、表面における反射および散乱を抑制できることがわかる。

5.3 動作周波数より高周波側に阻止帯域を有するマントルクロークアンテナの設計

本節では、表面リアクタンスを制御することで、動作周波数 720 MHz, 750 MHz において阻止帯域が得られるマントルクロークアンテナを設計する。

5.3.1 解析モデル

図 5.2 に解析モデルを示す。図 5.2(a)は通常ダイポールアンテナであり、720 MHz で動作するように半径 10 mm, 長さ $l=179$ mm, 給電部のギャップ長 2 mm とした。図 5.2(b)に理想的なマントルクロークアンテナを示す。マントルクロークは、厚さ t [mm], 比誘電率 ϵ_r の誘電体で構成されている。また、誘電体の表面にはインピーダンス境界条件を適用し、表面リアクタンス X_s を設定する。

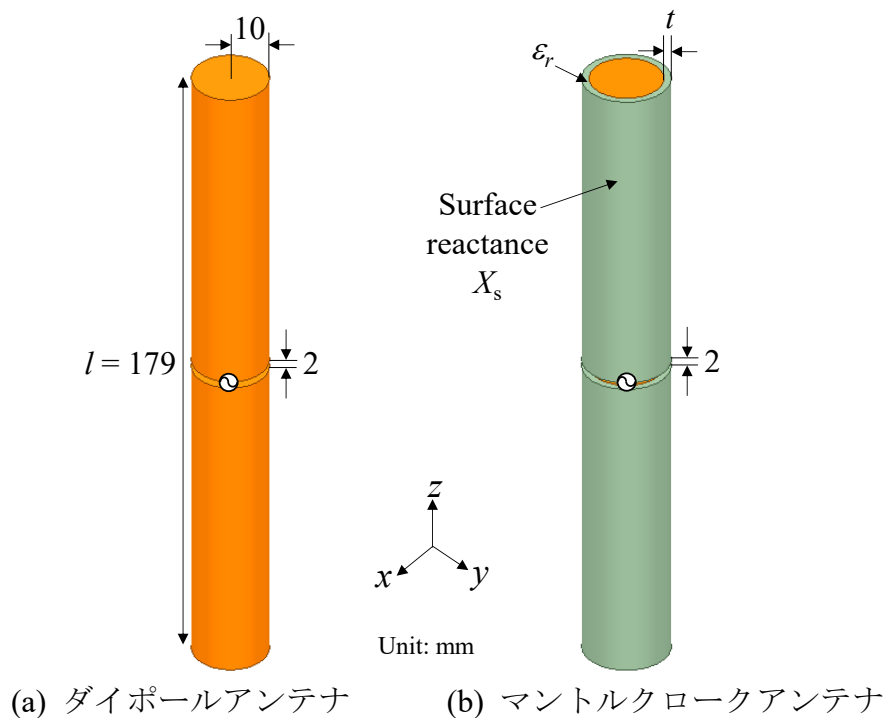


図 5.2 解析モデル

750 MHz の平面波を入射し、 X_s を変化したときのモノスタティック RCS 特性を図 5.3 に示す．ここで、 $t=2\text{ mm}$ 、 $\epsilon_r=10.2$ とした．図 5.3 に示すように、 $X_s=-6.24\ \Omega$ のとき、マントルクロックアンテナのモノスタティック RCS が最小値になることがわかる．次に、 $X_s=-6.24\ \Omega$ としたときのマントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性を図 5.4 に示す．マントルクロックを用いると、750 MHz において阻止周波数が生じていることを確認できる．しかし、アンテナの動作周波数は低周波化することがわかる．

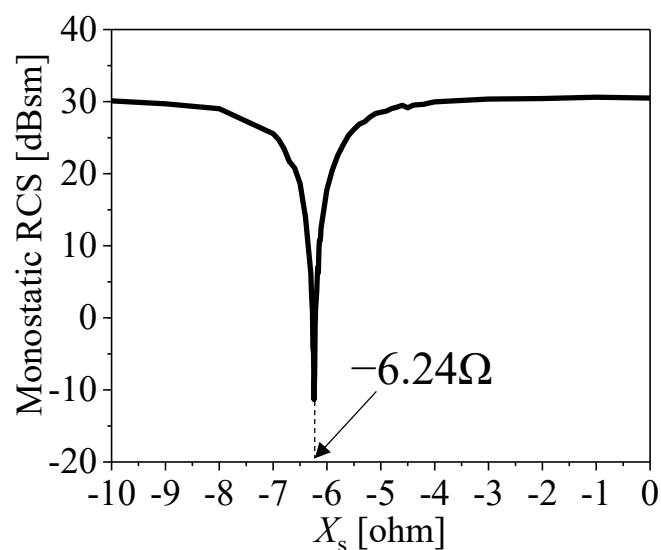


図 5.3 マントルクロックアンテナのモノスタティック RCS 特性

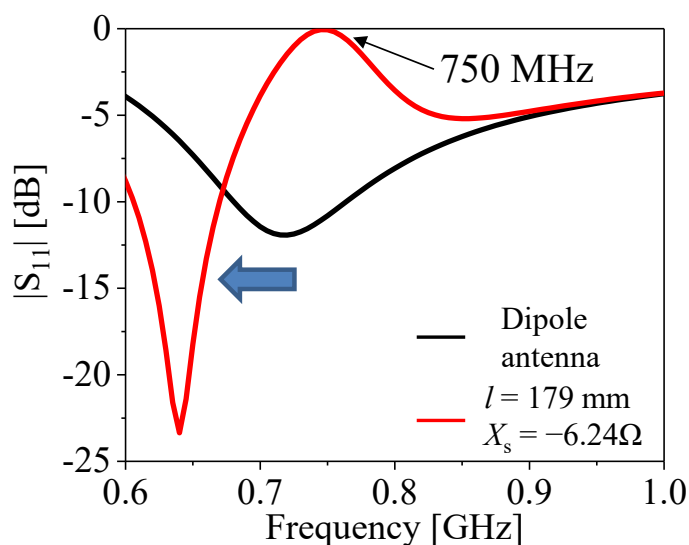


図 5.4 $X_s=-6.24\ \Omega$ としたときの $|S_{11}|$ 特性

5.3.2 マントルクロークのパラメータの変化による動作周波数と阻止周波数への影響

本節では、アンテナ長 l 、誘電体厚 t 、誘電体の比誘電率 ϵ_r および表面リアクタンス X_s の変化によるマントルクロークアンテナの動作周波数、阻止周波数への影響を調べる。

$t = 2 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 10.2$, $X_s = -6.24 \Omega$ を固定し、 l を 169 mm から 179 mm まで変化させたときの $|S_{11}|$ 特性を図 5.4(a) に示す。 l を長くすると、動作周波数と阻止周波数は低周波側にシフトするが、動作周波数と阻止周波数の間隔は変化しない。

$l = 179 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 10.2$, $X_s = -6.24 \Omega$ を固定し、 t を 1.6 mm から 2.0 mm まで変化させたときの $|S_{11}|$ 特性を図 5.4(b) に示す。 t を大きくすると、動作周波数と阻止周波数は低周波化し、動作周波数と阻止周波数の間隔は狭くなる。

$l = 179 \text{ mm}$, $t = 2 \text{ mm}$, $X_s = -6.24 \Omega$ を固定し、 ϵ_r を 6 から 10.2 まで変化させたときの $|S_{11}|$ 特性を図 5.4(c) に示す。 ϵ_r を大きくすると、動作周波数と阻止周波数は低周波化し、動作周波数と阻止周波数の間隔は狭くなる。

$l = 179 \text{ mm}$, $t = 2 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 10.2$ を固定し、 X_s を -7.24Ω から -5.24Ω まで変化させたときの $|S_{11}|$ 特性を図 5.4(d) に示す。 X_s を大きくすると、動作周波数と阻止周波数は低周波化し、動作周波数と阻止周波数の間隔は狭くなる。

以上のことから、アンテナ長、誘電体厚、誘電体の比誘電率および表面リアクタンスを調整することで、アンテナの動作周波数、動作周波数と阻止周波数の間隔を制御できることがわかった。

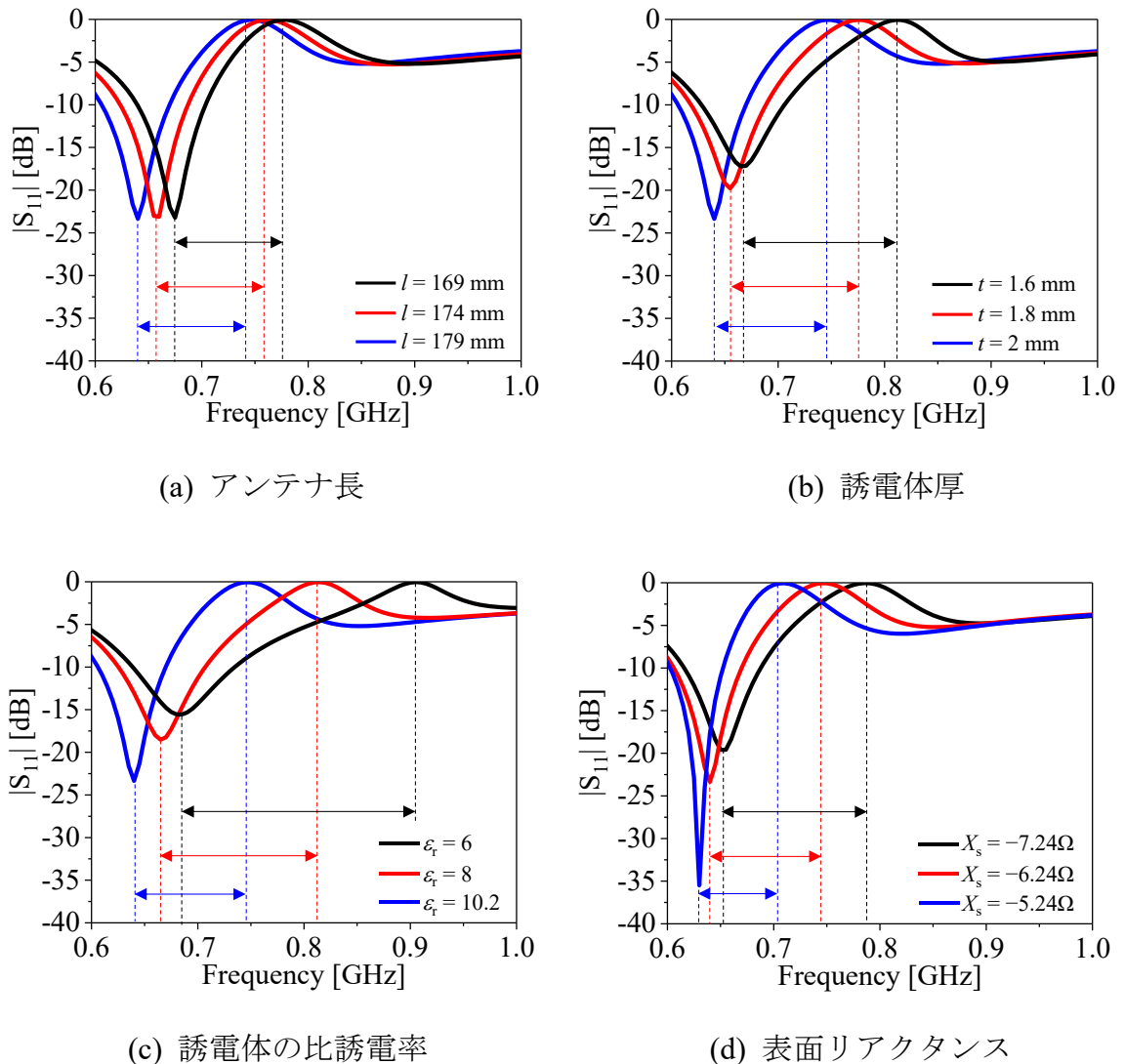


図 5.4 マントルクロークのパラメータの変化によるアンテナの動作周波数と阻止周波数への影響

5.3.3 設計結果

$l = 132 \text{ mm}$, $t = 2 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 10.2$, $X_s = -1.0 \Omega$ としたときの $|S_{11}|$ 特性を図 5.5 に示す. 動作周波数は 720 MHz であり, 阻止周波数は 750 MHz である. 図 5.6 に 720 MHz におけるマントルクロークアンテナの放射パターンを示す. マントルクロークアンテナの放射パターンは zx 面では 8 の字, xy 面では無指向性であり, 通常のダイポールアンテナの放射パターンとほぼ一致していることがわかる. 図 5.7 に 750 MHz におけるマントルクロークアンテナの放射パターンを示す. 阻止周波数において, ダイポールアンテナと比べて, 動作利得は十分小さく, 約 22 dB 低下していることがわかる.

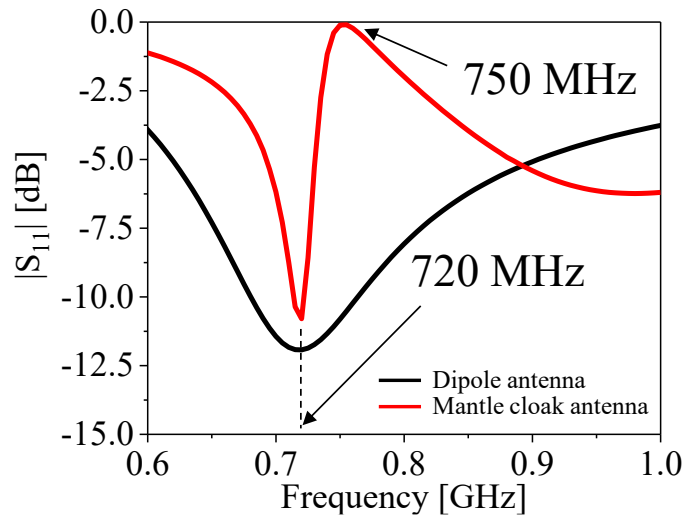
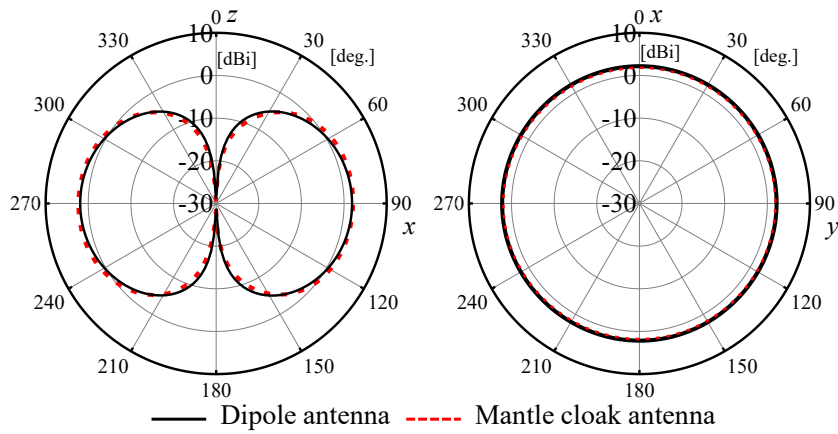


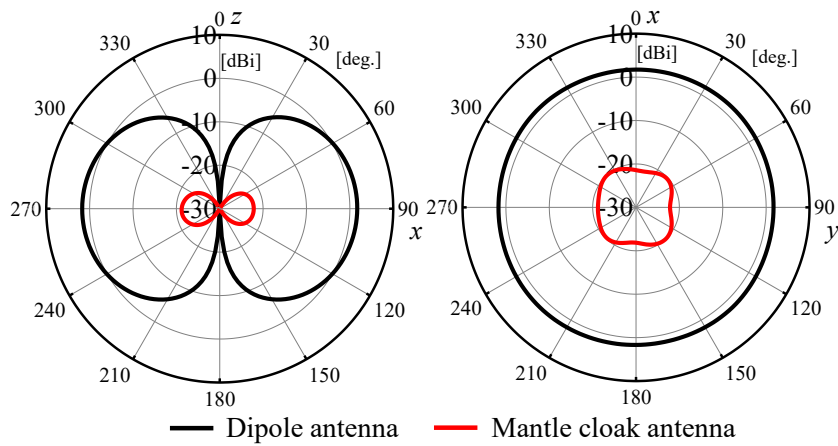
図 5.5 設計結果 ($|S_{11}|$ 特性)



(a) zx 面

(b) xy 面

図 5.6 720 MHz における放射パターン



(a) zx 面

(b) xy 面

図 5.7 750 MHz における放射パターン

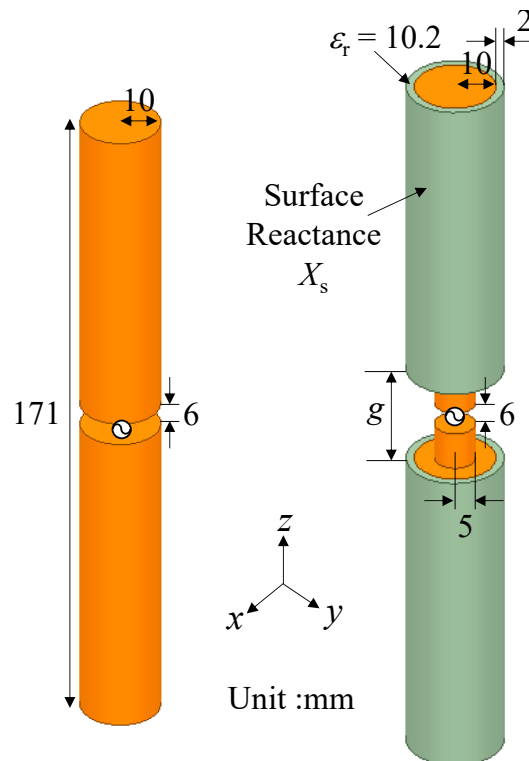
5.4 動作周波数より低周波側に阻止帯域を有するマントルクロックアンテナの設計

クロックアンテナの設計

本節では、動作周波数 750 MHz、阻止周波数 720 MHz のマントルクロックアンテナを設計する。ここで、5.3.2 項のように、マントルクロックの全パラメータを調整しても、アンテナの動作周波数より低周波側に阻止周波数が得られなかった。そこで、アンテナの給電部に整合素子を装荷することで、動作周波数より低周波側に阻止帯域が得られるマントルクロックアンテナを設計する。

5.4.1 解析モデル

図 5.8 に解析モデルを示す。図 5.8(a)は全長 171 mm、半径 10 mm、給電部のギャップ長 6 mm のダイポールアンテナであり、アンテナの動作周波数は 750 MHz である。図 5.8(b)は厚さ 2 mm、比誘電率 $\epsilon_r = 10.2$ の誘電体で覆われたマントルクロックアンテナである。図 5.8(b)に示すように、アンテナの給電部に長さ g [mm]の空間を設け、その空間に半径 5 mm、長さ g [mm]の 2 つの金属円柱を配置する。給電部のギャップ長は 6 mm である。また、誘電体の表面にインピーダンス境界条件を適用し、表面リアクタンス X_s を設定する。



(a) ダイポールアンテナ (b) マントルクロックアンテナ

図 5.8 解析モデル

720 MHz において、阻止帯域が得られるように表面リアクタンス $X_s = -4.6 \Omega$ と調整した。 $X_s = -4.6 \Omega$ を固定し、 g を変化させたときの $|S_{11}|$ 特性を図 5.9 に示す。 g を長くすると、720 MHz に現れた阻止周波数は変化せず、動作周波数は低周波化することがわかる。したがって、長さ g を調整することで、マントルクロークアンテナの動作周波数と阻止周波数の間隔を制御できることがわかった。

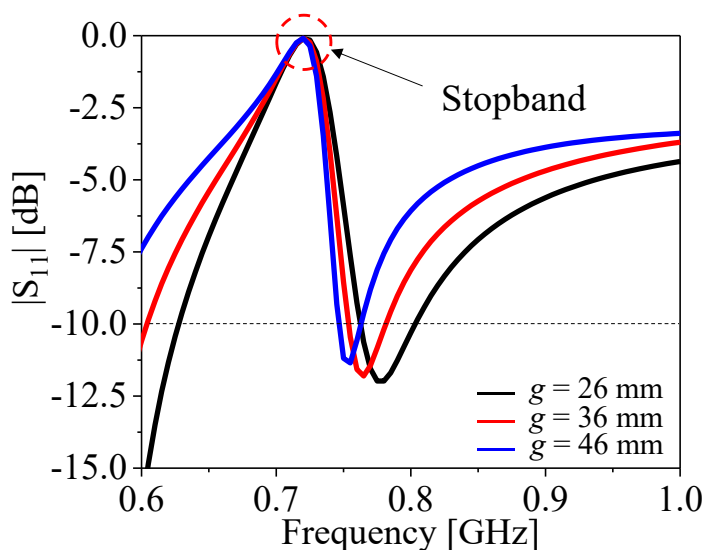


図 5.9 g を変化させたときの $|S_{11}|$ 特性

5.4.2 設計結果

$X_s = -4.6 \Omega$, $g = 50 \text{ mm}$ としたときの $|S_{11}|$ 特性を図 5.10 に示す。動作周波数は 750 MHz であり、阻止周波数は 720 MHz である。図 5.11 に 750 MHz におけるマントルクロークアンテナの放射パターンを示す。マントルクロークアンテナの放射パターンは zx 面では 8 の字、 xy 面では無指向性であり、通常のダイポールアンテナの放射パターンとほぼ一致していることがわかる。図 5.12 に 720 MHz におけるマントルクロークアンテナの放射パターンを示す。阻止周波数において、ダイポールアンテナと比べると、動作利得は十分小さく、約 20 dB 低下することがわかる。

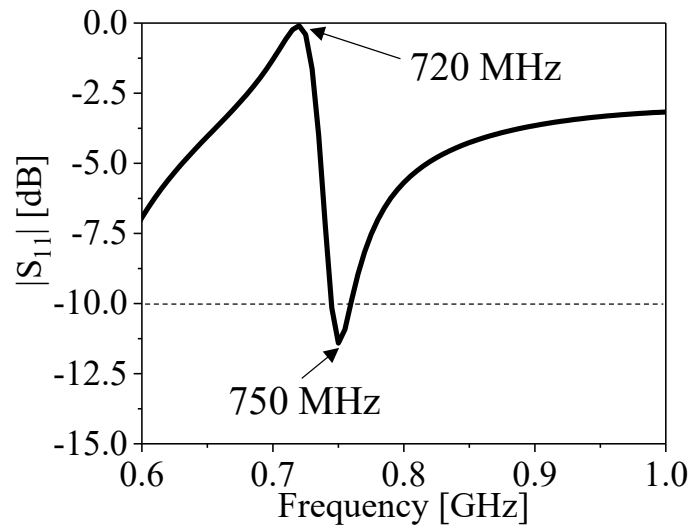
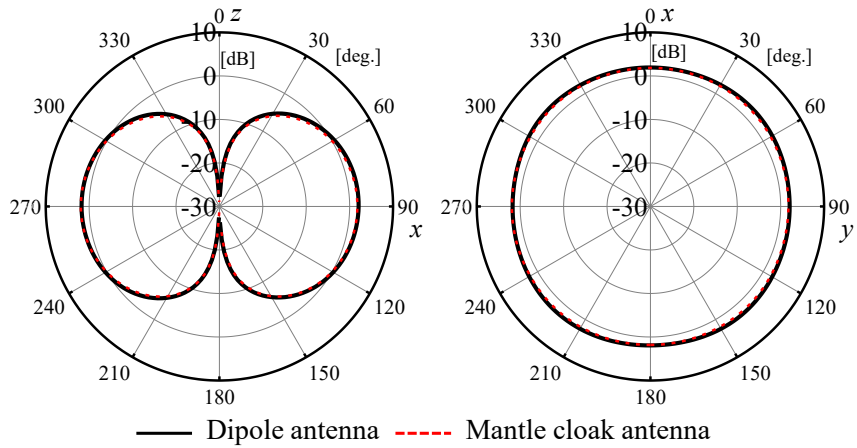
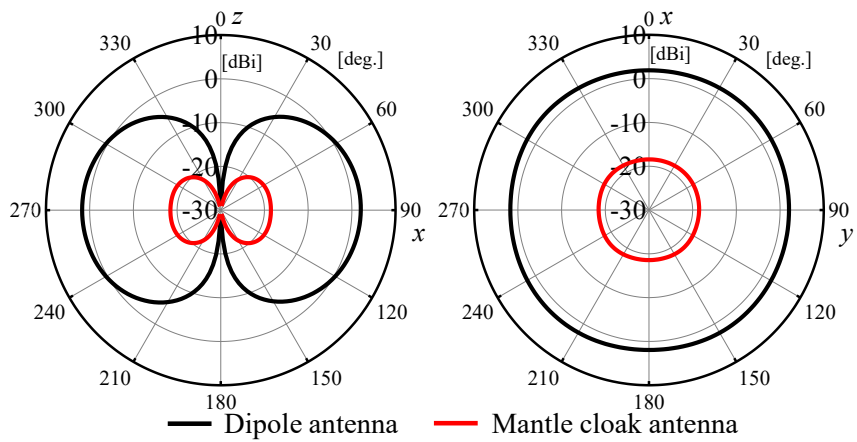


図 5.10 $g = 50 \text{ mm}$ としたときの $|S_{11}|$ 特性



(a) zx 面 (b) xy 面

図 5.11 750 MHz における放射パターン



(a) zx 面 (b) xy 面

図 5.12 720 MHz における放射パターン

5.5 アンテナの相互結合抑制効果の確認

本節では、5.3 節および 5.4 節で設計した 2 つのマントルクロックアンテナを用いて、アンテナの相互結合抑制効果を確認する。アンテナの相互結合抑制効果を確認するための解析モデルを図 5.13 に示す。ここで、動作周波数 720 MHz、阻止周波数 750 MHz のマントルクロックアンテナをアンテナ 1 とし、動作周波数 750 MHz、阻止周波数 720 MHz のマントルクロックアンテナをアンテナ 2 とする。また、アンテナ間距離は d [mm] である。

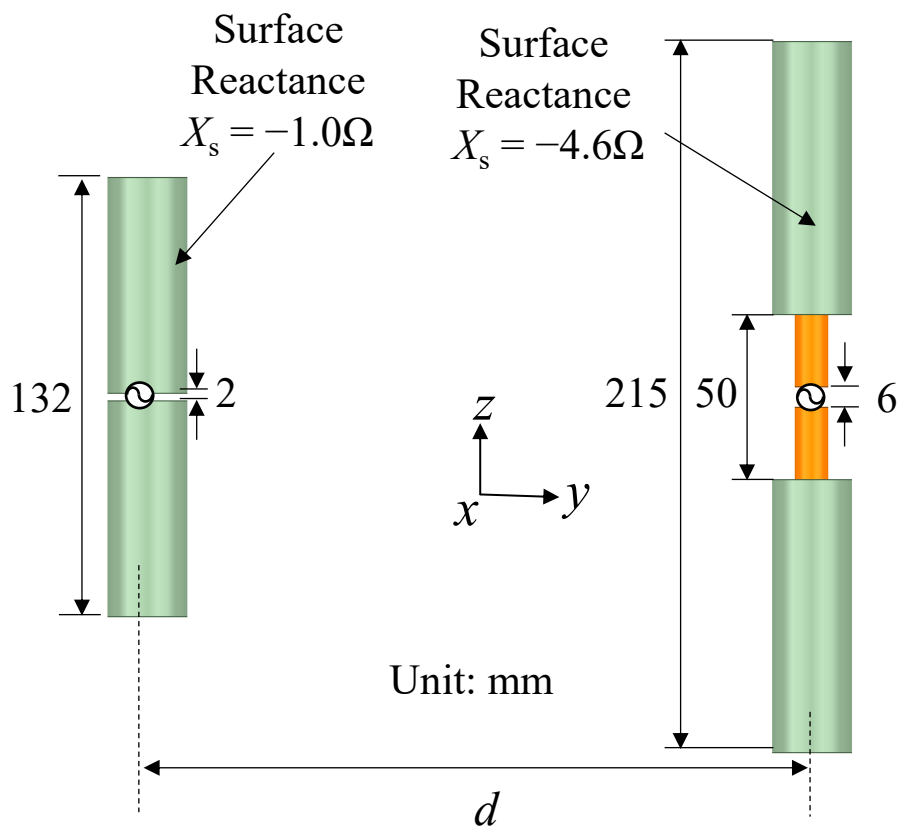


図 5.13 アンテナの相互結合抑制効果を確認するための解析モデル

まず、文献[75]と同じように、2 つのアンテナ間距離 d を 400 mm (750 MHz の 1 波長) とした場合のアンテナの相互結合を解析した。図 5.14 にアンテナ間の相互結合特性を示す。マントルクロックを用いると、720 MHz および 750 MHz において、 $|S_{21}|$ が急峻に減衰していることがわかる。また、2 つのマントルクロックアンテナの動作周波数はそれぞれ 720 MHz および 750 MHz であり、元のダイポールアンテナの動作周波数とほぼ一致していることがわかる。

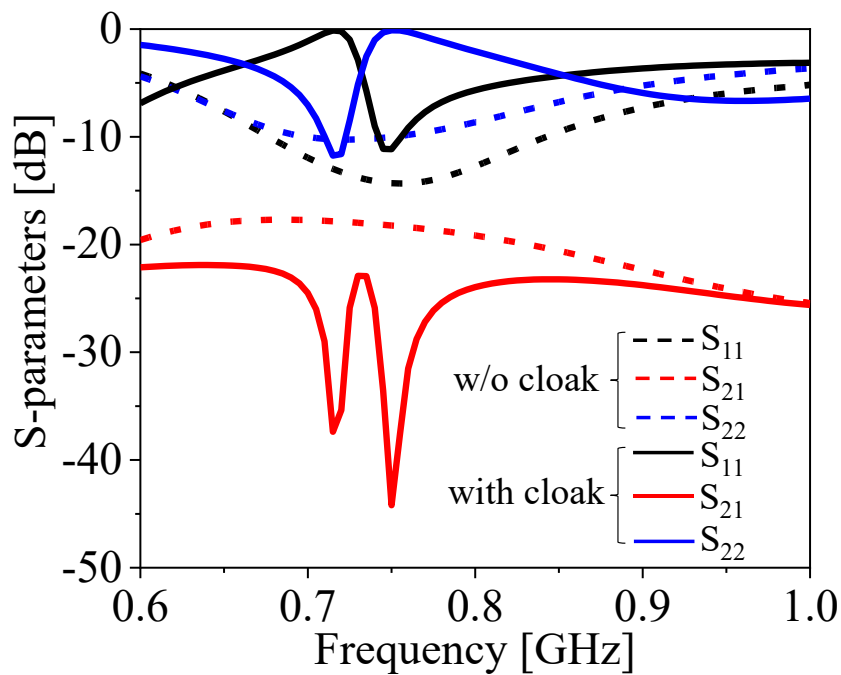
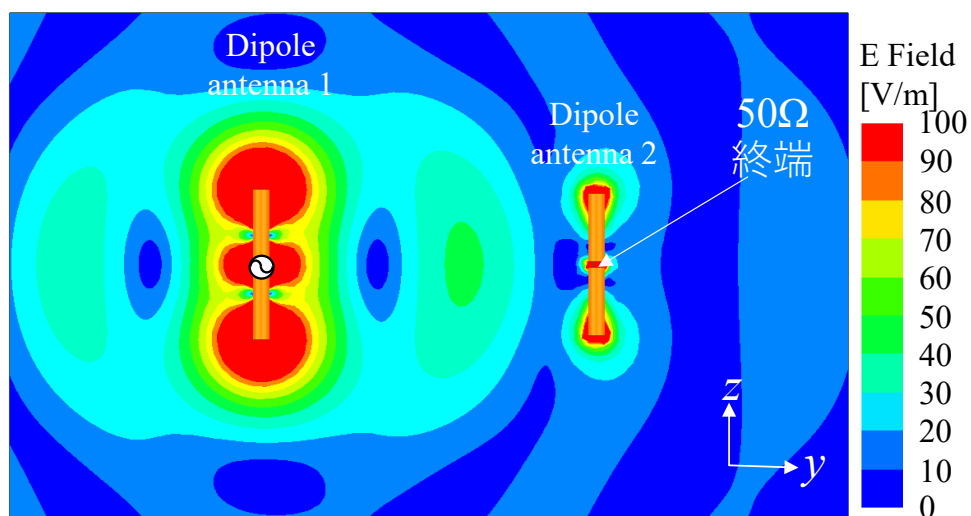
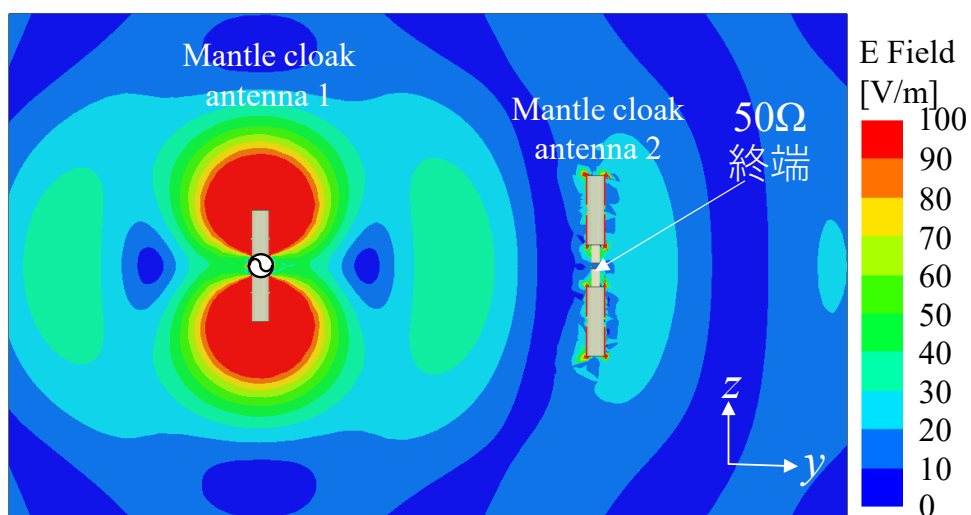


図 5.14 マントルクロークを用いたアンテナ間の相互結合特性

図 5.15 に 720 MHz における電界分布を示す. これは, マントルクロークアンテナ 1 を給電し, マントルクロークアンテナ 2 を $50\ \Omega$ 終端したときの電界分布を解析した結果である. 図 5.15(a) に示すように, マントルクロークを適用しない場合, 750 MHz で動作するダイポールアンテナが共振し, アンテナ間の相互結合が強く発生していることが確認できる. しかし, マントルクロークを適用した場合, マントルクロークアンテナ 1 から放射された電波はマントルクロークアンテナ 2 を迂回しているため, アンテナ間の相互結合を抑制していることがわかる.



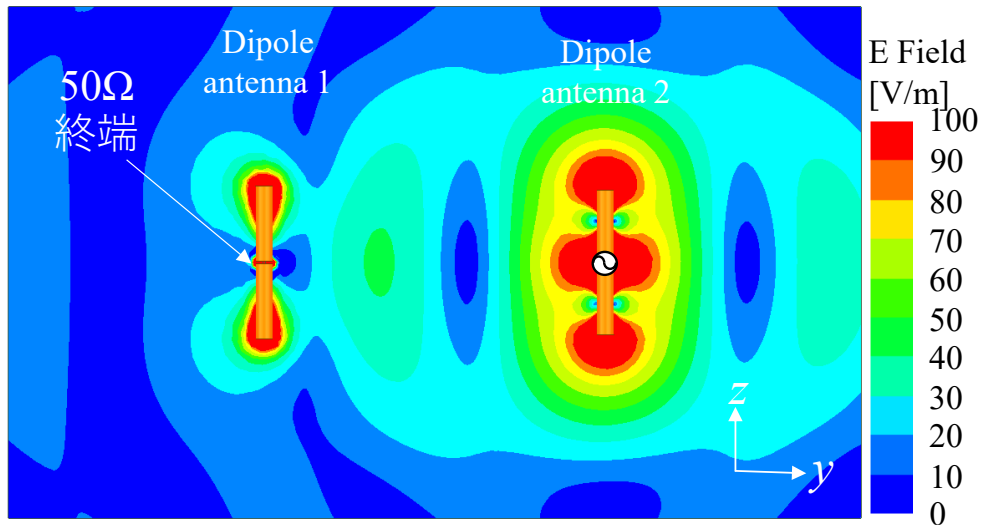
(a) マントルクロークを適用しない場合



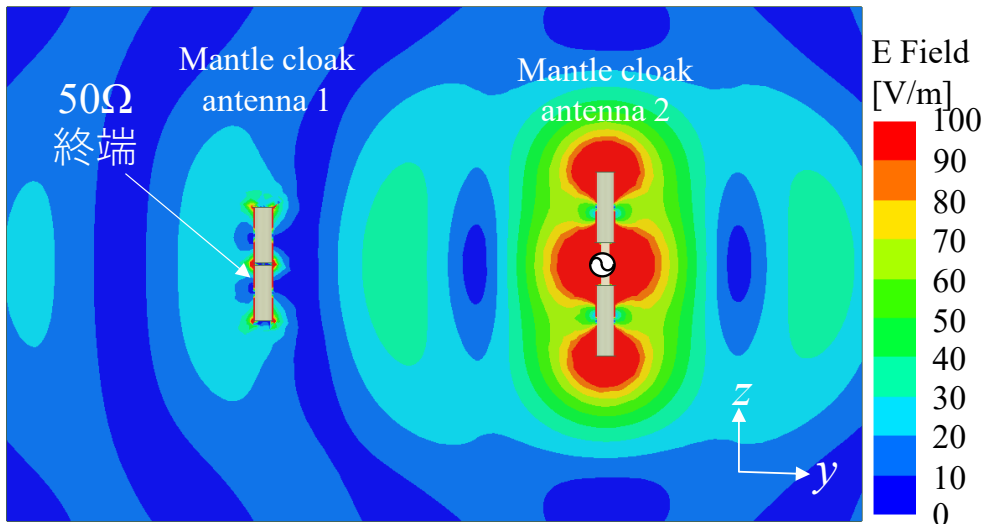
(b) マントルクロークを適用した場合

図 5.15 720 MHz における電界分布

図 5.16 に 750 MHz における電界分布を示す。これは、マントルクロークアンテナ 2 を給電し、マントルクロークアンテナ 1 を 50Ω 終端したときの電界分布を解析した結果である。図 5.16(a)に示すように、マントルクロークを適用しない場合、720 MHz で動作するダイポールアンテナが共振し、アンテナ間の相互結合が強く発生していることが確認できる。しかし、マントルクロークを適用した場合、マントルクロークアンテナ 2 から放射された電波はマントルクロークアンテナ 1 を迂回しているため、アンテナ間の相互結合を抑制していることがわかる。



(a) マントルクロークを適用しない場合



(b) マントルクロークを適用した場合

図 5.16 750 MHz における電界分布

次に、2つのマントルクロークアンテナのアンテナ間距離 d を変化させて、相互結合特性について検討する。図 5.17 にアンテナ間距離 d を変化させたときのアンテナ間の相互結合特性を示す。ここで、 λ は 750 MHz の波長である。マントルクロークを適用しない場合、相互結合が大きく、アンテナ間距離 d を狭くすると、アンテナの相互結合が増加することがわかる。しかし、マントルクロークを適用すると、マントルクロークを適用しないときと比べて、720 MHz および 750 MHz において、 $|S_{21}|$ が急峻に減衰していることを確認できる。また、アンテナ間距離を狭くしても、相互結合の減衰量はほぼ変化しないことがわかる。図 5.18 に 2つのマントルクロークアンテナの $|S_{11}|$ および $|S_{22}|$ 特性を示す。アンテナ間距離 d を 0.1λ まで狭くしても、2つのマントルクロークアンテナの動作周波数

はそれぞれ 720 MHz および 750 MHz であり、アンテナ特性をほぼ維持できていることがわかる。

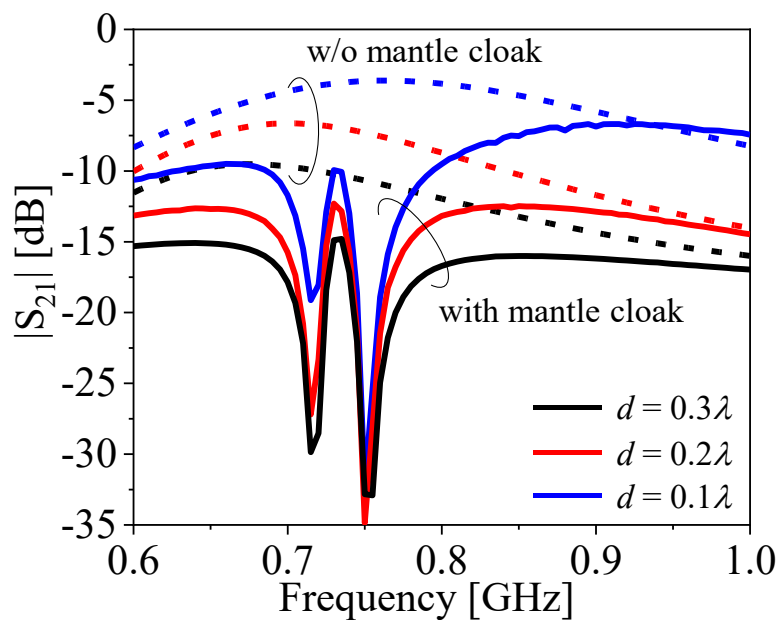


図 5.17 アンテナ間距離を変化させたときのアンテナの相互結合特性

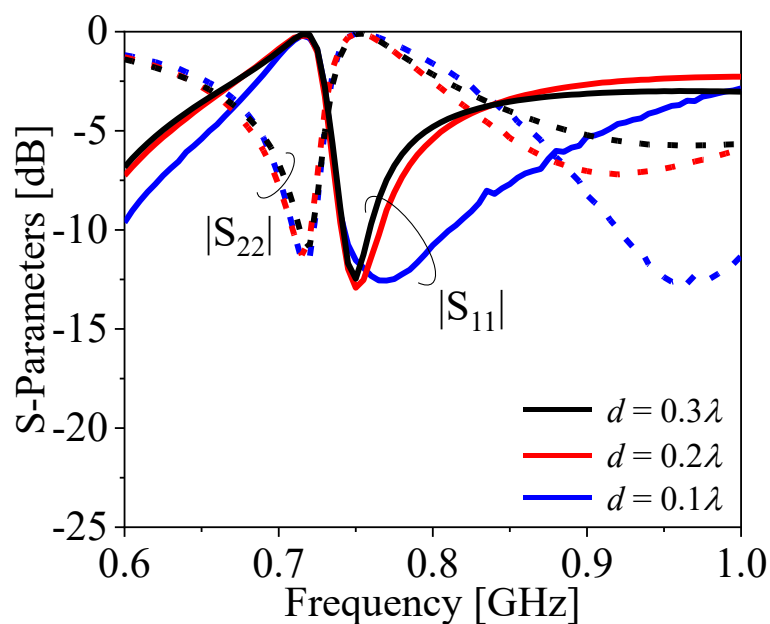


図 5.18 アンテナ間距離を変化させたときの $|S_{11}|$ および $|S_{22}|$ 特性

5.6 ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナの実構造の設計

5.3 節および 5.4 節では，表面リアクタンス値を設計した 2 つのマントルクロックアンテナについて検討した．しかし，これは理論的な検討であり，アンテナの実構造の設計は検討されていない．そこで，本節では，表面リアクタンスを制御できるストリップ導体を用いることで，マントルクロックアンテナの実構造を設計する．初めに，動作周波数 720 MHz, 750 MHz に阻止帯域が得られるストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナについて検討する．

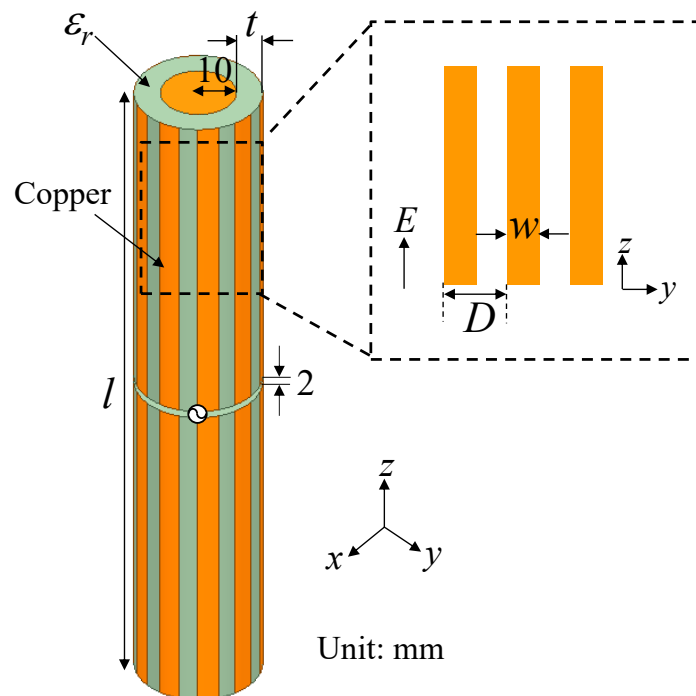


図 5.19 ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナ

図 5.19 にストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナの構造を示す．マントルクロックアンテナは長さ l [mm]，半径 10 mm のダイポールアンテナを誘電体で覆われた構造である．アンテナの給電部のギャップ長は 2 mm である．誘電体の厚さを t [mm] とし，比誘電率を ϵ_r とした．誘電体表面に銅の垂直ストリップ導体を周期配列し，ストリップ導体幅を w [mm] とし，周期長を D とした．また，ストリップ導体の周期長 D は，マントルクロックアンテナの各アームに配列されているストリップ導体の数を N とすると， $D = 2\pi(10 + t)/N$ となる．

動作周波数 720 MHz と阻止周波数 750 MHz の周波数間隔が非常に狭いため，

低誘電率の誘電体を用いて所望のマントルクロックアンテナを設計できない。また、5.3.2 項で示したように、マントルクロックアンテナの誘電体の比誘電率を大きくするとアンテナの動作周波数と阻止周波数が狭くなるため、誘電体の比誘電率を $\epsilon_r = 20$ としてアンテナの設計を行う。ストリップ導体 $N = 10$ とし、マントルクロックアンテナの長さ l と誘電体厚 t を変化させたときの720 MHzと750 MHzの $|S_{11}|$ 特性を解析した。 l と t の変化によるマントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性を図5.20に示す。ここで、ストリップ導体幅 $w = 5D/9$ とした図中の点線で囲まれた領域において、720 MHzでは $|S_{11}| \leq -15$ dB、750 MHzでは $|S_{11}| \approx 0$ dBとなることがわかる。

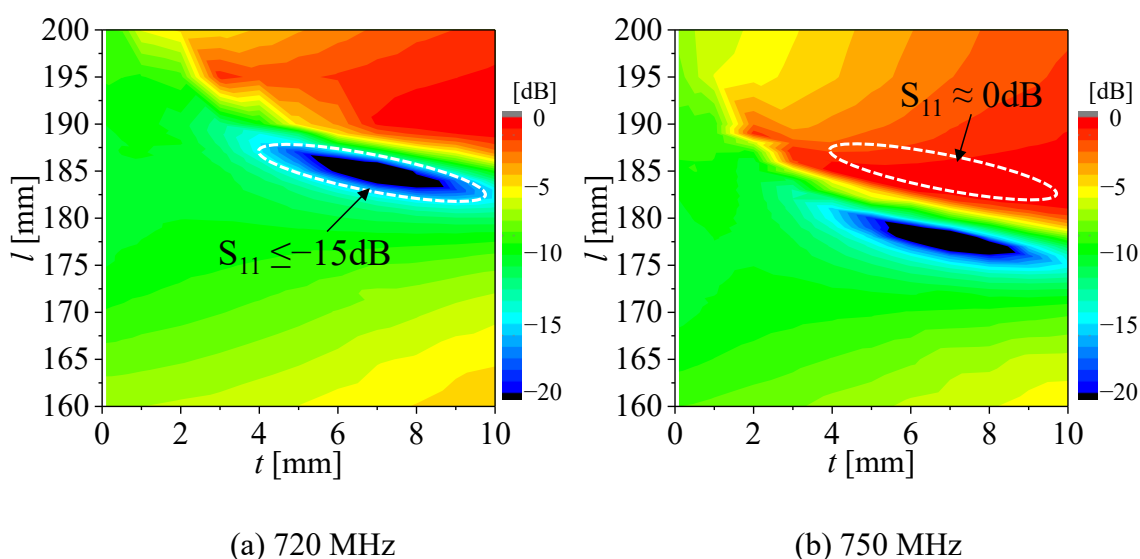


図 5.20 l と t の変化によるマントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性

図 5.21 に $l = 183$ mm, $t = 9$ mm としたときのアンテナの $|S_{11}|$ 特性を示す。アンテナの動作周波数は720 MHzであり、750 MHzで阻止周波数が生じていることを確認できる。図 5.22 にマントルクロックアンテナの入力インピーダンス特性を示す。入力インピーダンスは 50Ω に規格化されている。ダイポールアンテナ単体と比べて、マントルクロックアンテナの入力インピーダンスに影響があることがわかる。図 5.22 に示すように、735 MHz から750 MHzの範囲で、マントルクロックアンテナの入力抵抗値が低くなり、750 MHz における入力抵抗値は約 1Ω となっていることを確認できる。これは、ストリップ導体を誘電体表面に周期配列している効果だと考えられる。ダイポールアンテナ近傍にある十分に大きい金属板を近づけると、金属板にはアンテナと逆方向の電流が誘起し、アンテナの入力抵抗値が低下する。したがって、750 MHz において阻止帯域が発生していることがわかる。

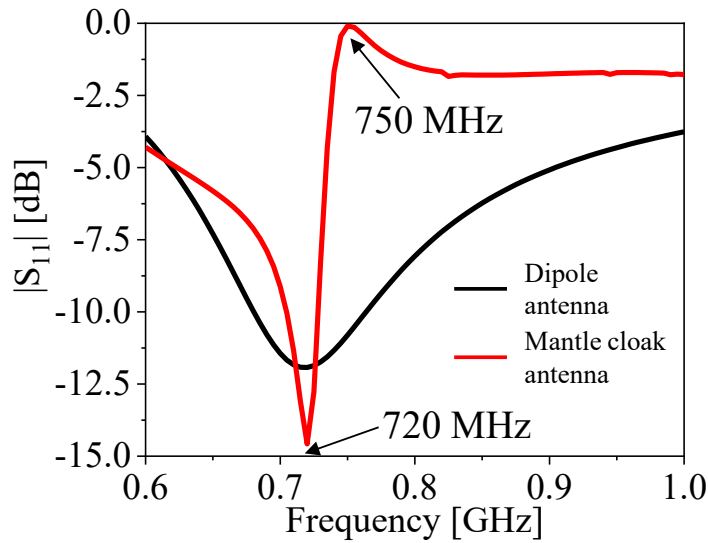


図 5.21 $l = 183$ mm, $t = 9$ mm としたときのアンテナの $|S_{11}|$ 特性

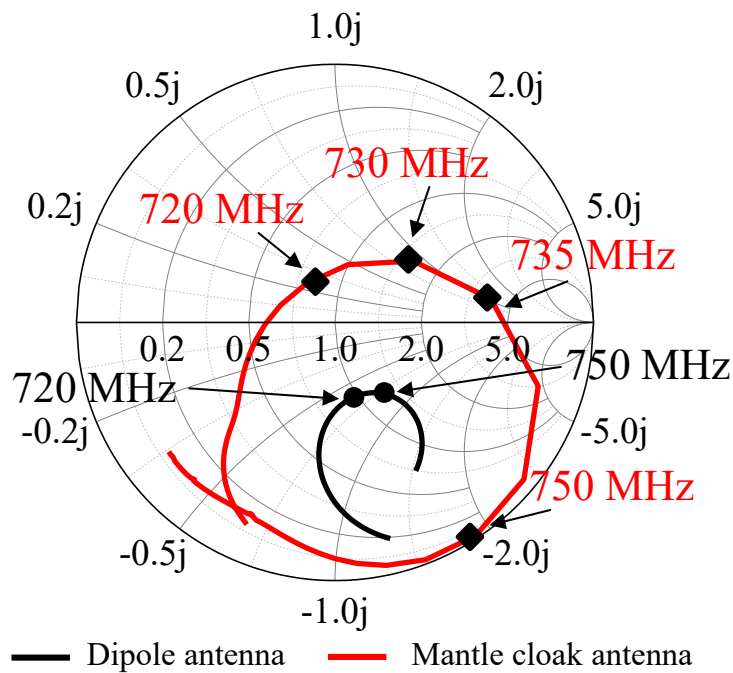
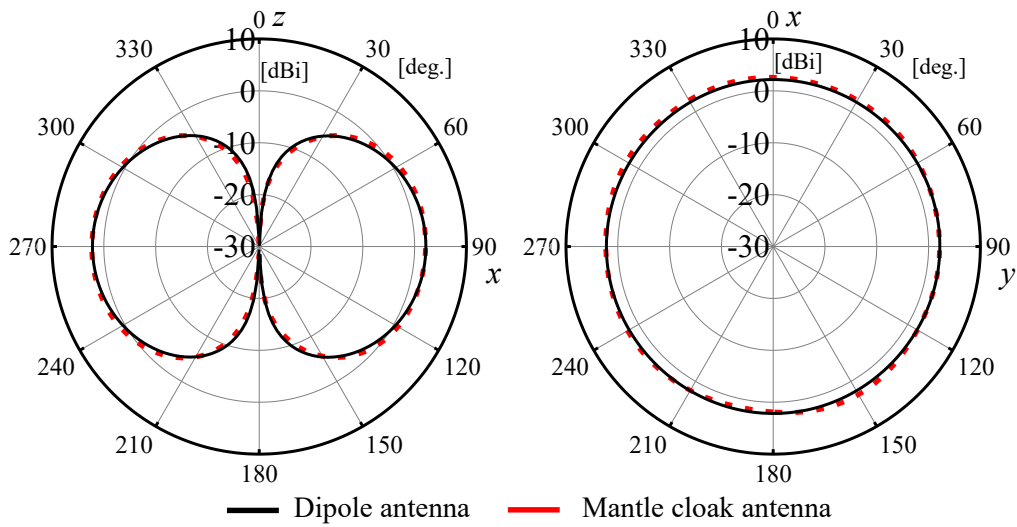


図 5.22 マントルクロックアンテナの入力インピーダンス特性

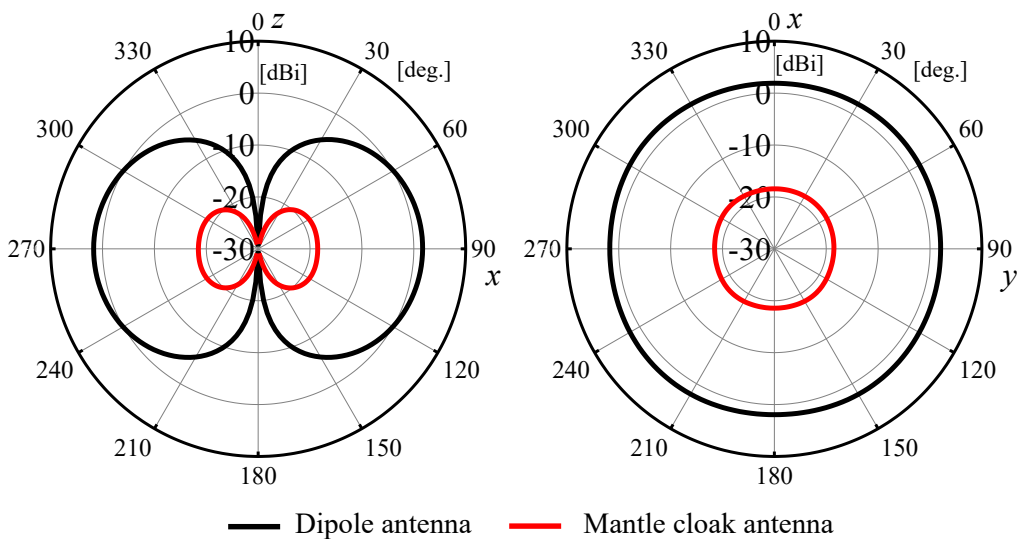
図 5.23 に 720 MHz におけるマントルクロックアンテナの放射パターンを示す。マントルクロックアンテナの放射パターンは zx 面では 8 の字, xy 面では無指向性であり, ダイポールアンテナの放射パターンとほぼ一致していることがわかる。図 5.24 に 750 MHz におけるマントルクロックアンテナの放射パターンを示す。阻止周波数において, ダイポールアンテナと比べると, 動作利得は十分小さく, 約 20 dB 低下することがわかる。



(a) zx 面

(b) xy 面

図 5.23 720 MHz におけるマントルクロックアンテナの放射パターン



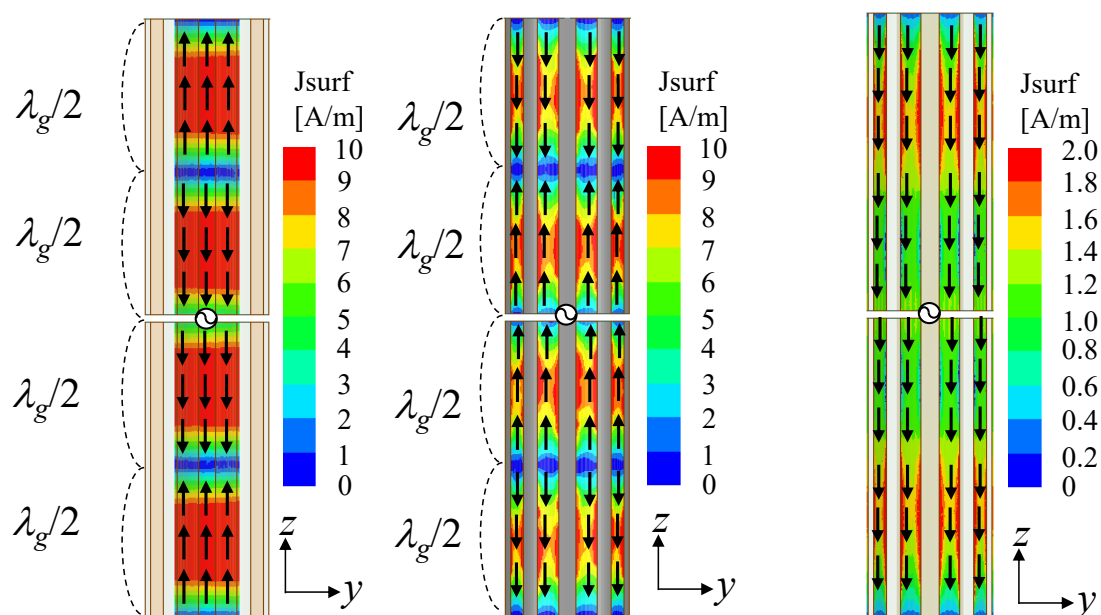
(a) zx 面

(b) xy 面

図 5.24 750 MHz におけるマントルクロックアンテナの放射パターン

図 5.25 に 720 MHz におけるマントルクロックアンテナの電流分布を示す。図 5.25(a), 図 5.25(b)はマントルクロック内部のアンテナ表面およびストリップ導体裏面の電流分布である。マントルクロック内部のアンテナ表面の電流とストリップ導体裏面の電流は 2 波長で分布しており、逆相のため打ち消しあうことがわかる。図 5.25(c)はマントルクロック外部のストリップ導体表面の電流分布である。ストリップ導体表面に流れる電流は 1 波長で分布しており、この電流がアンテナの放射に寄与すると考えられる。

図 5.26 に阻止周波数 1130 MHz におけるマントルクロックアンテナの電流分布を示す. 図 5.26(a), 図 5.26(b)はマントルクロック内部のアンテナ表面およびストリップ導体裏面の電流分布である. マントルクロック内部のアンテナ表面の電流とストリップ導体裏面の電流は 2 波長で分布しており, 逆相のため打ち消しあうことがわかる. 図 5.26(c)はマントルクロック外部のストリップ導体表面の電流分布である. ストリップ導体表面に流れる電流は 1 波長で分布しているが, 図 5.26(c)のスケールのように, この電流は非常に弱いことがわかる.



(a) マントルクロック内部のアンテナ表面
 (b) ストリップ導体の裏面
 (c) ストリップ導体の表面

図 5.25 720 MHz におけるマントルクロックアンテナの電流分布

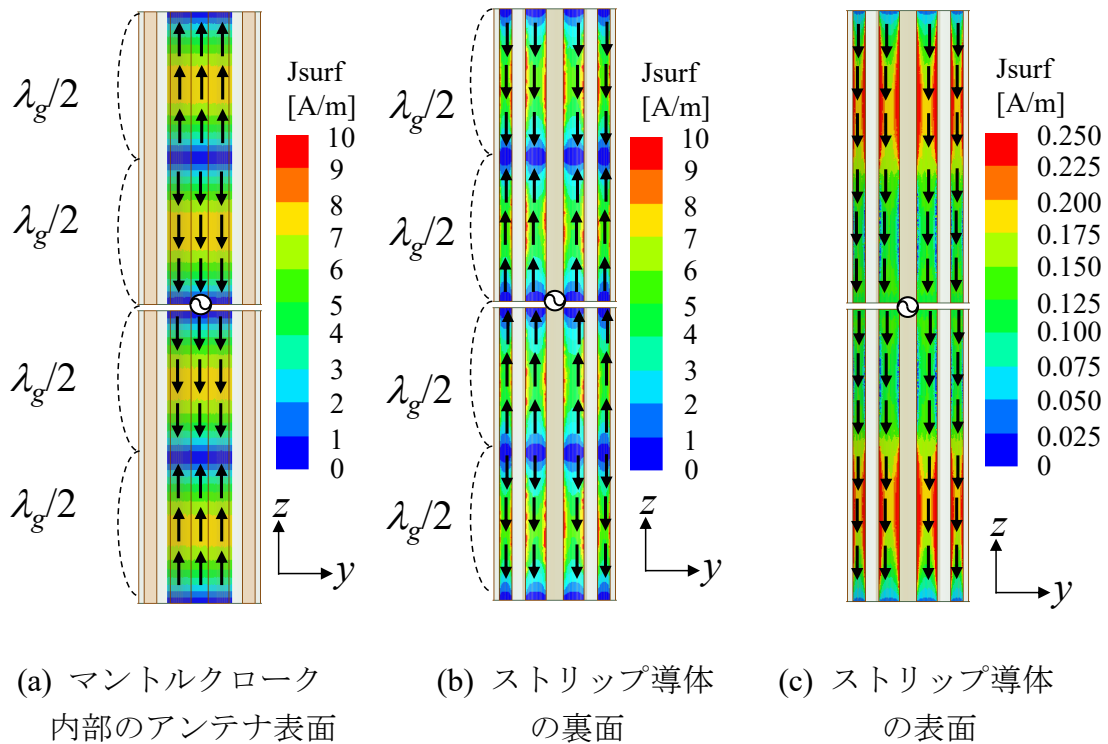
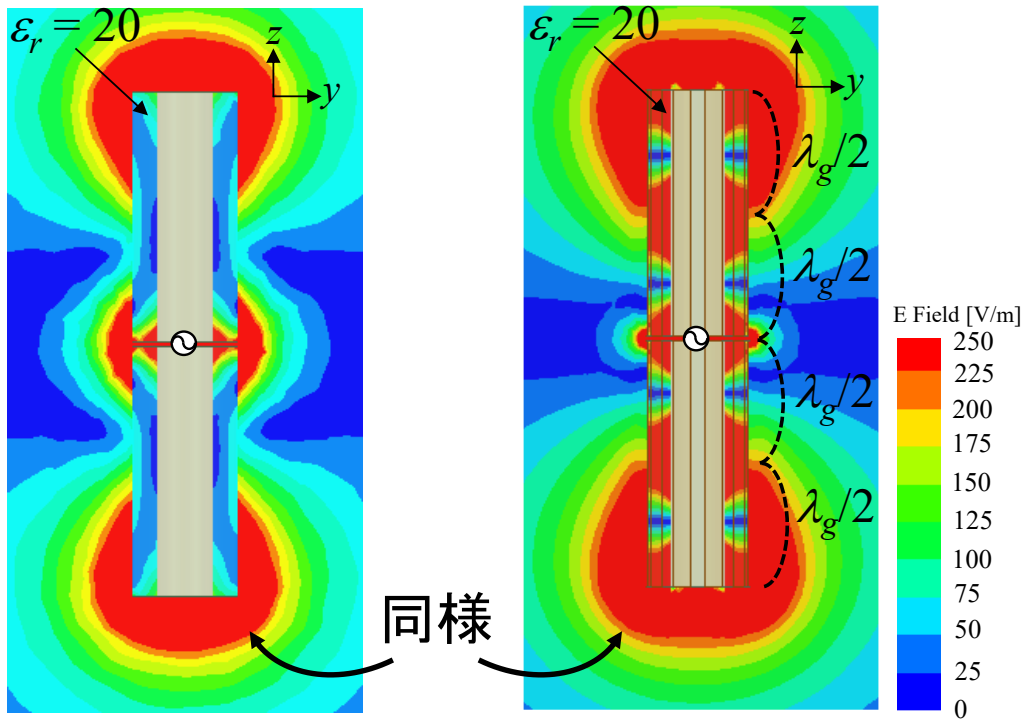


図 5.26 750 MHz におけるマントルクロークアンテナの電流分布

図 5.27 に 720 MHz における誘電体装荷アンテナとマントルクロークアンテナの電界分布の比較を示す。誘電体装荷アンテナとマントルクロークアンテナの両端の外側の電界はほぼ同様であるが、マントルクロークアンテナ中央部の外側の電界は弱くなり、マントルクロークアンテナの外側の電界は通常のダイポールアンテナの電界とほぼ同様であることがわかる。さらに、マントルクローク内部の電界は 2 波長で共振していることを確認できる。

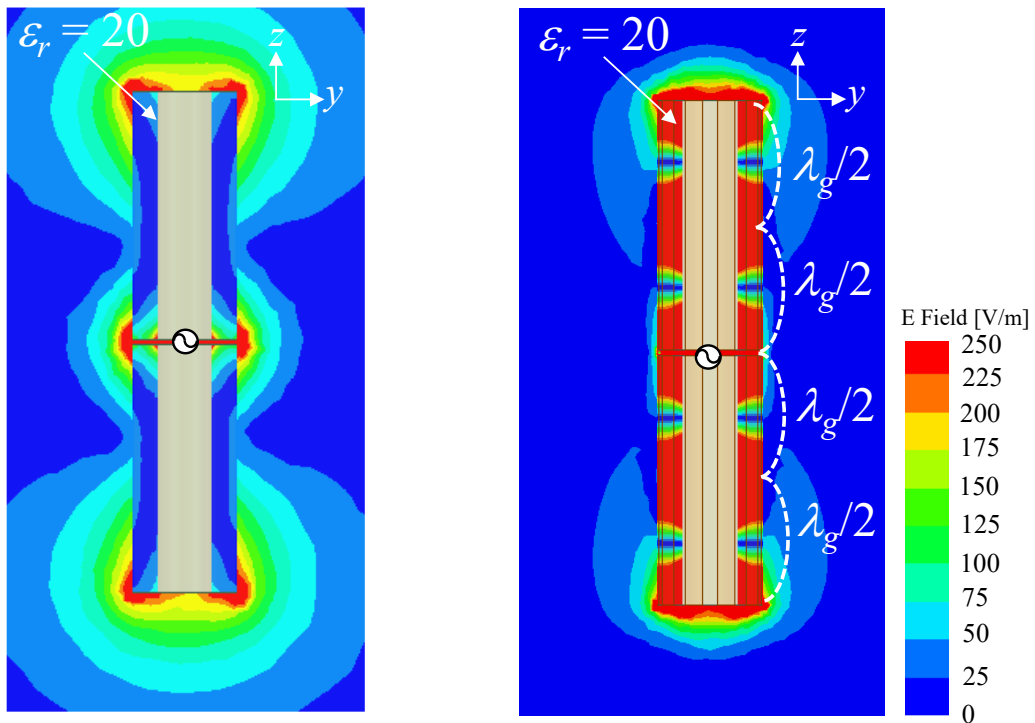
図 5.28 に 750 MHz における誘電体装荷アンテナとマントルクロークアンテナの電界分布の比較を示す。750 MHz において、マントルクロークの内部の電界は 2 波長で共振しているが、マントルクロークアンテナの外側の電界強度は誘電体装荷アンテナと比べて弱く、アンテナはほぼ放射しないことがわかる。



(a) 誘電体装荷アンテナ

(b) マントルクロックアンテナ

図 5.27 720 MHz におけるマントルクロックアンテナの電界分布



(a) 誘電体装荷アンテナ

(b) マントルクロックアンテナ

図 5.28 720 MHz におけるマントルクロックアンテナの電界分布

次に、本節で設計したマントルクロックアンテナによるアンテナの相互結合抑制効果を確認する。マントルクロックアンテナと 750 MHz で動作するダイポールアンテナを配置したときの相互結合特性を解析した。解析結果を図 5.29 に示す。図 5.29 から、マントルクロックを適用しない場合、アンテナの相互結合が大きく、アンテナ間距離を狭くすると、相互結合が増加することがわかる。しかし、マントルクロックを適用すると、マントルクロックを適用しないときと比べて、750 MHz 付近において $|S_{21}|$ が急峻に減衰していることを確認できる。また、アンテナ間距離を狭くしても、相互結合の減衰量はほぼ変化しないことがわかる。さらに、アンテナ間距離 d を 0.1λ としたとき、825 MHz 付近においてもアンテナの相互結合が減衰していることを確認できる。図 5.30 に 2 つのアンテナを配置したときのマントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性を示す。アンテナ間距離を 0.2λ までしたとき、マントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性はほぼ変化しないが、 d を 0.1λ とすると、720 MHz において、マントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性は -10 dB 以上となり、アンテナの $|S_{11}|$ 特性が変化している。 d を 0.1λ とすると、アンテナ間距離が非常に狭く、相互結合が強いため、マントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性が変化してしまうことが考えられる。したがって、本節で設計したマントルクロックアンテナはアンテナ間距離 0.2λ まで適用できることがわかる。

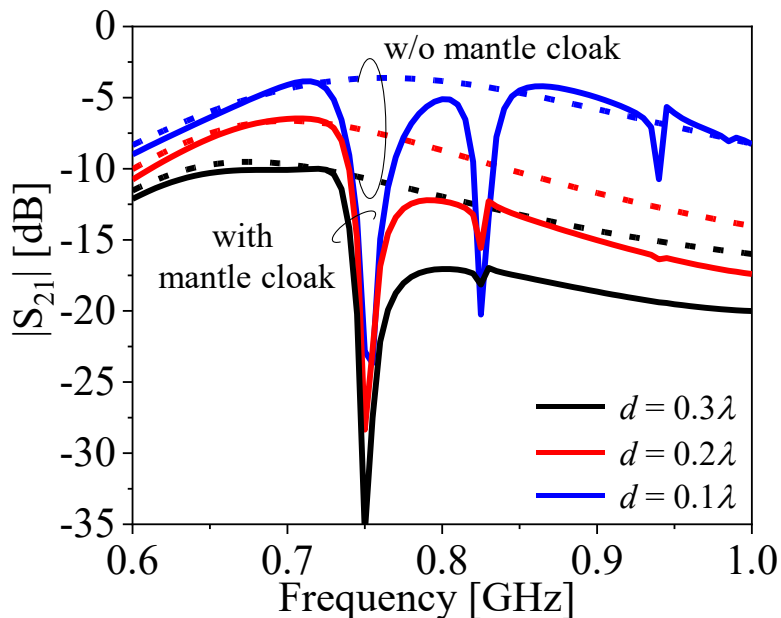


図 5.29 アンテナ間距離を変化させたときのアンテナの相互結合特性

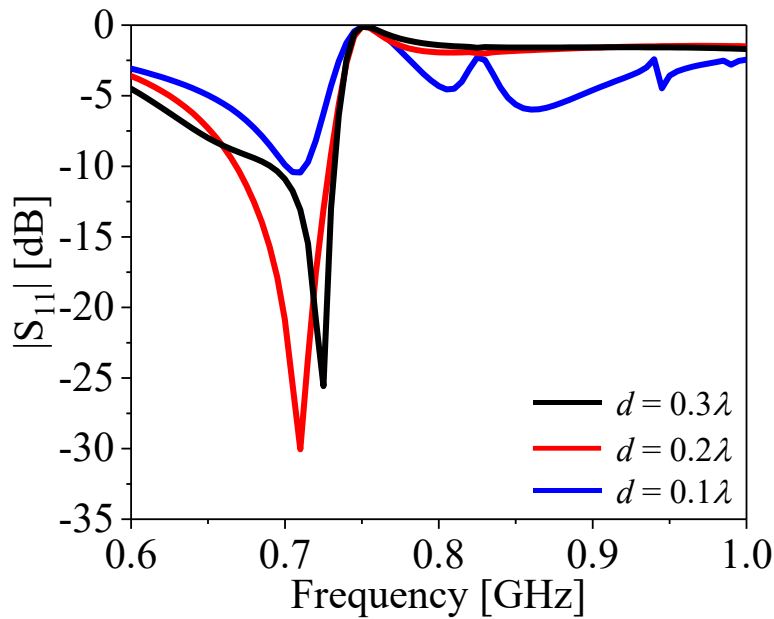


図 5.29 マントルクロックアンテナの反射特性

5.7 まとめ

本章では、アンテナの相互結合抑制と同時に、アンテナの放射パターンを維持できる目的として、表面リアクタンスを設計したマントルクロックによるアンテナの相互結合抑制について検討した。まず、マントルクロックの理論について説明した。次に、表面リアクタンスを設計したマントルクロックを用いることで、720 MHz と 750 MHz で動作する 2 つのダイポールアンテナ間の相互結合抑制について検討した。次に、ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナの実構造を設計し、アンテナ特性について検討した。

(1) 表面リアクタンスを制御したマントルクロックアンテナの設計

まず、表面リアクタンスを制御することで、動作周波数 720 MHz、阻止周波数 750 MHz のマントルクロックアンテナを設計した。720 MHz で動作するダイポールアンテナを設計し、誘電体でダイポールアンテナを覆うことで、マントルクロックアンテナを構成した。マントルクロックアンテナの誘電体の表面にインピーダンス境界条件を適用し、表面リアクタンスを設定した。表面リアクタンスを適用することで、アンテナの動作周波数の高周波側に阻止帯域が得られることを確認できた。次に、マントルクロックのパラメータの変化によるマントルクロックアンテナの動作周波数と阻止周波数への影響を調べ、アンテナ長、誘電体厚、誘電体の比誘電率および表面リアクタンスを調整することで、アンテナの動作周波数、動作周波数と阻止周波数の間隔を制御できることがわかった。そこで、誘電体厚を 2 mm、誘電体の比誘電率を 10.2、アンテナ長を 132 mm および表面

リアクタンスを -1.0Ω としたとき、動作周波数 720 MHz と阻止周波数 750 MHz のマントルクロックアンテナを設計することができた。また、720 MHz においてマントルクロックアンテナの放射パターンは通常のダイポールアンテナの放射パターンとほぼ一致していることがわかった。

次に、動作周波数 750 MHz、阻止周波数 720 MHz のマントルクロックアンテナを設計した。マントルクロックのパラメータの変化による動作周波数と阻止周波数への影響を調べた結果により、マントルクロックの全パラメータを調整しても、アンテナの動作周波数より低周波数側には阻止帯域が得られなかったため、アンテナの給電部に整合素子を装荷することで、マントルクロックアンテナを設計した。まず、750 MHz で動作するダイポールアンテナを厚さ 2 mm、比誘電率 10.2 の誘電体で覆うことで、誘電体装荷アンテナを設計した。次に、720 MHz で阻止帯域が得られるように、誘電体表面に表面リアクタンスを -4.6Ω と設定した。マントルクロックアンテナの給電部に整合素子を装荷し、整合素子の長さを変化させたときの動作周波数と阻止周波数への影響を調べた。その結果、整合素子の長さを調整することで、低周波数側に現れる阻止周波数が変化せず、動作周波数が低周波化することがわかった。そこで、整合素子の長さを 50 mm としたとき、動作周波数 750 MHz、阻止周波数 720 MHz のマントルクロックアンテナを設計できた。また、750 MHz においてマントルクロックアンテナの放射パターンは通常のダイポールアンテナの放射パターンとほぼ一致していることがわかった。

次に、表面リアクタンスを設計した 2 つのマントルクロックアンテナを配置したときのアンテナの相互結合抑制効果を確認した。先行研究[75]と同様に、アンテナ間距離を 1 波長としたときのアンテナの相互結合を解析し、マントルクロックとアンテナの相互結合抑制効果を確認した。次に、アンテナ間距離を狭くし、アンテナの相互結合抑制効果およびアンテナの反射特性を調べた結果、アンテナ間距離を 0.1λ まで適用できることがわかった。

(2) ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナ

ストリップ導体を誘電体の表面に周期配列することで、動作周波数 720 MHz、750 MHz で阻止周波数が得られるマントルクロックアンテナを設計した。動作周波数 720 MHz と阻止周波数 750 MHz の周波数間隔が非常に狭いため、低誘電率の誘電体を用いて所望のマントルクロックアンテナを設計できず、誘電体の比誘電率を $\epsilon_r=20$ としてアンテナの設計を行った。ストリップ導体 $N=10$ とし、マントルクロックアンテナの長さ l と誘電体厚 t を変化させたときの 720 MHz と 750 MHz の $|S_{11}|$ 特性を解析した。その結果、アンテナ長を 183 mm、誘電体厚を 9 mm としたとき、アンテナの動作周波数は 720 MHz であり、750 MHz にお

いて阻止周波数が生じていることを確認できた。また、720 MHz においてアンテナの放射パターンは通常のダイポールアンテナの放射パターンとほぼ一致していることがわかった。次に、マントルクロックアンテナの電流分布と電界分布を確認することで、アンテナ特性を検討した。マントルクロックの内側のアンテナ表面とストリップ導体の裏面の電流は 2 波長の電流分布であり、逆相で打ち消しあうことを確認した。また、ストリップ導体の表面に流れる電流は 1 波長の電流分布であり、この電流をアンテナの放射に寄与すると考えられる。最後に、750 MHz で動作するダイポールアンテナを設計し、2 つのアンテナを配置したときのアンテナの相互結合抑制効果を確認した。その結果、ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナはアンテナ間距離 0.2λ まで適用できることがわかった。

第6章 ストリップ導体を用いた 広帯域マントルクロックアンテナ によるアンテナの相互結合抑制

6.1 まえがき

第5章では、表面リアクタンス X_s 値を制御することで、それぞれ動作周波数 720 MHz、阻止周波数 750 MHz のマントルクロックアンテナと動作周波数 750 MHz、阻止周波数 720 MHz のマントルクロックアンテナを設計した。マントルクロックアンテナを用いることで、アンテナの相互結合抑制効果を確認し、アンテナの相互結合抑制とアンテナの放射パターンの維持を同時に達成できる可能性があることがわかった。次に、ストリップ導体を用いることで、動作周波数 720 MHz、阻止周波数 750 MHz のマントルクロックアンテナの実構造を設計することができた。しかし、このマントルクロックアンテナの誘電体の比誘電率を 20 としているため、試作が困難である。また、実際の誘電体材料を用いたときのマントルクロックアンテナの表面リアクタンスと帯域阻止特性の関係が明らかになっていない。

そこで、本章では、比誘電率 2.5 の誘電体で被覆したダイポールアンテナの表面リアクタンスを制御する。まず、表面リアクタンスを制御することで、動作周波数近傍で帯域阻止特性が得られることを示し、マントルクロックアンテナの動作周波数と阻止周波数の周波数間隔の可変範囲を明らかにする。次に、ストリップ導体を用いて、マントルクロックアンテナの実構造を設計し、アンテナ特性と動作原理について検討する。次に、マントルクロックアンテナを試作・測定することで、シミュレーション結果の妥当性を確認する。最後に、設計したマントルクロックアンテナによるアンテナの相互結合抑制効果を確認する。

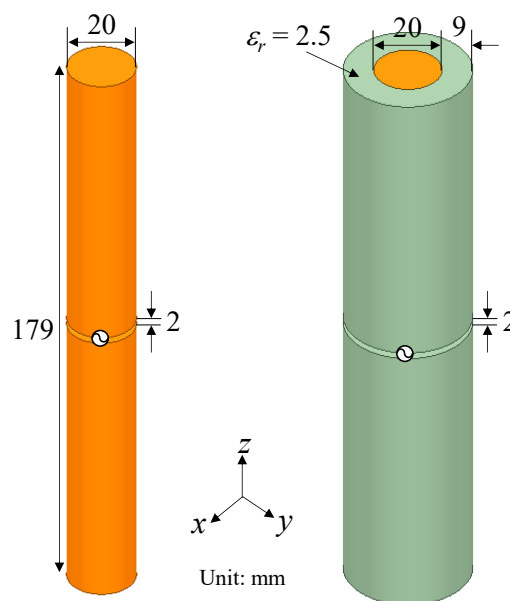
6.2 表面リアクタンスを設計したマントルクロック

アンテナ

本節では、理想的なメタ表面の表面リアクタンスを設計したマントルクロックアンテナについて検討する。メタ表面の表面リアクタンスを制御することで、アンテナの動作周波数付近において阻止帯域特性が得られることを検証し、動作周波数と阻止周波数の間隔の可変範囲を明らかにする。

6.2.1 解析モデル

図 6.1 に解析モデルを示す. 図 6.1(a)は 720 MHz で共振するダイポールアンテナであり, 直径 20 mm, 長さ 179 mm, 給電部のギャップ長 2 mm である. 図 6.1(b)はダイポールアンテナを誘電体で被覆した誘電体装荷アンテナである. 誘電体の比誘電率は $\epsilon_r=2.5$ であり, 厚み 9 mm である. 図 6.2 に誘電体装荷アンテナの $|S_{11}|$ 特性を示す. アンテナに誘電体を装荷すると, アンテナの共振周波数が低周波化することを確認できる. そこで, 誘電体装荷アンテナの長さを 164 mm に調整することで, 共振周波数は 720 MHz になる.



(a) ダイポールアンテナ (b) 誘電体装荷アンテナ

図 6.1 解析モデル

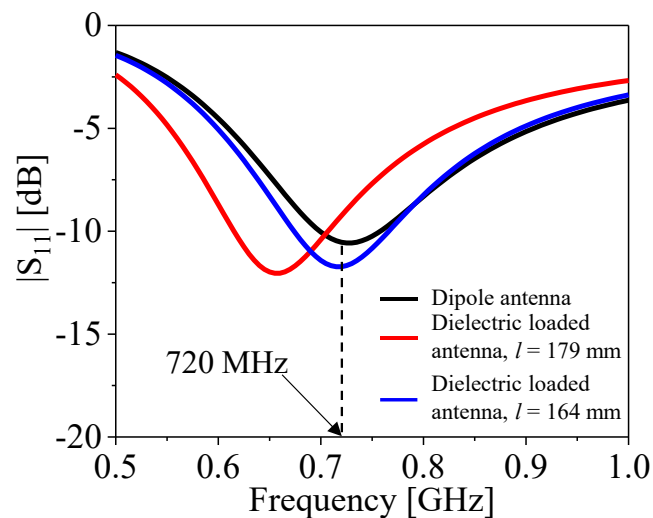


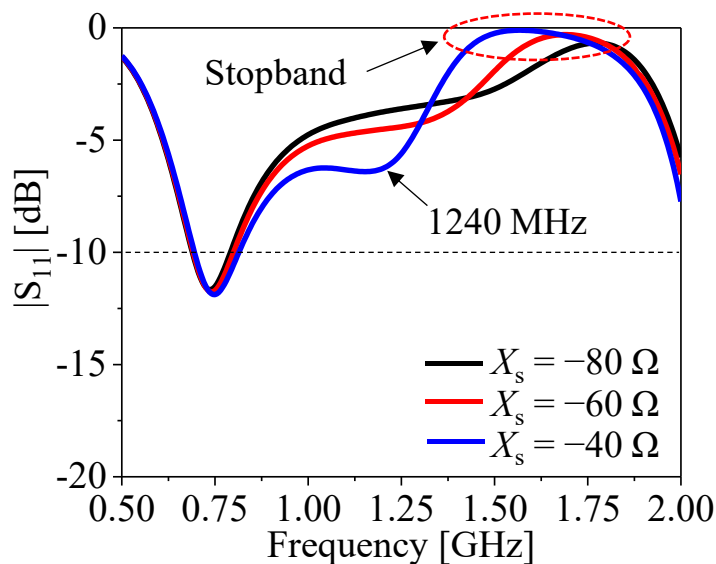
図 6.2 誘電体装荷アンテナの $|S_{11}|$ 特性

6.2.2 表面リアクタンスの変化による $|S_{11}|$ 特性

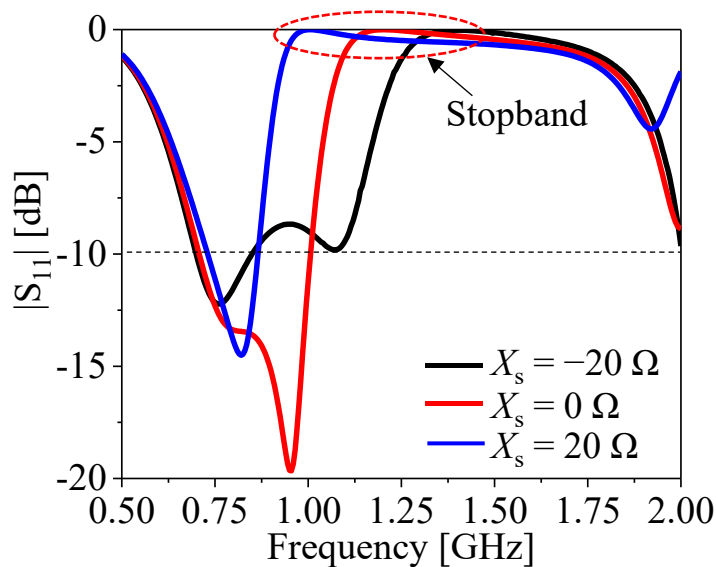
次に長さ 164 mm の誘電体装荷アンテナの表面にインピーダンス境界条件を設定し、表面リアクタンス X_s を変化させたときの $|S_{11}|$ 特性を図 6.3 に示す。図 6.3 に示すように、誘電体装荷アンテナの上面に X_s を設定すると、アンテナの動作周波数より高い周波数側に阻止帯域が発生することを確認できる。

図 6.3(a)に X_s を -80Ω から -40Ω まで変化させたときの $|S_{11}|$ 特性を示す。 X_s を大きくすると、共振周波数は変化しないが、阻止周波数が低周波化することがわかる。また、1240 MHz 付近で新たな共振が発生する。 $X_s = -80 \Omega$ のとき、阻止周波数付近において $|S_{11}|$ 特性は -0.5 dB 以下となる。

図 6.3(b)に X_s を -20Ω から 20Ω まで変化させたときの $|S_{11}|$ 特性を示す。 X_s を大きくすると、第 1 共振周波数はほぼ変化せず、新たに発生した第 2 共振周波数と阻止周波数は低周波数側にシフトすることがわかる。 $X_s = 20 \Omega$ のとき、第 2 共振周波数は第 1 共振周波数に近づき、アンテナの動作帯域は 1 つになる。



(a) X_s を -80Ω から -40Ω まで変化させたときの $|S_{11}|$ 特性



(b) X_s を -20Ω から 20Ω まで変化させたときの $|S_{11}|$ 特性
 図 6.3 X_s の変化によるマントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性

6.2.3 動作周波数と阻止周波数の間隔の可変範囲

次に、動作周波数と阻止周波数の間隔の可変範囲を確認する。 $|S_{11}|$ が -10 dB 以下となる周波数帯域を動作周波数帯域とし、 $|S_{11}|$ が -0.5 dB 以上となる周波数帯域は阻止周波数帯域とする。また、動作周波数と阻止周波数の間隔は、動作周波数帯域の高域側の周波数と阻止周波数帯域の低域側の周波数の間隔とする。図 6.4 に X_s を変化したときの動作周波数と阻止周波数の間隔を示す。 X_s が大きくなると動作周波数と阻止周波数の間隔が狭くなるのがわかる。したがって、本アンテナは、動作周波数と阻止周波数の間隔を 80 MHz から 940 MHz まで制御できる。

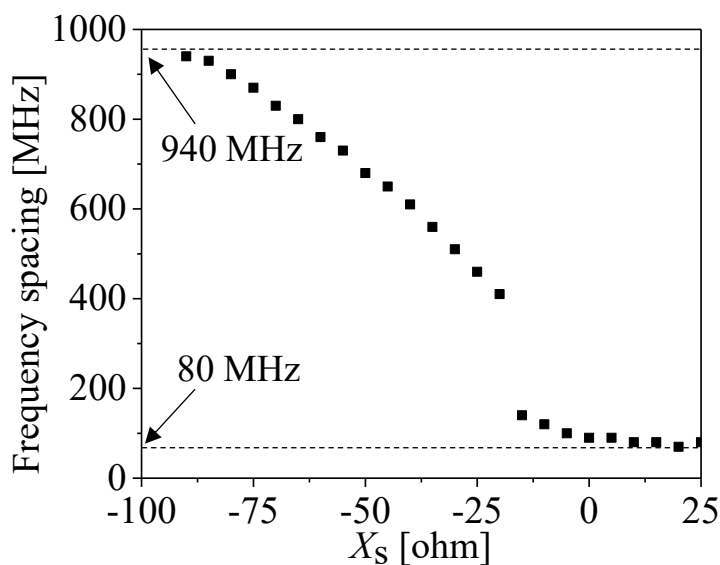


図 6.4 X_s の変化による動作周波数と阻止周波数の間隔の可変範囲

図 6.5 に X_s が -60Ω , -20Ω および 20Ω のときのマントルクロックアンテナのインピーダンス特性を示す. 赤と青のマークはそれぞれ第 1 共振と第 2 共振の高域側の周波数を示し, 緑のマークは阻止帯域の低域側の周波数を示している. X_s が大きくなると, 第 2 共振周波数において, アンテナの容量性リアクタンスが減少し, 第 2 共振周波数は $VSWR = 2$ の円に近づいていることを確認できる. さらに, $X_s = 20 \Omega$ のとき, 第 2 共振は第 1 共振に近づいたため, 第 1 共振と第 2 共振の高域側の周波数がそれぞれ 780 MHz と 870 MHz であることが確認され, 動作周波数と阻止周波数の間隔が 80 MHz と狭くなった.

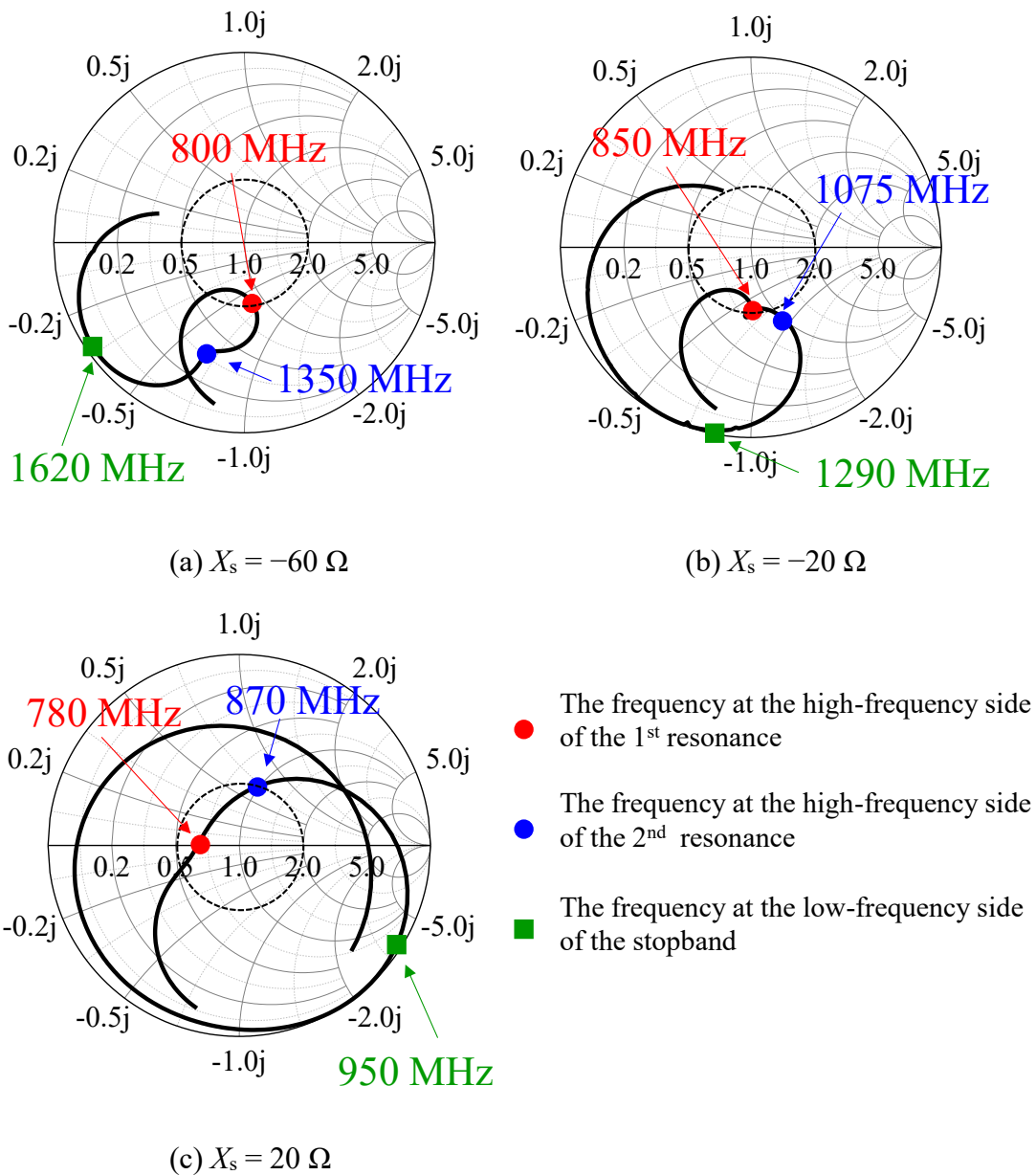


図 6.5 X_s の変化によるマントルクロックアンテナのインピーダンス特性

6.3 ストリップ導体を用いた広帯域マントルクロックアンテナの設計

6.2.2 項で述べたように、 $-20 \Omega < X_s < 20 \Omega$ の場合、マントルクロックアンテナは 2 つの周波数で共振しており、アンテナは広帯域で動作する可能性がある。したがって、広帯域特性を有するマントルクロックアンテナを設計するために、 $-20 \Omega < X_s < 20 \Omega$ の範囲に注目した。 $X_s = -2 \Omega$ のとき、マントルクロックアンテナの帯域幅は最大となることを確認した。図 6.6 に $X_s = -2 \Omega$ としたときの $|S_{11}|$

特性を示す. $X_s = -2 \Omega$ と設定すると, 1130 MHz 付近において, 阻止周波数が発生している. アンテナは 780 MHz と 965 MHz で共振し, 動作周波数は 700 MHz から 1010 MHz で約 36.3%の帯域幅($|S_{11}| \leq -10$ dB)が得られることを確認できる. しかし, このアンテナは理想的なメタ表面の表面リアクタンスを設計したアンテナであり, アンテナ特性とアンテナの動作原理を明確にすることが困難である. そこで, 本節では, 1130 MHz で表面リアクタンス $X_s = -2 \Omega$ を実現することが期待できるストリップ導体を用いることで, マントルクロックアンテナの実構造を設計する.

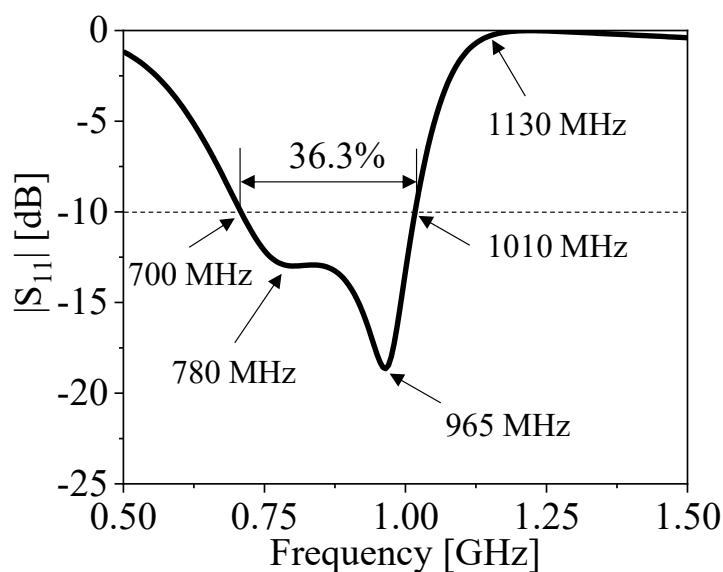


図 6.6 $X_s = -2 \Omega$ のときの $|S_{11}|$ 特性

6.3.1 解析モデル

$X_s = -2 \Omega < 0$ であるため, $X_s = -2 \Omega$ のメタ表面を設計するために, 容量性の表面リアクタンスを有するメタ表面が必要である. そこで, 初めに, 水平ストリップ導体を用いて, マントルクロックアンテナについて検討する.

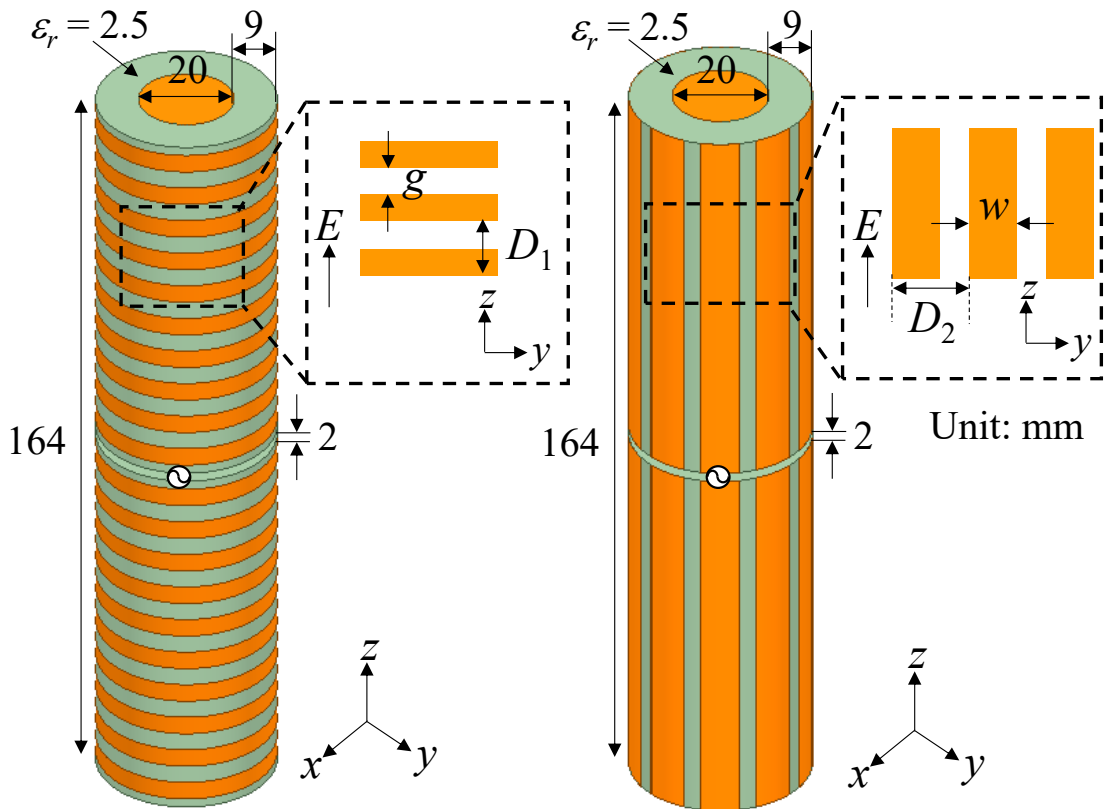
図 6.7(a)に水平ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナを示す. マントルクロックアンテナは直径 20 mm のダイポールアンテナが厚さ 9 mm, 比誘電率 $\epsilon_r = 2.5$ の誘電体で覆われており, 誘電体の表面に銅の水平ストリップ導体を z 軸方向に周期配置されている構造である. アンテナの長さは 164 mm であり, 給電部のギャップ長を 2 mm とした. また, 図 6.7(a)の拡大図に示すように, ストリップ導体の周期長を D_1 [mm], ストリップ導体の間隔を g [mm]とし, アンテナの各アームに配置されたストリップ導体の数を N_1 とした. 水平ストリップ導体は誘電体の表面に z 軸方向に配列されているため, 周期長 D_1 はストリップ導体数 N_1 とアンテナの長さに依存しており, $D_1 = 81/N_1$ である. また, 水平スト

リップ導体からなる平面状のメタ表面の場合、垂直偏波において表面リアクタンスを次式で求めることができる[95].

$$X_s^{TM, Hstrips} = \frac{-\eta_0 c \pi}{\omega(\epsilon_r + 1) D_1} \frac{1}{\ln \csc\left(\frac{\pi g}{2D_1}\right)} \quad (6.1)$$

ここで、 η_0 は自由空間のインピーダンス、 c は真空の光速、 D_1, g は水平ストリップ導体の構造パラメータであり、 ω は角周波数である.

N_1 が決定すれば、式 6.1 を用いることで、水平ストリップ導体のパラメータ D_1 と g を算出することができる. しかし、所望な表面リアクタンス X_s が -2Ω と小さい場合、周期長 D_1 とギャップ g がアンテナの長さで制限されているため、各パラメータ D_1 と g を求めることができなかつた. 例えば、 $N_1 = 10$, $D_1 = 8.1$ mm とした場合、ギャップ g は非常に小さい値(約 0)と計算され、これは解析や製作に適さない. そこで、次に、垂直ストリップ導体で構成されるメタ表面を検討する.



(a) 水平ストリップ導体

(b) 垂直ストリップ導体

図 6.7 ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナ構造

図 6.7(b)に垂直ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナの構造を示す．幅 w [mm]の垂直ストリップ導体も銅でモデル化しており，誘電体の表面に周期配置した．垂直ストリップ導体の周期長は D_2 [mm]であり，アンテナの各アームに配置されたストリップ導体の数を N_2 とした．周期長 D_2 は水平ストリップ導体数 N_2 と誘電体の厚さに依存し， $D_2 = 38/N_2$ である．

6.3.2 $|S_{11}|$ 特性およびアンテナの動作原理

図 6.7(b)の垂直ストリップ導体のパラメータは N_2 ， D_2 および w の値を変化させることによって最適化された． $N_2 = 10$ ， $D_2 = 11.94$ mm とした場合には， $w = 8.29$ mm で最良の結果が得られた．図 6.8 に構造パラメータが最適化された垂直ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性を示す．最適化された垂直ストリップを用いると，1130 MHz において阻止周波数が発生し，アンテナは 780 MHz と 965 MHz で共振していることを確認できる．また，アンテナの動作周波数は 700 MHz から 1010 MHz であり，帯域幅($|S_{11}| \leq -10$ dB)は約 36.3% となる．このアンテナの $|S_{11}|$ 特性は $X_s = -2 \Omega$ を設定したマントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性とよく一致していることがわかる．また，最適化された垂直ストリップ導体からなる平面状のメタ表面の表面リアクタンスを次式で求めることができる[95]．

$$X_s^{TM, Vstrips} = \frac{\omega \eta_0 D_2}{2c\pi\omega} \ln \csc\left(\frac{\pi w}{2D_2}\right) \left(1 - \frac{\sin^2 \theta_s}{\epsilon_r + 1}\right) \quad (6.2)$$

ここで， D_2, w は垂直ストリップ導体の構造パラメータであり， $\theta_s = 90^\circ - \theta$ であり， θ は入射角である．

垂直偏波の場合では， θ は 90° であるため， θ_s は 0° となる．そこで，1130 MHz で最適化されたパラメータを持つ垂直ストリップ導体で構成された平板状のメタ表面の表面リアクタンスは式(6.2)より約 2Ω と算出され，それは理想的なメタ表面の表面リアクタンス $X_s = -2 \Omega$ と異なる．この違いは，平面状のメタ表面と円筒状のメタ表面との違いで表面リアクタンスが変化したことに起因する．また，第 6.2 節で使用した理想的なメタ表面は分散特性を考慮していないため， X_s の値に違いが生じたと考えられる．

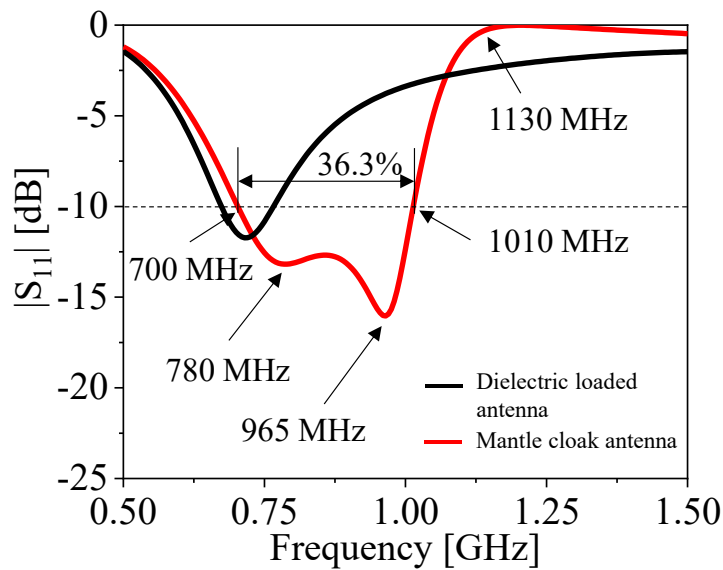


図 6.8 垂直ストリップ導体を用いたアンテナの $|S_{11}|$ 特性

次に、マントルクロークアンテナの動作原理およびマントルクロークの効果を検討する。図 6.9 にそれぞれ誘電体装荷アンテナ、垂直ストリップ導体を用いたマントルクロークアンテナおよび表面リアクタンス $X_s = 0$ としたときの同軸構造の入力インピーダンス特性の比較を示す。入力インピーダンスは 50Ω に規格化されている。図 6.9 に示すように、低周波数帯域ではマントルクロークの影響が小さいため、720 MHz 付近で半波長の共振を維持している。しかし、高周波数帯域では、マントルクロークを使用すると、マントルクロークアンテナの入力インピーダンスに影響があり、キックが 870 MHz 付近において発生している。また、 $X_s = 0$ と設定したときの同軸構造の入力インピーダンスと比較すると、マントルクロークアンテナの入力インピーダンスはほぼ同様であることがわかる。したがって、誘電体装荷アンテナの表面に垂直ストリップ導体を配置することで、高周波数側において準同軸構造のモードが追加されたと考えられる。この準同軸構造は給電ギャップによって分離されており、両端開放されるため、各構造での半波長の共振が生成されている。また、準同軸伝送線路の伝播定数は表面リアクタンスに依存するため、垂直ストリップ導体の構造パラメータを調整することでこの共振を制御できることがわかる。さらに、マントルクロークアンテナの入力抵抗値は 1050 MHz から 1130 MHz の範囲で減少し、1130 MHz 付近では誘電体装荷アンテナの入力抵抗値より小さく、ほぼ 0Ω となっている。したがって、阻止周波数は 1130 MHz 付近において発生していることがわかる。また、 $V_{SWR} = 2$ の円と比較すると、マントルクロークアンテナは 700 MHz から 1010

MHz までの範囲で VSWR 値が 2 以下となっていることを確認できる.

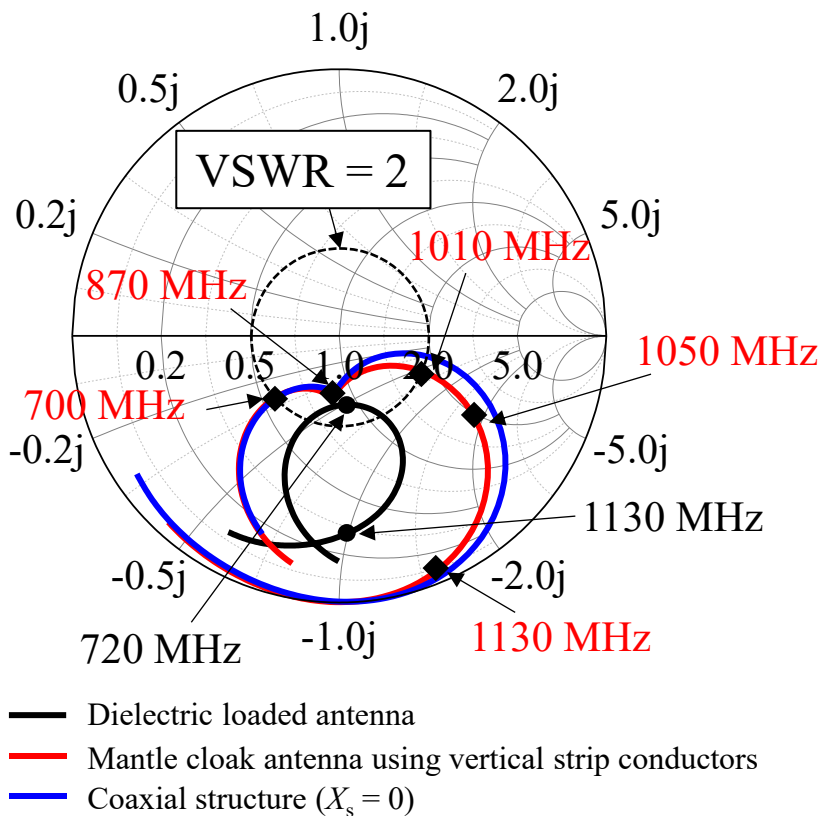
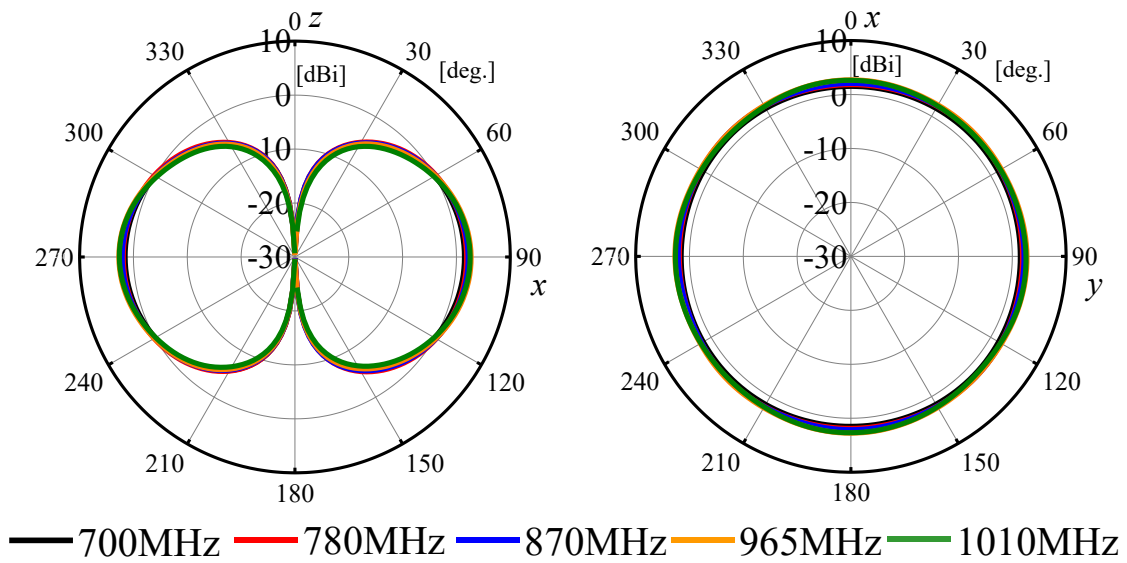
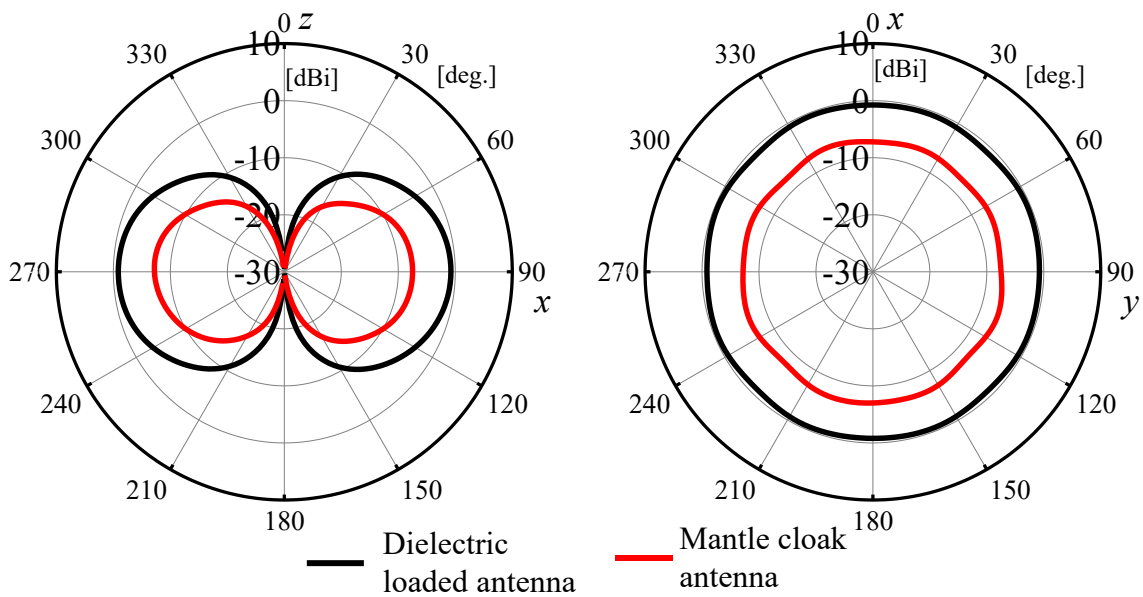


図 6.9 入力インピーダンス特性の比較

図 6.10 に 700 MHz, 780 MHz, 870 MHz, 965 MHz および 1010 MHz におけるマントルクロックアンテナの放射パターンを示す. zx 面は 8 の字, xy 面は無指向性であり, 動作周波数帯域でアンテナの放射パターンは変化しないことが確認できる. 図 6.11 に 1130 MHz における放射パターンを示す. 阻止周波数において, 誘電体装荷アンテナと比べて, マントルクロックアンテナの動作利得は約 7 dB 低下することがわかる.



(a) zx 面 (b) xy 面
 図 6.10 動作周波数帯域におけるアンテナの放射パターン



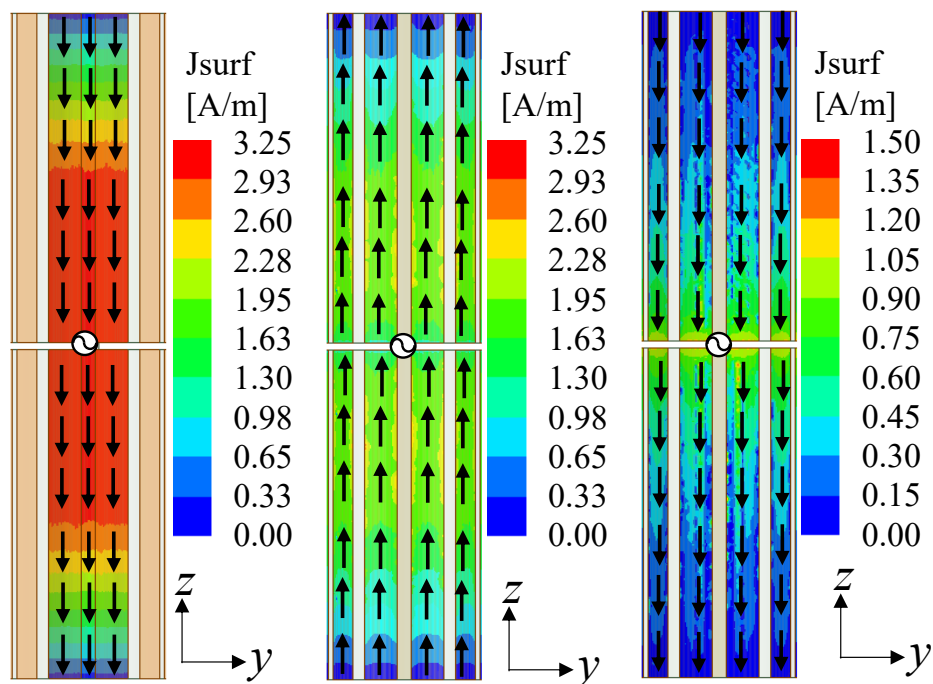
(a) zx 面 (b) xy 面
 図 6.11 1130 MHz におけるアンテナの放射パターン

6.3.3 電流分布および電界分布の確認

図 6.8 および図 6.9 の解析結果を確認するために、マントルクロークアンテナの電流分布と電界分布を確認し、考察を行う。

初めに、マントルクロークアンテナの電流分布について説明する。図 6.12 に 780 MHz におけるマントルクロークアンテナの電流分布を示す。図 6.12(a), 図

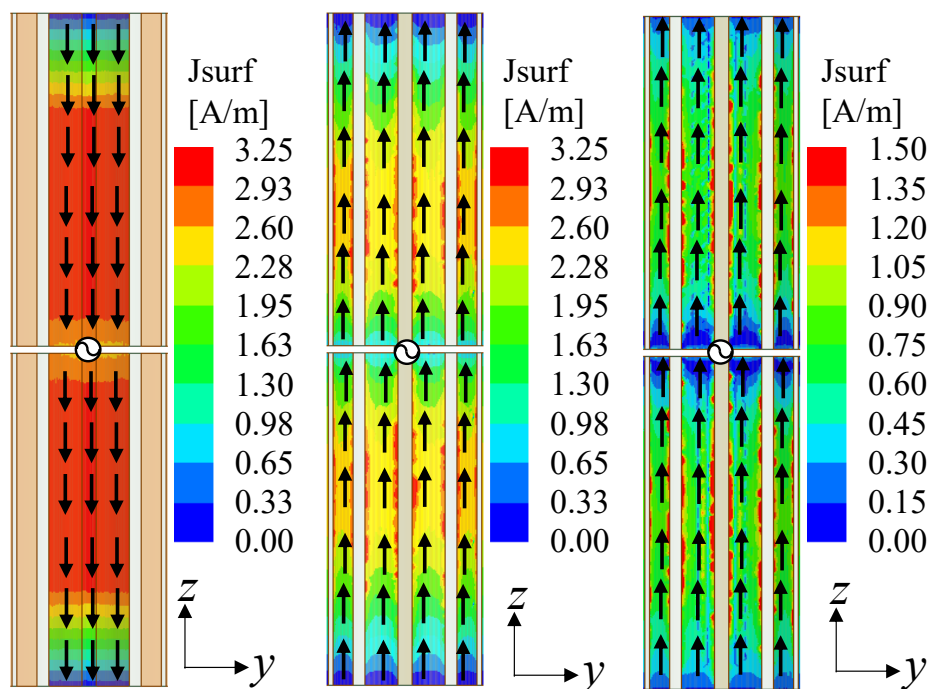
6.12(b)はマントルクローク内部のアンテナ表面およびストリップ導体裏面の電流分布である。マントルクローク内部のアンテナ表面の電流とストリップ導体裏面の電流は半波長で分布しており、逆相のため打ち消しあうことがわかる。図6.12(c)はマントルクローク外部のストリップ導体表面の電流分布である。ストリップ導体表面に流れる電流は半波長で分布しており、この電流がアンテナの放射に寄与すると考えられる。



(a) マントルクローク内部のアンテナ表面 (b) ストリップ導体の裏面 (c) ストリップ導体の表面

図 6.12 780 MHz におけるマントルクロークアンテナの電流分布

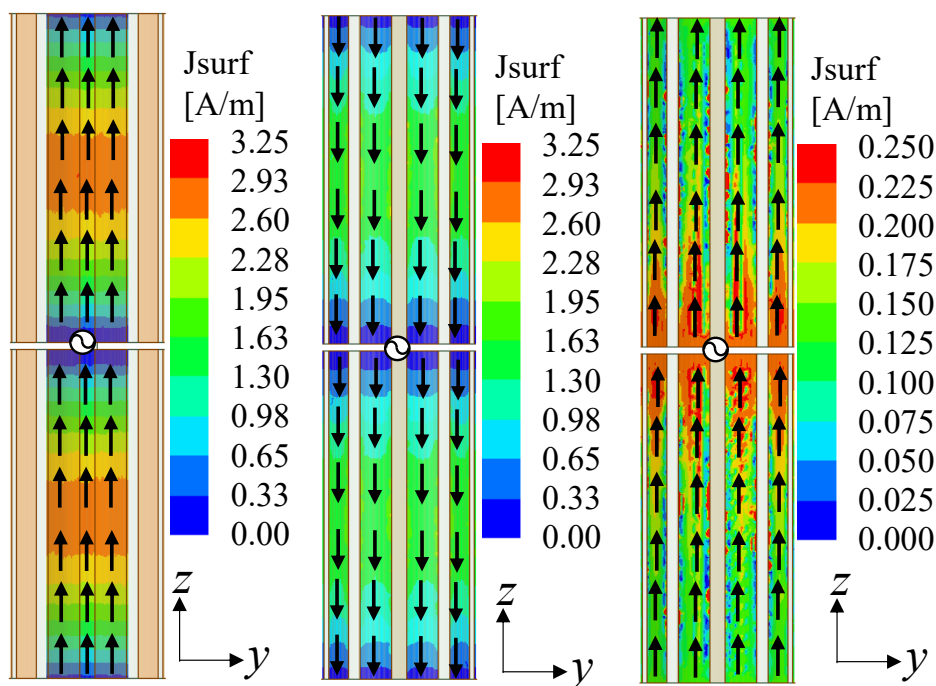
図 6.13 に 965 MHz におけるマントルクロークアンテナの電流分布を示す。図 6.13(a), 図 6.13(b)はマントルクローク内部のアンテナ表面およびストリップ導体裏面の電流分布である。マントルクローク内部のアンテナ表面の電流とストリップ導体裏面の電流は 1 波長で分布しており、逆相のため打ち消しあうことがわかる。図 6.13(c)はマントルクローク外部のストリップ導体表面の電流分布である。ストリップ導体表面に流れる電流は 1 波長で分布しており、この電流がアンテナの放射に寄与すると考えられる。



(a) マントルクロック 内部のアンテナ表面
 (b) ストリップ導体 の裏面
 (c) ストリップ導体 の表面

図 6.13 965 MHz におけるマントルクロックアンテナの電流分布

図 6.14 に阻止周波数 1130 MHz におけるマントルクロックアンテナの電流分布を示す。図 6.14(a), 図 6.14(b)はマントルクロック内部のアンテナ表面およびストリップ導体裏面の電流分布である。マントルクロック内部のアンテナ表面の電流とストリップ導体裏面の電流は 1 波長で分布しており、逆相のため打ち消しあうことがわかる。図 6.14(c)はマントルクロック外部のストリップ導体表面の電流分布である。ストリップ導体表面に流れる電流は半波長で分布しているが、図 6.14(c)のスケールのように、この電流は非常に弱いことがわかる。



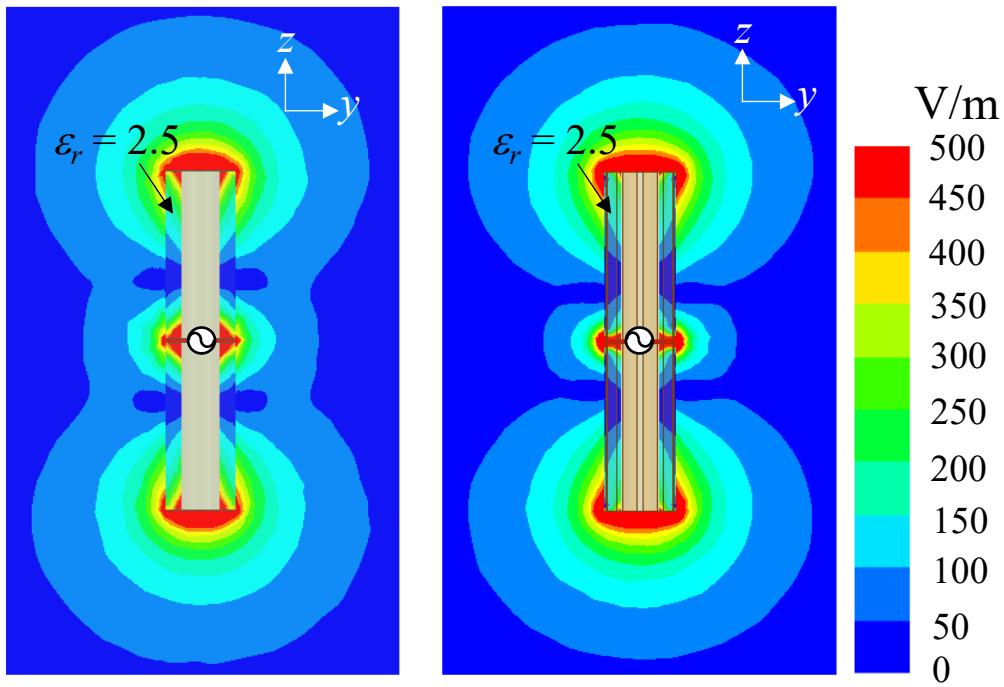
(a) マントルクロック 内部のアンテナ表面 (b) ストリップ導体の裏面 (c) ストリップ導体の表面

図 6.14 1130 MHz におけるマントルクロックアンテナの電流分布

次に、マントルクロックアンテナの電界分布について説明する．図 6.15 に 780 MHz における誘電体装荷アンテナとマントルクロックアンテナの電界分布の比較を示す．図 6.15 に示すように、マントルクロックの内側の電界とマントルクロックアンテナ両端の外側の電界は、誘電体装荷アンテナの電界とほぼ同様である．しかし、2つのアンテナの中央部分の電界はわずかに異なっている．これは、マントルクロックのストリップ導体の影響によるものである．

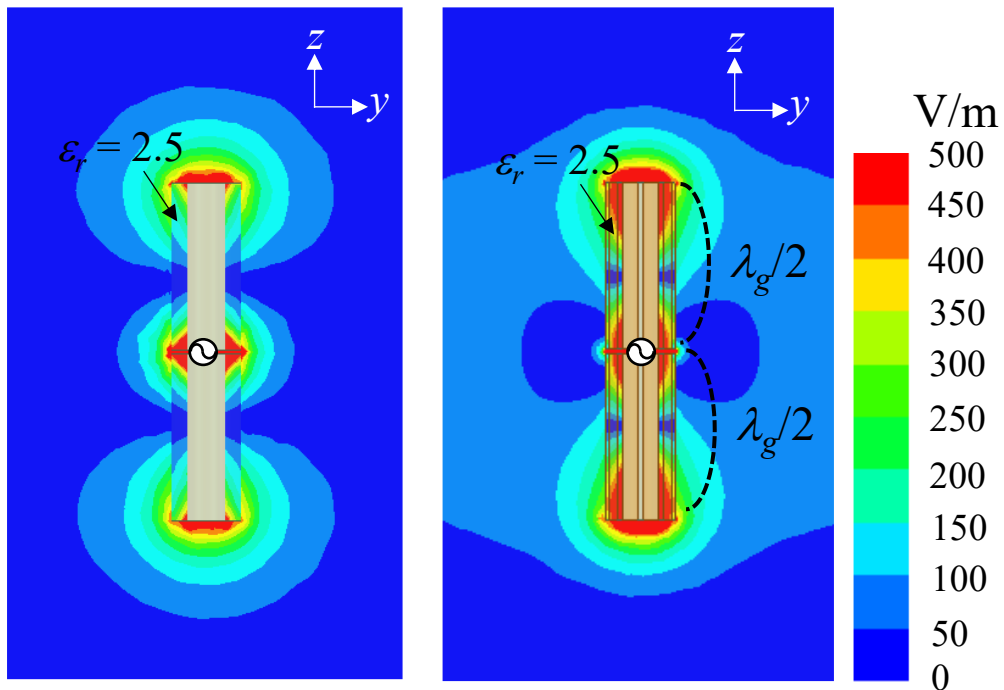
図 6.16 に 965 MHz における誘電体装荷アンテナとマントルクロックアンテナの電界分布を示す．誘電体装荷アンテナとマントルクロックアンテナの両端の外側の電界はほぼ同様であるが、マントルクロックアンテナ中央部の外側の電界は弱くなり、マントルクロックアンテナの外側の電界は通常のダイポールアンテナの電界とほぼ同様であることがわかる．さらに、マントルクロック内部の電界は 1 波長で共振していることを確認できる．

図 6.17 に 1130 MHz における誘電体装荷アンテナとマントルクロックアンテナの電界分布の比較を示す．1130 MHz において、マントルクロックの内部の電界は 1 波長で共振しているが、マントルクロックアンテナの外側の電界強度は誘電体装荷アンテナと比べて弱く、アンテナはほぼ放射しないことがわかる．



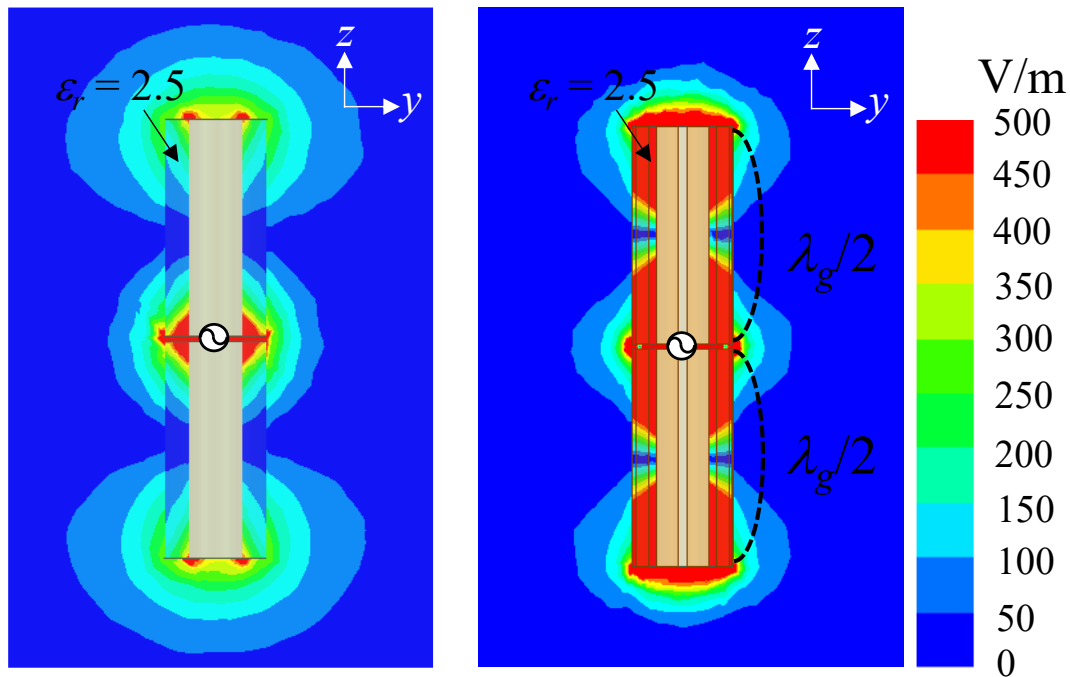
(a) 誘電体装荷アンテナ (b) マントルクロークアンテナ

図 6.15 780 MHz におけるマントルクロークアンテナの電界分布



(a) 誘電体装荷アンテナ (b) マントルクロークアンテナ

図 6.16 965 MHz におけるマントルクロークアンテナの電界分布



(a) 誘電体装荷アンテナ (b) マントルクロックアンテナ

図 6.17 1130 MHz におけるマントルクロックアンテナの電界分布

したがって、マントルクロックアンテナの 780 MHz の共振は誘電体装荷によるものであり、965 MHz の共振はマントルクロックの効果でアンテナの 1 波長の共振周波数が低周波化したものと考えられる。また、今回提案したマントルクロックアンテナは帯域幅を増加させる構造だけでなく、阻止帯域を生成できるアンテナであることがわかった。

6.4 試作アンテナおよび測定結果

本節では、設計したアンテナを試作し、測定することで、シミュレーションの妥当性を確認する。

6.4.1 試作アンテナ

図 6.18 に試作したマントルクロックアンテナの写真を示す。アンテナの誘電体部分は 3D プリンターにより製作されている。誘電体の材料はポリ乳酸 (Polylactide: PLA) であり、比誘電率は $\epsilon_r = 2.5$ 、誘電正接は 0.02 である。誘電体の厚さは 9 mm である。誘電体表面に銅のストリップ導体を周期配置し、アンテナの各アームのストリップ導体数を 10 とした。また、アンテナの 2 つのアームの間に厚 2 mm のスペーサーを挿入した。このスペーサーは発泡スチロールである

ため、アンテナの測定結果にほとんど影響を与えないと考えられる。さらに、漏れ電流を抑制するために、シュペルトップバラン(Spertopf Balun)を製作し、アンテナに接続して給電した。

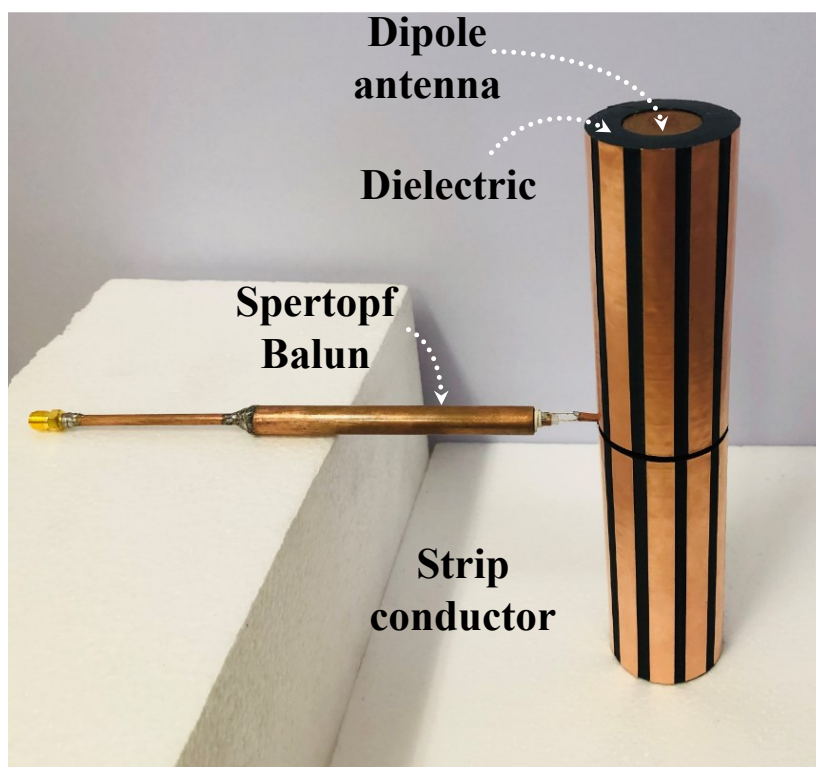


図 6.18 マントルクロークアンテナの試作構造

6.4.2 測定結果

図 6.19 に試作したアンテナの $|S_{11}|$ 特性の測定結果を示す。アンテナは 830 MHz および 1000 MHz で共振しており、750 MHz から 1050 MHz まで動作している。アンテナの帯域幅($|S_{11}| \leq -10$ dB)は約 33.3%である。また、1180 MHz において阻止帯域が生じている。シミュレーション結果と比較すると、試作したアンテナの動作帯域と阻止帯域は高周波数側にシフトすることがわかる。測定にはシュペルトップバランを使用したため、シュペルトップバランの影響について検討する。そこで、バラン付きのマントルクロークアンテナをモデル化し、アンテナの $|S_{11}|$ 特性を解析した。図 6.19 に示すように、バランを用いたとき、アンテナの動作帯域と阻止帯域は高周波化し、測定結果とほぼ一致していることを確認できる。ただし、1180 MHz 付近の $|S_{11}|$ の測定結果は解析結果より小さく、これは誘電体の損失の影響だと考えられる。

図 6.20 に 750 MHz, 830 MHz, 900 MHz, 1000 MHz および 1050 MHz における試作アンテナの放射パターンの測定結果を示す。zx 面では、750 MHz, 830 MHz,

900 MHz, 1000 MHz および 1050 MHz におけるの放射パターンは 8 の字であり, xy 面では 750 MHz, 830 MHz, 900 MHz, 1000 MHz および 1050 MHz におけるの放射パターンは無指向性である. したがって, 測定結果はシミュレーション結果とほぼ一致していることがわかる.

図 6.21 に阻止周波数 1180 MHz における試作アンテナの放射パターンの測定結果を示す. 1180 MHz では, $|S_{11}|$ 特性が増加するため, アンテナの動作利得が減少していることが確認できる.

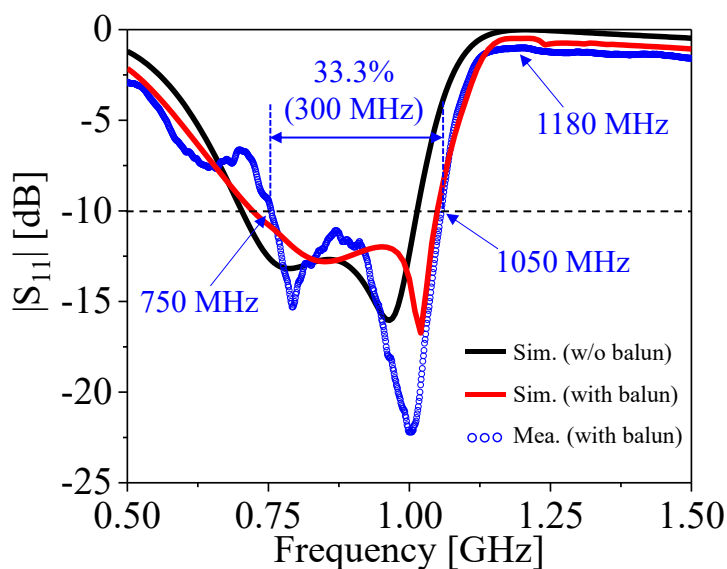


図 6.19 $|S_{11}|$ 特性の測定結果

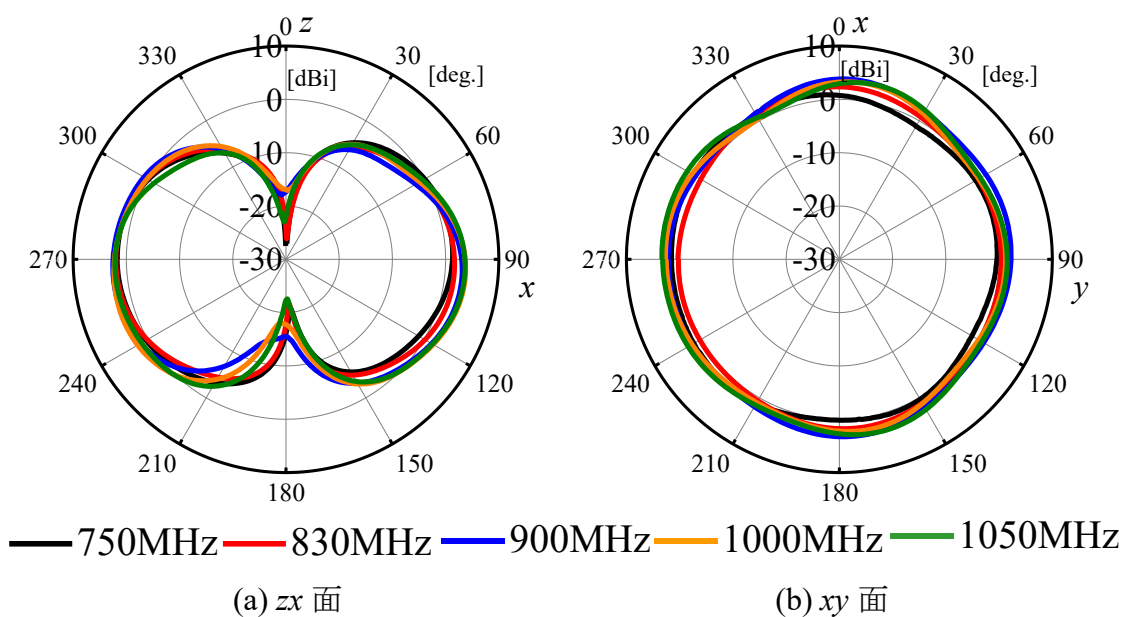


図 6.20 動作周波数におけるアンテナの放射パターンの測定結果

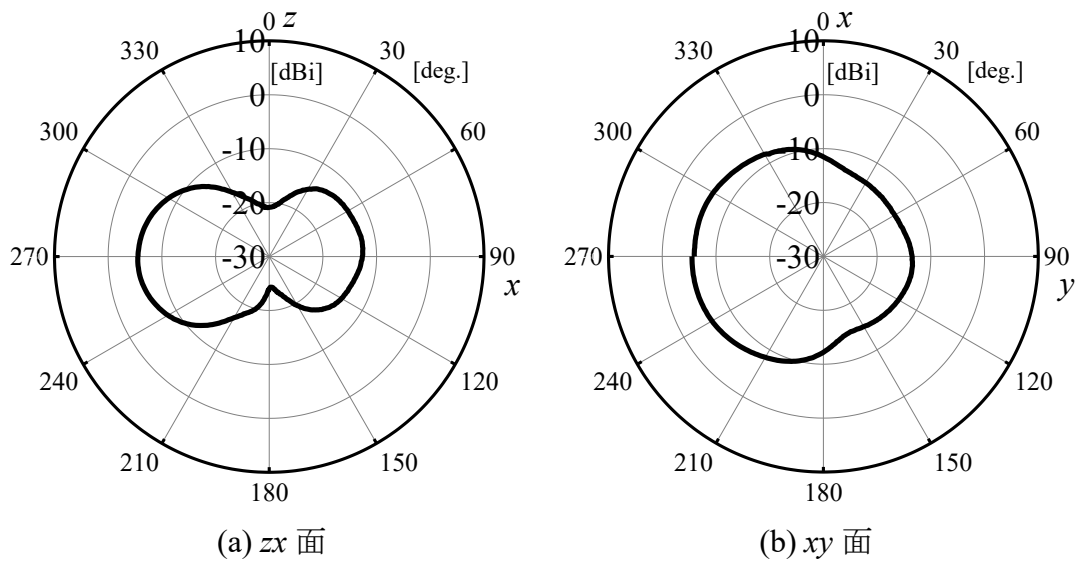


図 6.21 1180 MHz におけるアンテナの放射パターンの測定結果

6.5 アンテナの相互結合抑制効果の確認

本節では、設計したマントルクロックアンテナによるアンテナの相互結合抑制効果を確認する。図 6.22 に解析モデルを示す。1130 MHz で動作するダイポールアンテナを設計し、アンテナ間距離 d でマントルクロックアンテナと 1130 MHz で動作するダイポールアンテナを配置したときの相互結合を解析した。

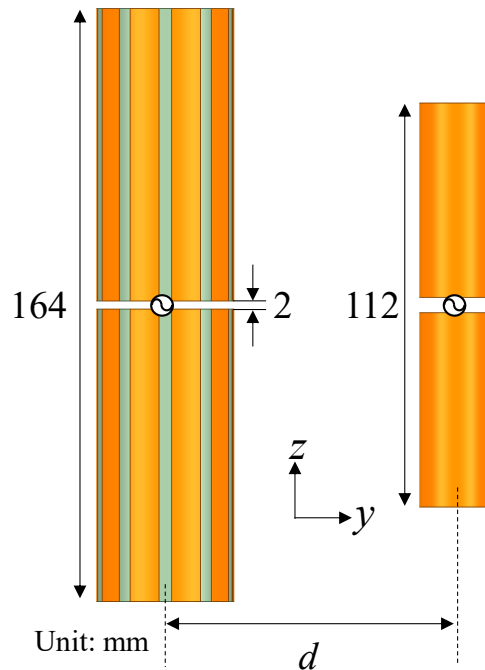


図 6.22 アンテナの相互結合を計算するための解析モデル

図 6.23 にアンテナ間距離を変化させたときのアンテナの相互結合特性を示す。ここで、 λ は 1130 MHz の波長である。図 6.23 から、マントルクロークを適用しない場合、アンテナの相互結合が大きく、アンテナ間距離を狭くすると、相互結合が増加することがわかる。しかし、マントルクロークを適用すると、マントルクロークを適用しないときと比べて、1130 MHz 付近において $|S_{21}|$ が急峻に減衰していることを確認できる。また、アンテナ間距離を狭くしても、相互結合の減衰量はほぼ変化しないことがわかる。図 6.24 に 2 つのアンテナを配置したときのマントルクロークアンテナの $|S_{11}|$ 特性を示す。アンテナ間距離を 0.3λ までしたとき、マントルクロークアンテナは 2 周波数で共振しており、アンテナの帯域幅がほぼ変化しないが、 d を 0.2λ とすると、アンテナの共振周波数は 1 つとなり、アンテナの帯域幅が狭くなることを確認できる。したがって、本章で設計したマントルクロークアンテナはアンテナ間距離 0.3λ まで適用できることがわかる。

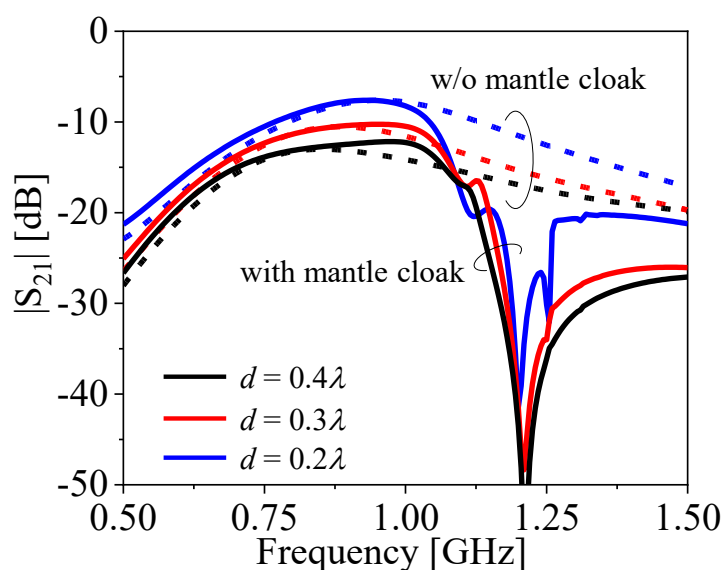


図 6.23 アンテナ間距離を変化させたときのアンテナの相互結合特性

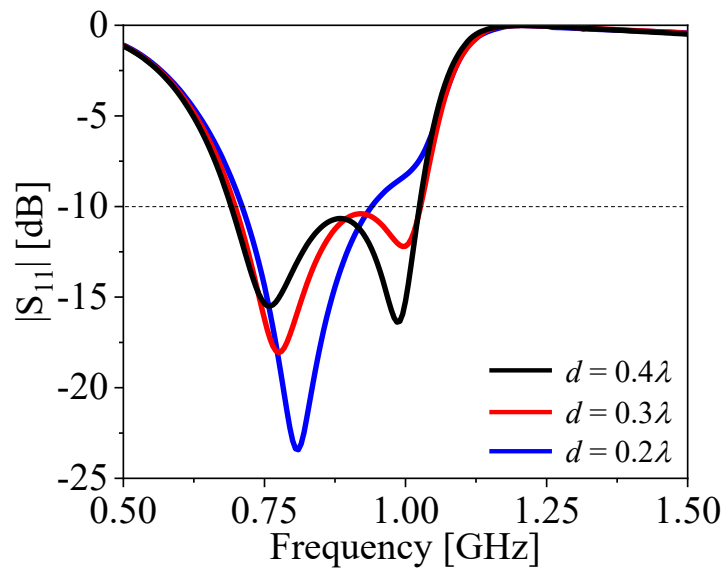


図 6.24 アンテナ間距離を変化させたときのアンテナの反射特性

6.6 まとめ

本章では、ストリップ導体を用いた広帯域マントルクロックアンテナについて検討した。まず、比誘電率 2.5 の誘電体で被覆したダイポールアンテナの表面リアクタンスを制御することで、動作周波数近傍で帯域阻止特性が得られることを示し、マントルクロックアンテナの動作周波数と阻止周波数の周波数間隔の可変範囲を明らかにした。次に、ストリップ導体を用いて、マントルクロックアンテナの実構造を設計し、アンテナ特性と動作原理について検討した。次に、マントルクロックアンテナを試作・測定することで、シミュレーション結果の妥当性を確認した。最後に、設計したマントルクロックアンテナによるアンテナの相互結合抑制効果を確認した。

(1) マントルクロックアンテナの動作周波数と阻止周波数の間隔の可変範囲

比誘電率 2.5 の誘電体で被覆したダイポールアンテナの表面リアクタンスを制御した。まず、表面リアクタンスを調整することで、動作周波数近傍で帯域阻止特性が得られることを示し、マントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性により動作周波数と阻止周波数の周波数間隔を 80 MHz から 940 MHz まで制御できることを明らかにした。表面リアクタンスを -2Ω としたとき、1130 MHz において阻止帯域が発生している。また、マントルクロックアンテナは 2 周波で共振しており、アンテナの動作帯域は 700 MHz から 1010 MHz であり、36.3%で広帯域であることを確認した。

(2) ストリップ導体を用いた広帯域マントルクロックアンテナの設計

表面リアクタンスを -2Ω としたときの広帯域マントルクロックアンテナを実現するために、ストリップ導体をアンテナの誘電体表面に周期配列し、設計を行った。その結果、水平ストリップ導体を用いたとき、設計ができず、垂直ストリップ導体を用いると、表面リアクタンスを -2Ω としたときのマントルクロックアンテナを実現することができた。マントルクロックアンテナの動作帯域は 700 MHz から 1010 MHz であり、1130 MHz 付近で阻止帯域が得られることを確認した。また、マントルクロックアンテナの電流分布と電界分布によりアンテナの動作原理とアンテナ特性を明らかにした。次に、シミュレーション結果の妥当性を確認するために、ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナを試作し、測定した。測定結果はシミュレーション結果とほぼ一致していることを確認した。最後に、1130 MHz で動作するダイポールアンテナを設計し、2つのアンテナを配置したときのアンテナの相互結合抑制効果を確認した。その結果、今回設計したストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナはアンテナ間距離 0.3 λ まで適用できることがわかった。

第7章 結論

近年、注目されているメタマテリアルによるアンテナの相互結合抑制の研究が盛んに行われている。メタマテリアルは人工材料であり、自然界に存在しない特異な特性を有する。これまで、メタマテリアルによる様々なアンテナの相互結合抑制手法が報告されているが、アンテナの相互結合を抑制するメタマテリアル構造の小型化と、アンテナの相互結合抑制とアンテナ特性維持の同時達成の2つの研究課題が挙げられる。これらの課題を克服するために、メタ表面による電磁波を制御できる電磁クローキング技術を利用することを提案した。具体的に、本論文では、MLCCを用いた小型・薄型電波吸収体と円筒クローキングおよびFSSを用いたマントルクロークによるアンテナの相互結合抑制について検討した。

第2章では、MLCCが負透磁率を示すことを実証するために、MLCCからなる負透磁率媒質について検討した。誘電体基板上にMLCCを配置したメタ表面を5層に積層化し、試作・測定を行った。測定結果から、MLCCからなるメタ表面は阻止帯域を有することが確認できた。次に、MLCCの内部構造を推定した。誘電体基板上にMLCCを配置する単位セル構造を提案し、固有モード解析により、単位セル構造の分散特性を求めた。次に、単位セル構造のSパラメータを求め、得られたSパラメータから単位セル構造の実効比誘電率および透磁率を算出した。単位セル構造の実効比透磁率が負となる帯域が確認でき、バンドギャップの帯域と比較すると、ほぼ一致することがわかった。設計した単位セル構造からなるメタ表面を5層に積層化し、積層型メタマテリアルを構成した。5層のときの $|S_{21}|$ 特性を電磁界シミュレーションにより計算し、阻止帯域と単位セル構造の実効比透磁率が負となる帯域が一致していることが確認できた。測定結果と比較して、解析結果はある周波数において同様に共振していることが確認できたが、測定結果が広帯域となった。そこで、測定結果が広帯域となった原因について、電極の導電率、MLCCの誘電正接およびMLCCのばらつきの影響を検討した。MLCCの誘電正接およびMLCCのばらつきを考慮することで、解析結果が広帯域となることが確認できた。

第3章では、MLCCを用いた電波吸収体を設計し、電波吸収体によるアンテナの相互結合抑制について検討した。MLCCの基本モデルに基づいて、MLCCの構造をモデル化した。単位セル構造に平面波を入射したときのSパラメータから実効比透磁率を算出し、MLCCの内部電極に流れる電流分布によるMLCCの

動作原理を確認した。次に、MLCC を用いた偏波依存電波吸収体を設計した。誘電体基板の上に MLCC を配置する単位セル構造を提案し、単位セル構造の周期長および偏波面の変化によるメタ表面のモノスタティック RCS 特性を調べた。その結果、単位セル構造の周期長を 1.5 mm としたとき、モノスタティック RCS の減衰量が最大となることを確認した。また、偏波面を変化することで、MLCC からなるメタ表面は偏波に依存することを確認できた。次に、設計した単位セル構造から MLCC を用いた電波吸収体の有限構造を構成し、表面インピーダンス境界条件を適用することで、モノスタティック RCS 特性を解析した。その結果、周期境界条件を適用した単位セル構造の解析結果とよく一致していることがわかった。MLCC を用いた電波吸収体を試作し、測定を行った。測定結果はシミュレーション結果とほぼ一致していることがわかった。最後に、MLCC を用いた電波吸収体によるアンテナの相互結合抑制効果を確認した。動作周波数が近接した 2 つのダイポールアンテナの間にサイズ 15 mm × 15 mm の電波吸収体を配置したときの相互結合特性を解析した。電波吸収体を用いると相互結合は約 12 dB 抑制しており、同寸の電波吸収体の減衰量とほぼ同様であることがわかった。しかし、アンテナの放射パターンが変化してしまうことを確認した。

第 4 章では、アンテナの相互結合抑制の目的として、製作が可能な薄型円筒クローキングの設計を前提とし、MLCC の配置密度を制御した円筒クローキングについて検討した。円筒クローキングを実現するために、2 つの誘電体基板間に MLCC を配置する単位セル構造を提案した。単位セル構造の周期長を調整することで、所望の実効比誘電率および透磁率テンソルを設計できることがわかった。その設計値で円筒クローキングを実現すると、完全導体円筒のみの場合と比べて反射および散乱を抑制することが確認できた。次に、誘電体基板の上に MLCC を実装し、MLCC の配置密度を制御した円筒クローキングを試作・測定した。測定結果から、8.56 GHz において平面波は金属円柱を迂回しており、MLCC の配置密度を制御することで円筒クローキングを設計できることを確認した。しかし、試作した円筒クローキングの動作周波数は設計周波数より高周波化しており、これは MLCC のばらつきの影響と考えられる。また、円筒クローキングの透過側の電界強度は弱くなっており、これは円筒クローキング全体の損失による影響だと考えられる。さらに、円筒クローキングの中心線上の 1 次元電界強度を比較することで、今回の試作した円筒クローキングの損失は約 0.1 であることを推定できた。最後に、MLCC を用いた円筒クローキングによるアンテナの相互結合抑制効果について考察した。円筒クローキングの損失を考慮したとき、円筒クローキングの透過側の電界強度が弱くなるため、電波吸収体として

働くことを確認した。したがって、MLCC を用いた円筒クロッキングによるアンテナの相互結合抑制効果は電波吸収体を用いたときと同様であり、アンテナの相互結合を抑制できるが、アンテナの放射パターンが変化してしまうことが予想される。

第 5 章では、アンテナの相互結合抑制と同時に、アンテナの放射パターンを維持することを目的として、マントルクロックの適用を検討した。表面リアクタンスを設計したマントルクロックによる動作周波数がそれぞれ 720 MHz と 750 MHz の 2 つのダイポールアンテナの相互結合抑制について検討した。誘電体でダイポールアンテナを覆うことでマントルクロックアンテナを構成し、誘電体表面に表面リアクタンスを設定した。次に、マントルクロックのパラメータの変化によるマントルクロックアンテナの動作周波数と阻止周波数への影響を調べ、アンテナ長、誘電体厚、誘電体の比誘電率および表面リアクタンスを調整することで、アンテナの動作周波数、動作周波数と阻止周波数の間隔を制御できることがわかった。そこで、マントルクロックのパラメータを調整し、動作周波数 720 MHz と阻止周波数 750 MHz のマントルクロックアンテナと動作周波数 750 MHz と阻止周波数 720 MHz のマントルクロックアンテナを設計した。2 つのマントルクロックアンテナの放射パターンは通常のダイポールアンテナの放射パターンとほぼ一致していることが確認した。次に、設計した 2 つのマントルクロックアンテナを配置し、アンテナの相互結合抑制効果を確認し、アンテナ間距離を 0.1 λ まで適用できることがわかった。最後に、ストリップ導体を用いることで、動作周波数 720 MHz、750 MHz で阻止周波数が得られるマントルクロックアンテナの実構造を設計し、アンテナ特性とアンテナの相互結合抑制効果を確認した。

第 6 章では、低誘電率の誘電体を使用し、試作が可能なマントルクロックアンテナについて検討した。比誘電率 2.5 の誘電体で被覆したダイポールアンテナの表面リアクタンスを制御した。表面リアクタンスを調整することで、動作周波数近傍で帯域阻止特性が得られることを示し、マントルクロックアンテナの $|S_{11}|$ 特性により動作周波数と阻止周波数の周波数間隔を 80 MHz から 940 MHz まで制御できることを明らかにした。表面リアクタンスを $-2\ \Omega$ としたとき、1130 MHz において阻止帯域が発生している。また、マントルクロックアンテナは 2 周波で共振しており、アンテナの動作帯域は 700 MHz から 1010 MHz であり、帯域幅は 36.3%となり広帯域であることを確認した。次に、ストリップ導体を用いることで、マントルクロックアンテナの実構造を設計した。その結果、垂直ストリ

リップ導体を用いることで、表面リアクタンスを $-2\ \Omega$ としたときのマントルクロックアンテナを実現することができた。マントルクロックアンテナの動作帯域は700 MHz から 1010 MHz であり、1130 MHz 付近で阻止帯域が得られることを確認した。また、マントルクロックアンテナの電流分布と電界分布によりアンテナの動作原理とアンテナ特性を明らかにした。次に、シミュレーション結果の妥当性を確認するために、ストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナを試作し、測定した。測定結果はシミュレーション結果とほぼ一致していることを確認した。最後に、1130 MHz で動作するダイポールアンテナを設計し、2つのアンテナを配置したときのアンテナの相互結合抑制効果を確認した。その結果、今回設計したストリップ導体を用いたマントルクロックアンテナはアンテナ間距離 0.3λ まで適用できることがわかった。

以上、本研究では、電磁クロッキングによるアンテナの相互結合抑制について検討した。提案した電波吸収体、円筒クロッキングおよびマントルクロックアンテナはアンテナの相互結合抑制への有効な構造であり、学術のみならず、実用的にも重要なマイルストーンであり、無線通信分野に寄与するものと考えられる。今後の課題として、円筒クロッキングの層数を減らすかサイズが小さい MLCC を使用することで MLCC の配置密度を制御した円筒クロッキングの薄型化と MLCC を用いたマントルクロックアンテナの細径化について検討する予定である。

謝 辞

本研究を進めるにあたり、終始懇切なる御指導と御鞭撻を賜りました防衛大学校電気電子工学科の道下尚文教授、森下久教授、橋口弘助教に深く感謝致します。

道下尚文教授には、ベトナム陸軍留学生である筆者に理工学研究科後期課程に進む機会を与えて頂き、終始適切な御教授と研究の方向付に関するご指示を頂きました。また、豊富な人生経験から、研究のみならず公私にわたり多くの御指導及び御助言を賜り重ねて深く感謝致します。

森下久教授には、3年間の研究を通じ、研究に対する姿勢のみならず、理論的な物事の考え方、今後の職務に当たって大変参考となる御意見を頂き、心より感謝致します。

橋口弘助教には、本論文をまとめるにあたり適切なご指導とご助言を頂きました。深く感謝致します。

また、ご多忙の中、本論文の審査を引き受けて頂き、数々の重要なご質問とご助言を賜りました横浜国立大学の新井宏之教授、防衛大学校の森武洋教授に心より感謝致します。

同じく、本研究を進めるにあたり、終始懇切なるご指導とご助言を頂きました横浜ゴム株式会社の田所真人氏、宮崎輝規氏に深く感謝致します。

筆者の在学期間中、有益な御助言と活発な御討論を頂くとともに、本研究の理論、解析および実験において多大なる御協力を頂きました。秋山佑佳1等空尉、防衛装備庁の松林一也氏、矢崎総業株式会社の中川雄太氏、蒲生城久1等空尉、ベトナム陸軍のフン・クアン・クアン上尉、西目匠2等陸尉、橋本隆宏1等空尉、ベトナム陸軍のグエン・コン・ワイ中尉、瀧澤洸1等空尉、ベトナム陸軍のラン・チョン・ギア中尉、榊原圭介2等陸尉、水谷智一2等陸尉、甲斐太陽2等陸尉、和田有紀子2等空尉ほか防衛大学校森下研究室および道下研究室の学生各位に大変感謝致します。

本研究は以上の方々を始めとする多くの方々の御支援のもと達成できたものであり、本研究に関わって下さった全ての方々に謹んで御礼申し上げます。

最後に、研究活動を支え応援してくれた防衛大学校教務課研究科係および電気電子工学科事務室を始めとする職員の方々、先輩、後輩、同期、家族、友人に感謝致します。

参考文献

- [1] 河野美也, “モバイルトラフィックの動向,” インターネット白書, 第3部, pp.155-163, 2019.
- [2] 久我宣裕, 新井宏之, “近接した逆 F アンテナ間の相互結合の低減法,” 信学論, vol.J77-B-II, no.1, pp.44-46, Jan.1994.
- [3] Z. Ying and D. Zhang, “Study of the mutual coupling, correlations and efficiency of two PIFA antennas on a small ground plane,” *IEEE AP-S Int. Symp.*, pp.305-308, Washington, USA, July 2005.
- [4] C.-M. Su, C.-L. Tang, S.-H. Yeh, and K.-L. Wong, “Optimized isolation between internal antennas for a dual-network wireless device,” *IEEE AP-S Int. Symp.*, pp.523-526, Washington, USA, July 2005.
- [5] K.-L. Wong, J.-H. Chou, S.-W. Su, and C.-M. Su, “Isolation between GSM/DCS and WLAN antennas in a PDA phone,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol.45, no.4, pp.347-352, May 2005.
- [6] A. Diallo, C. Luxey, P.L. Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, “Study and reduction of the mutual coupling between two mobile phone PIFAs operating in the DCS1800 and UMTS bands,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.54, no.11, pp.3063-3074, Nov. 2006.
- [7] J. Kim, K. Chung, Y. Ho, and M. Kim, “An LTE-band dual-antenna design with an enhanced antenna efficiency,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E92-B, no.11, pp.3554-3556, Nov. 2009.
- [8] Y. Kim, J. Itoh, and H. Morishita, “Decoupling method between two L-shaped folded monopole antennas for handsets using a bridge line,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol.4, no.7, pp.863-870, July 2010.

- [9] 安部健太, 新井宏之, 満井勉, 竹村暢康, “位相差給電による指向性切替アンテナ,” 信学論 B, vol.J94-B, no.2, pp.156-163, Feb. 2011.
- [10] J. Itoh, N. T. Hung, and H. Morishita, “The mutual coupling reduction between two j-shaped folded monopole antennas for handset,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E94-B, no.5, pp.1161-1167, May 2011.
- [11] S.-W. Su, C.-T. Lee, and F.-S. Chang, “Printed MIMO-Antenna System Using Neutralization-Line Technique for Wireless USB-Dongle Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.60, no.2, pp.456-463, Feb. 2012.
- [12] C. H. See, R. A. Abd-Alhameed, Z. Z. Abidin, N. J. McEwan, and P. S. Excell, “Wideband printed MIMO/Diversity monopole antenna for WiFi/WiMAX applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.60, no.4, pp.2028-2035, Apr. 2012.
- [13] S. Zhang and G. F. Pedersen, “Mutual coupling reduction for UWB MIMO antennas with a wideband neutralization line,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.15, pp.166-169, Feb. 2016.
- [14] J. Thaysen and K.-B. Jakobsen, “Mutual coupling reduction using a lumped LC circuit,” *Int. Symp. Antennas JINA*, pp.492-494, Nov. 2004.
- [15] J. Weber, C. Volmer, K. Blau, R. Stephan, and M.-A. Hein, “Miniaturized antenna arrays using decoupling networks with realistic elements,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.54, no.6, pp.2733-2740, June 2006.
- [16] S.-C. Chen, Y.-S. Yang, and S.-J. Chung, “A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly coupled antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.56, no.12, pp.3650-3658, Dec. 2008.
- [17] K. Kagoshima, S. Obote, A. Kagaya, K. Nishimura, and N. Endo, “An array antenna for MIMO systems with decoupling network using bridge susceptances,” *Wireless*

VITAE, Feb./March 2011.

- [18] 佐藤浩, 小柳芳雄, 小川晃一, 高橋応明, “近接配置 2 素子小形アンテナの 2 周波数低結合化手法,” 信学誌 B, vol.J94-B, no.9, pp.1104-1113, Sept. 2011.
- [19] S. Li, and N. Honma, “Decoupling Network Comprising Transmission Lines and Bridge Resistance for Two-Element Array Antenna,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E97-B, no.7, pp.1395-1402, July 2014.
- [20] L. Zhao, K.-L. Wu, “A Dual-Band Coupled Resonator Decoupling Network for Two Coupled Antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.63, no.7, pp.2843-2850, July 2015.
- [21] T. Miyasaka, H. Sato, M. Takahashi, “A Dual-Band Decoupling Method of 2 Elements MIMO Antennas by Using a Short Stub and a Branch Element,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E102-B, no.8, pp.1763-1770, Aug. 2019.
- [22] N. Michishita, H. Arai, and Y. Kimura, “Mutual coupling characteristics of choke loaded patch array antenna,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88-B, no.1, pp. 411-415, Jan. 2005.
- [23] 佐和山寿, 中林寛暁, “市街地低アンテナ高における空間偏波 MIMO の諸パラメータとチャネル容量,” 信学技報, AP2014-163, vol.114, no.396, pp.13-18, Jan. 2015.
- [24] 岩崎徹, 村田孝雄, “電磁結合型アクティブスロットアレーアンテナの特性,” 信学誌, vol.J85-B, no.9, pp.1575-1582, Sept. 2002.
- [25] 山根貴宏, 長敬三, 恵比根圭雄, “IMT-2000 ブースター装置用アンテナにおける相互結合低減法,” 信学技報, AP2004-49, vol.104, no.201, pp.49-54, July 2004.

- [26] Y.-S. Shin, and S.-O. Park, "Spatial diversity antenna for WLAN application," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol.49, no.6, pp.1290-1294, June 2007.
- [27] X. Yang, Y. Liu, Y.-X. Xu and S.-X. Gong, "Isolation Enhancement in Patch Antenna Array with Fractal UC-EBG Structure and Cross Slot," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.16, pp.2175-2178, May 2017.
- [28] S. Hwangbo, H. Y. Yang, Y.-K. Yoon, "Mutual Coupling Reduction Using Micromachined Complementary Meander-Line Slots for a Patch Array Antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.16, pp.1667-1670, Feb. 2017.
- [29] B. Baharom, M.T. Ali, R.A. Awang, H. Jaafar, "Effect of Slot Structure in Isolation of a Closely-spaced PIFA MIMO Antenna Design for Future 5G Applications," *13th Eur. Conf. Antennas Propag.*, Krakow, Poland, March/Apr. 2019.
- [30] D. Gao, Z. Cao, X. Quan, M. Sun, S. Fu, and P. Chen, "A Low-Profile Decoupling Slot-Strip Array for 2×2 Microstrip Antenna," *IEEE Acces*, vol.8, pp.113532-113542, June 2020.
- [31] 江口勝, 多々良幸亮, 西山英輔, 江頭茂, "無給電素子装荷マイクロストリップアレイアンテナの指向性と配列間隔について," 映像情報メディア学会技術報告, vol.21, no.4, pp.11-14, Jan. 1997.
- [32] 大石崇文, 大館紀明, 尾林秀一, 庄木裕樹, 諸岡翼, "折り返し無給電素子を用いたアンテナ間相互結合の低減," 信学ソ大, B-1-157, Sept. 2007.
- [33] A. C. K. Mak, C. R. Rowell, and R. D. Murch, "Isolation Enhancement Between Two Closely Packed Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.56, no.11, pp.3411-3419, Nov. 2008.
- [34] Z. Li, Z. Du, M. Takahashi, K. Saito, K. Ito, "Reducing Mutual Coupling of MIMO Antennas With Parasitic Elements for Mobile Terminals," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.60, no.2, pp.473-481, Feb. 2012.

- [35] Q. Q. Phung, T. H. Nguyen, N. Michishita, H. Sato, Y. Koyanagi, H. Morishita, “A Study on Decoupling Method for Two PIFAs Using Parasitic Elements and Bridge Line,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E104-B, no.6, pp.630-638, June 2021.
- [36] V. G. Veselago, “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ,” *Soviet Phys. Usp.*, vol.10, no.4, pp.509-514, Jan./Feb. 1968.
- [37] J. B. Pendry, “Negative refraction makes a perfect lens,” *Phys. Rev. Lett.*, vol.85, no.18, pp.3966-3969, Oct. 2000.
- [38] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, “Characteristics of the composite right/left-handed transmission lines,” *IEEE Microw. Wireless Component Lett.*, vol.14, no.2, pp.68-70, Feb. 2004.
- [39] N. Engheta, and R. W. Ziolkowski, “Metamaterials PHYSICS and ENGINEERING EXPLORATIONS,” *Wiley Interscience*, 2006.
- [40] 小塚洋司, “新世代通信技術を見据えたメタマテリアルの現状,” *信学論*, vol.93, no.6, pp.436-439, June 2010.
- [41] 加藤純一, “メタマテリアルの基礎,” *精密工学会誌*, vol.48, no.9, pp.767-772, 2012.
- [42] F. R. Yang, K. P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, “A uniplanar compact photonic-band gap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuits,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.47, no.8, pp.1509-1514, Aug. 1999.
- [43] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surface with a forbidden frequency band,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.47, no.11, pp.2059-2074, Nov. 1999.
- [44] Y. Rahmat-Samii, and H. Mosallaei, “Electromagnetic band-gap structures: classification, characterization, and applications,” *Int. Conf. Antennas Propag.*,

Manchester, United Kingdom, Apr. 2001.

- [45] F. Yang, and Y. Rahmat-Samii, “Application of electromagnetic band-gap (EBG) structures in microwave antenna designs,” *Int. Conf. Microw. Millimeter Wave Tech.*, Beijing, China, Aug. 2002.
- [46] K. Nakano, Y. Kimura, and M. Haneshi, “Application of Electromagnetic Band-Gap (EBG) Structures to Microstripline and Antenna Designs,” *Int. Symp. Antennas Propag.*, Sendai, Japan, pp.437-440, Aug. 2004.
- [47] 岡垣亨, 中野和男, 木村雄一, 羽石操, “EBG 装荷 MSA に関する一検討,” 信学技報, AP2005-127, vol.105, no.467, pp.65-70, Dec. 2005.
- [48] F. Yang, and 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, Oct. 2003.
- [49] 岡垣亨, 木村雄一, 羽石操 “トリプレート線路を用いるドックボーンスロット励振 MSA アレーの相互結合に関する一検討,” 信学総大, B-1-45, March 2006.
- [50] 川上由紀, 堀俊和, 藤本美俊, 山口良, 長敬三, “マッシュルーム型 EBG によるアンテナ結合の抑制効果,” 信学ソ大, B-1-68, Sept. 2007.
- [51] 伊藤淳, 道下尚文, 森下久, “マッシュルーム構造を用いた逆 F アンテナ間の相互結合抑制法,” 信学論, vol.J92-B, no.6, pp.930-937, June 2009.
- [52] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Low frequency plasmons in thin-wire structures,” *J. Phys.: Condens. Matter*, vol.10, no.22, pp.4785-4809, 1998.
- [53] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Magnetism from

- conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.47, no.11, pp.2075-2084, Nov. 1999.
- [54] 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.
- [55] J. B. Pendry, “Negative Refraction Makes a Perfect Lens,” *Phys. Rev. Lett.*, vol.85, no.18, pp.3966-3969, Oct. 2000.
- [56] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, “Experimental Verification of a Negative Index of Refraction,” *Science*, vol.292, pp.77-79, Apr. 2001.
- [57] J. B. Pendry, and S. O’Brien, “Very-Low-Frequency Magnetic Plasma,” *J. Phys.: Condens. Matter*, vol.14, no.32, pp.7409-7416, 2002.
- [58] A. Grbic, and G. V. Eleftheriades, “Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial,” *J. Appl. Phys.*, vol.92, no.10, pp.5930-5935, Nov. 2002.
- [59] C. Caloz, and T. Itoh, “Novel microwave devices and structures based on the transmission line approach of metamaterials,” *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, USA, June 2003.
- [60] 石原照也, “メタマテリアルの技術と応用,” シーエムシ株式会社, 2011.
- [61] 堀越智, 萩行正憲, 田中拓男, 高野恵介, 上田哲也, 図解-メタマテリアル-常識を超えた次世代材料, 日刊工業新聞社, 2013.
- [62] 北野正雄, 杉山和彦, 中西俊博, “メタマテリアル, 光の電子計測, 光時計の研究 -電磁気学と量子力学を基礎として-,” 京都大学電気関係教室・洛友会, vol.37, pp.3-10, Mar. 2017.

- [63] 富岡隆弘, “メタマテリアル関連技術の研究動向と鉄道への応用に関する調査,” *Annual Review*, no.23, pp.31-34, May 2021.
- [64] X. M. Yang, X. G. Liu, X. Y. Zhou, and T. J. Cui, “Reduction of Mutual Coupling Between Closely Packed Patch Antennas Using Waveguided Metamaterial,” *IEEE Antennas Propag. Lett.*, vol.11, pp.389-391, Apr. 2012.
- [65] G. Expósito-Dominguez, J.-M. Fernández-González, P. Padilla, and M. Sierra-Castaner, “Mutual Coupling Reduction Using EBG in Steering Antennas,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.11, pp.1265-1268, Oct. 2012.
- [66] J. Yang, F. Yang, Z. Wang, “Reducing mutual coupling of closely spaced microstrip MIMO antennas for WLAN application,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.10, pp.310-313, Apr. 2011.
- [67] R. Hafezifard, M. Naser-Moghadasi, J. Rashed Mohassel, R. Sadeghzadeh, “Mutual coupling reduction for two closely spaced meander line antennas using metamaterial substrate,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.15, pp.40-43, Apr. 2015.
- [68] H. S. Farahani, M. Veysi, M. Kamyab, and A. Tadjalli, “Mutual Coupling Reduction in Patch Antenna Arrays Using a UC-EBG Superstrate,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.9, pp.57-59, Feb. 2010.
- [69] K. Yu, X. L. Liu, Y. Li, “Mutual Coupling Reduction of Microstrip Patch Antenna Array Using Modified Split Ring Resonator Metamaterial Structures,” *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, San Diego, CA, USA, July 2017.
- [70] J.-Y. Lee, S.-H. Kim, and J.-H. Jang, “Reduction of Mutual Coupling in Planar Multiple Antenna by Using 1-D EBG and SRR structure,” *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol.63, no.9, pp.4194-4198, Sept. 2015.
- [71] E. Saenz, I. Ederra, R. Gonzalo, S. Pivnenko, O. Breinbjerg, and P. de Maagt,

“Coupling Reduction Between Dipole Antenna Elements by Using a Planar Meta-Surface,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.57, no.2, pp.383-394, Feb. 2009.

- [72] K. Yu, X. Li, and X. Liu, “Mutual Coupling Reduction of a MIMO Antenna Array Using 3-D Novel Meta-material Structures,” *Appl. Comput. Electrom. Soc. J.*, vol.33, no.7, pp.758-763, July 2018.
- [73] M. M. Bait-Suwailam, O. F. Siddiqui, and O. M. Ramahi, “Mutual Coupling Reduction Between Microstrip Patch Antennas Using Slotted-Complementary Split-Ring Resonators,” *IEEE Trans. Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.9, pp.876-878, Sept. 2010.
- [74] A. Habashi, J. Nourinia, and C. Ghobadi, “Mutual coupling reduction between very closely spaced patch antennas using low-profile folded split-ring resonators (FSRRs),” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.10, pp.862-865, Aug. 2011.
- [75] 道下尚文, 阿部光功, 山田吉英, 村松潤也, 渡辺俊明, 佐藤和夫, “右手/左手系複合伝送線路で構成される無給電素子によるダイポールアンテナ間相互結合抑制,” *信学論*, vol.J92-B, no.9, pp.1399-1406, Sept. 2009.
- [76] H. Bahrami, M. Hakkak, A. Pirhadi, “Using Complementary Split Ring Resonators (CSRR) to Design Bandpass Waveguide Filters,” *Asia-Pacific Microw. Conf.*, Bangkok, Thailand, Dec. 2007.
- [77] J.-H. Lee, Y.-C. Oh, N.-H. Myung, “A novel compact microstrip bandstop filter based on complementary split-ring resonators,” *Asia-Pacific Microw. Conf.*, Yokohama, Japan, Dec. 2006.
- [78] H.-Y. Zeng, G.-M. Wang, C.-X. Zang, and L. Zhu, “Compact microstrip low-pass filter using complementary split ring resonators with ultra-wide stopband and high selectivity,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol.52, no.2, pp.430-433, Feb.2010.
- [79] O. Luukkonen, F. Costa, C. R. Simovski, A. Monorchio, and S. A. Tretyakov, “A

thin electromagnetic absorber for wide incidence angles and both polarizations,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.57, no.10, pp.3119-3125, Oct. 2009.

- [80] S. A. Treyakov and S. I. Maslovski, “Thin absorbing structure for all incidence angles based on the use of a high-impedance surface,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol.38, pp.175-178, Aug. 2003.
- [81] 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, Dec. 2007.
- [82] J. Shinohara, N. Michishita, Y. Yamada, and H. Hada, “Thin Wave Absorber Composed of Mushroom Structures,” *IEEE AP-S Int. Symp.*, Chicago, IL, pp.1-2, Jul. 2012.
- [83] D. Zhihinh, C. Simovski, P. Belov, and S. Glybovski, “Mushroom high-impedance metasurfaces for perfect absorption at two angles of incidence,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.16, pp.2626-2629, Aug. 2017.
- [84] Y. Ishii, T. Masaki, N. Michishita, H. Morishita, and H. Hada, “Experimental consideration of RCS reduction using thin metasurface,” *IEICE Commun. Express*, vol.6, no.6, pp.249-253, Feb. 2017.
- [85] J. B. Pendry, D. Schurig, and D. R. Smith, “Controlling Electromagnetic Fields,” *Science*, vol.312, no.5781, pp.1780-1782, June 2006.
- [86] D. Schurig, J. B. Pendry, and D. R. Smith, “Calculation of material properties and ray tracing in transformation media,” *Opt. Express*, vol.14, no.21, pp.9794-9804, 2006.
- [87] D. Schurig, J. J. Mock, B. J. Justice, S. A. Cummer, J. B. Pendry, A. F. Starr, and D. R. Smith, “Metamaterial Electromagnetic Cloak at Microwave Frequencies,” *Science*, vol.314, pp.977-980, Nov. 2006.

- [88] S. A. Cummer, B.-I. Popa, D. Schurig, and D. R. Smith, "Full-wave simulations of electromagnetic cloaking structures," *Phys. Rev. E*, vol.74, 036621, 2006.
- [89] 真田篤, 永山務, "変換電磁気学とその応用-透明マントの設計法," 信学技報, MW2012-96, Oct. 2012.
- [90] 真田篤, "座標変換とクローキング," 信学論, vol.96, no.1, pp.46-51, Jan. 2013.
- [91] D. H. Werner, D.-H. Kwon, Transformation Electromagnetics and Metamaterials Fundamental Principles and Applications, *Springer-Verlag*, London, 2014.
- [92] 真田篤, "メタマテリアルの新展開," 通信ソサイエティマガジン, no.33, pp.6-11, 2015.
- [93] A. Alù, "Mantle cloak: Invisibility induced by a surface," *Phys. Rev. B*, vol.80, 245115, 2009.
- [94] P.-Y. Chen and A. Alù, "Mantle cloaking using thin patterned metasurface," *Phys. Rev. B*, vol.84, 205110, 2011.
- [95] Y. R. Padooru, A. B. Yakovlev, P.-Y. Chen, and A. Alù, "Analytical modeling of conformal mantle cloaks for cylindrical objects using sub-wavelength printed and slotted arrays," *J. Appl. Phys.*, vol.112, 034907, 2012.
- [96] A. Monti, J. C. Soric, A. Alù, A. Toscano, and F. Bilotti, "Anisotropic Mantle Cloak for TM and TE Scattering Reduction," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.63, no.4, Apr. 2015.
- [97] P.-Y. Chen, J. Soric, Y. R. Padooru, H. M. Bernety, A. B. Yakolev, and A. Alù, "Nanostructured graphene metasurface for tunable terahertz cloaking," *New J. Phys.*, vol.15, 123029, Dec.2013.
- [98] P. Yuste, J. M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, A. Holding, and E. Ubieda, "A Microwave Invisibility Cloak: The design, simulation, and measurement of a simple and effective frequency-selective surface-based mantle cloak," *IEEE Antennas Propag. Magazine*, vol.60, no.4, June 2018.

- [99] F. F. Qin, Z. Z. Liu, Q. Zhang, and J. J. Xiao, "Mantle Cloaks Based on the Frequency Selective Metasurfaces Designed by Bayesian Optimization," *Science Reports*, vol.8, 14033, 2018.
- [100] 高橋昂大, 安住壮紀, 佐野直樹, 橋本修, "電波吸収体を用いた受信アンテナ間のアイソレーション特性向上に関する検討," 信学技報, MW2011-75, pp.251-256, July 2011.
- [101] 鳥屋尾博, 小林隼人, 安藤利和, 半杭英二, "メタマテリアル技術の EMC 応用と実用化," 通信ソサイエティマガジン, vol.9, no.1, pp.27-32, June 2015.
- [102] J. Zang and N. A. Mortensen, "Ultrathin Cylindrical Cloak," *Prog. Electromagn. Res.*, vol.121, pp.381-389, 2011.
- [103] B. Ivsic, T. Komljenovic, and Z. Sipus. "Optimization of Uniaxial Multilayer Cylinder Used for Invisible Cloak Realization," *IEEE Trans. Antennas. Propag.*, vol.58, no.10, pp.3397-3401, Oct. 2010.
- [104] 東條敦, 藤井高志, 加藤千晴, 坂部行雄, 北野正雄, "積層セラミックコンデンサによるメタマテリアルの可能性," 信学総大, C-2-81, Mar. 2008.
- [105] 東條敦, 藤井高志, 加藤千晴, 坂部行雄, 北野正雄, "積層セラミックコンデンサの新しい共振モード~メタマテリアルへの応用~," 信学技報, MW2008-149, Dec. 2008.
- [106] 東條淳, "チップコンデンサの周期配置による SAR の抑制," 信学論, vol.J99-C, no.9, pp.417-424, Sept. 2016.
- [107] 東條 淳, "メタマテリアルによる SAR 抑制方法," 信学ソ大, BCS-1-3, Sept. 2014
- [108] B. A. Munk, Frequency Selective Surface- Theory and Design, *John Wiley & Sons, Inc.*, 2000.

- [109] A. Monti, A. Toscano, and F. Bilotti, “Metasurface Mantle Cloak for Antenna Applications,” *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, Chicago, IL, USA, July 2012.
- [110] A. Monti, J. Soric, A. Alù, F. Bilotti, A. Toscano, and L. Vegni, “Overcoming Mutual Blockage Between Neighboring Dipole Antennas Using a Low-Profile Patterned Metasurface,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.11, pp.1414-1417, Dec. 2012.
- [111] H. M. Bernety, and A. B. Yakovlev, “Reduction of Mutual Coupling Between Neighboring Strip Dipole Antennas Using Confocal Elliptical Metasurface Cloaks,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.63, no.4, pp.1554-1563, Apr. 2015.
- [112] 山本博李, “セラミック電子部品と材料の技術開発,” シーエムシー株式会社, 2005.
- [113] 株式会社 村田製作所, “エレクトロニック産業を支える-セラミックコンデンサの基礎と応用,” オーム株式会社, 2003.
- [114] 宇野亨, 道下尚文, *メタマテリアルアンテナの基礎*, コロナ社, 2021.
- [115] 小西良弘, “実用 マイクロ波技術講座 理論と実際第4巻,” 日刊工業新聞社, pp.264-266, 2001.
- [116] I. J. Bahk, *Lumped Element for RF and Microwave Circuits, Handbook of Sensory Physiology*, Artech House, 2003.
- [117] 橋本修, “電波吸収体の技術と応用,” シーエムシー株式会社, 1999.
- [118] 清水康敬, “最新 電磁波の吸収と遮蔽,” 日経技術図書株式会社, 1999.
- [119] N. Kinai, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Dual-polarized metasurfaces composed of multi-layered ceramic capacitors,” *Int. Symp. Antennas Propag.*, Busan, Korea, Oct. 2018.

- [120] N. Kinai, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Monostatic RCS measurement of metasurfaces using multi-layer ceramic capacitors,” *IEEE Conf. Antenna Meas. & Appl.*, Vasteras, Sweden, Nov. 2018.
- [121] 森孝幸, 渡辺宅治, “タイム・ドメイン機能による電波吸収体の反射減衰量の測定,”*信学論*, vol.J73-B-II, no.2, pp.124-126, Feb. 1990.
- [122] グェントゥワンハン, 道下尚文, 森下久, “積層セラミックコンデンサを用いた小形メタマテリアル構造,” *信学ソ大*, B-1-127, Sep. 2013.
- [123] グェンタインビン, “積層セラミックコンデンサからなるメタマテリアルによる屈折率制御に関する研究,” *理工学研究科前期課程第 56 期 修士論文*.

研究業績

本研究に関する発表論文

- (1) T. B. Nguyen, N. Kinai, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Negative effective permeability metamaterial using multi-layer ceramic capacitors,” *IEICE Commun. Express*, vol.X8-B, no.12, pp.480-484, Dec. 2019.
- (2) T. B. Nguyen, N. Kinai, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Dual-Polarized Metasurface Using Multi-Layer Ceramic Capacitors for Radar Cross Section Reduction,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E103-B, no.8, pp.852-859, Aug. 2020.
- (3) T. B. Nguyen, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Metasurface using multi-layer ceramic capacitors for monostatic radar cross section reduction with broader bandwidth,” *IEICE Commun. Express*, vol.10, no.9, pp.733-738, Sep. 2021.
- (4) T. B. Nguyen, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Mantle-Cloak Antenna by Controlling Surface Reactance of Dielectric Loaded Dipole Antenna,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E105-B, no.3, pp.275-284, Mar. 2022.
- (5) T. B. Nguyen, H. Hashiguchi, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Cylindrical Cloaking based on Control Arrangement Density of Multilayer Ceramic Capacitors,” *J. Adv. Simul. Sci. Eng*, vol.9, no.1, pp.48-64, Jan 2022.

国際会議発表

- (1) T. B. Nguyen, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Left-Handed Metamaterial Composed of Multi-Layer Ceramic Capacitors and Strip Conductors,” *Vietnam-Japan International Symposium on Antennas and Propagation*, Da Nang, Vietnam, pp.25-27, May 2018.
- (2) T. B. Nguyen, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, M. and Tadokoro, “Thin Cylindrical Cloak Using Multi-Layer Ceramic Capacitors,” *International Symposium on Antennas and Propagation*, Busan, Korea, pp.411-412, Oct. 2018.
- (3) T. B. Nguyen, N. Kinai, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Negative Effective Permeability Material Composed of Multi-Layer Ceramic

- Capacitors,” *Asia-Pacific Microwave Conference*, Kyoto, Japan, pp.1-3, Nov. 2018.
- (4) T. B. Nguyen, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Cylindrical Cloak by Controlling Arrangement Density of Multi-Layer Ceramic Capacitors,” *URSI-Japan Radio Science Meeting*, Tokyo, Japan, BP-1, Sep.2019.
- (5) T. B. Nguyen, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Dipole Antenna Using Mantle Cloak for Reducing Monostatic RCS at Close Frequency,” *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Montreal, Quebec, Canada, pp.795-796, July 2020.
- (6) T. B. Nguyen, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Thin Cylindrical Cloak by Controlling Arrangement Density of Multi-Layer Ceramic Capacitors,” *IEEE International Workshop Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition*, Penghu, Taiwan, SSA2-011, Aug. 2020.
- (7) T. B. Nguyen, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Realization of Optimized Cylindrical Cloak Using Multi-Layer Ceramic Capacitors,” *International Symposium on Antennas and Propagation*, Osaka, Japan, pp.25-26, Jan. 2021.
- (8) T. B. Nguyen, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Mantle Cloak Antenna for Reducing Mutual Coupling at Close Frequency,” *The 15th European Conference on Antennas and Propagation*, Dusseldorf, Germany, CS31.4, Mar. 2021.
- (9) T. B. Nguyen, H. Hashiguchi, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Mantle Cloak Antenna Using Strip Conductors for Mutual Coupling Reduction at Frequency Lower Than Operating Frequency,” *International Symposium on Antennas and Propagation*, Taipei, Taiwan, Fr-2-4-4, Oct. 2021.
- (10) T. B. Nguyen, H. Hashiguchi, N. Michishita, H. Morishita, T. Miyazaki, and M. Tadokoro, “Mantle Cloak Antenna with Rejection Band at Lower Frequency Side of Operating Frequency,” *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Singapore, pp.2018-2019, Dec. 2021.

研究会等

- (1) グエンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “積層セラミックコンデンサを用いたメタ表面の実効誘電率および透磁率,” 電子情報通信学会 2017年ソサイエティ大会, B-1-65, Sep. 2017.
- (2) グエンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “積層セラミック

- クコンデンサとストリップ導体からなる負屈折率媒質,” 電子情報通信学会 2018 年総合大会, B-1-54, Mar. 2018.
- (3) 木内尚之, グェンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “積層セラミックコンデンサとストリップ導体からなる負屈折率媒質,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2018-8, pp.37-40, Apr. 2018.
 - (4) グェンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “積層セラミックコンデンサを用いた円筒クローキング,” 電子情報通信学会 2018 年ソサイエティ大会, B-1-50, Sep. 2018.
 - (5) グェンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “積層セラミックコンデンサを用いた薄型円筒クローキング,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2018-129, pp.157-160, Nov. 2018.
 - (6) グェンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “積層セラミックコンデンサの配置密度を制御した円筒クローキング,” 電子情報通信学会 2019 年ソサイエティ大会, B-1-94, Sep. 2019.
 - (7) グェンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “マントルクロークを用いたダイポールアンテナ,” 電子情報通信学会 2020 年総合大会, B-1-36, Mar. 2020.
 - (8) グェンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “ストリップ導体を用いたマントルクロークアンテナ,” 電子情報通信学会 2020 年ソサイエティ大会, B-1-27, Sep. 2020.
 - (9) グェンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “誘電体で被覆したダイポールアンテナの表面リアクタンスを制御したマントルクロークアンテナ,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2020-73, pp.1-6, Nov. 2020.
 - (10) グェンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “積層セラミックコンデンサの配置密度制御による最適化された円筒クローキングの実現,” 日本シミュレーション学会技術研究報告, JSST-MDMC2020-1-05, pp.30-33, Dec. 2020.
 - (11) グェンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “動作帯域より低周波側に阻止帯域を有するマントルクロークアンテナ,” 電子情報通信学会 2021 年総合大会, B-1-101, Mar. 2021.
 - (12) グェンタインビン, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “マントルクロークを用いたダイポールアンテナ間の相互結合低減,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP 2021-10, pp.7-11, May 2021.
 - (13) グェンタインビン, 橋口弘, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “積層セラミックコンデンサの配置密度を制御した円筒クローキングの測定,” 無線端末・アンテナシステム測定技術研究会, AMT 2021-4, pp.31-35, June 2021.

- (14) グェンタインビン, 橋口弘, 道下尚文, 森下久, 宮崎輝樹, 田所真人, “積層セラミックコンデンサの配置密度を制御した円筒クローキングの測定,” 電子情報通信学会 2021 年ソサイエティ大会, B-1-62, Sep. 2021.

表彰等

- (1) 電子情報通信学会 アンテナ・伝播研究専門委員会学生奨励賞, 東京, June 2019.
- (2) 公益財団法人 NEC C&C 財団 国際会議論文発表者助成, Apr. 2020.
- (3) 2021 IEEE AP-S Japan Student Award, Tokyo, Dec. 2021.
- (4) 電子情報通信学会 アンテナ・伝播研究専門委員会若手奨励賞, 東京, Dec. 2021.

その他（技術講演）

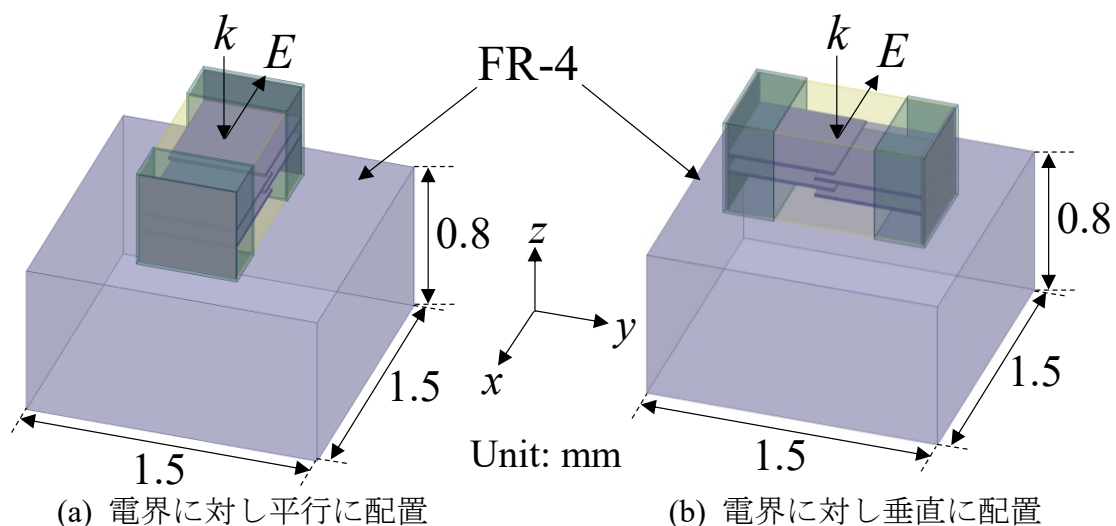
- (1) グェンタインビン, 道下尚文, 森下久, “クローキング技術を用いた電磁波制御,” 防衛装備庁第 16 回レーダ関連分科会, Feb. 2020.

付録

付録 A. MLCC を用いた偏波共用電波吸収体

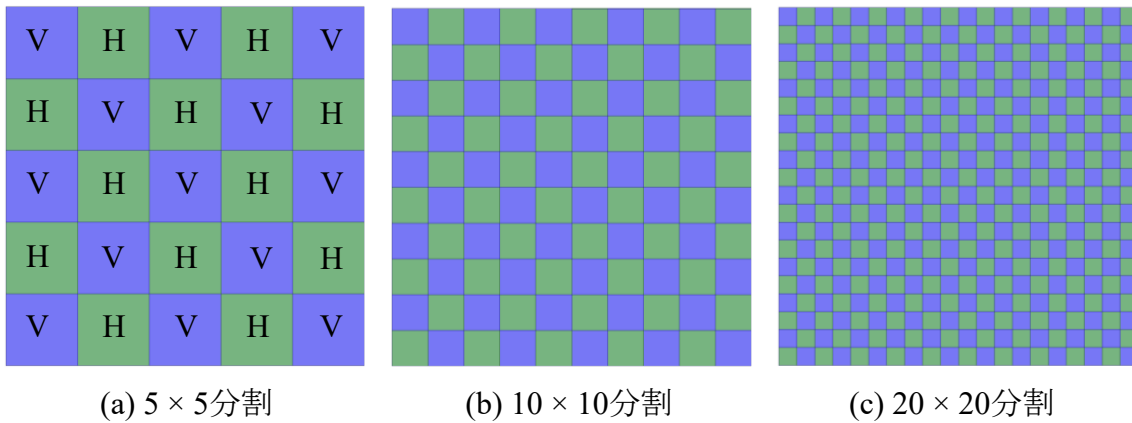
第3章では，誘電体基板の上に MLCC を一定配列することで，偏波依存電波吸収体を設計した．次に，MLCC を用いた電波吸収体を偏波共用化することを考える．磁束が MLCC の内部電極間を貫く場合に減衰が生じることから，偏波共用とするためには MLCC の向きを変えて配列することで実現することができる．

MLCC を用いた偏波共用電波吸収体の単位セル構造を図 A.1 に示す．図 A.1(a) は入射電界に対し MLCC を平行に配置した場合，図 A.1(b) は入射電界に対し MLCC を垂直に配置した場合である．MLCC 構造と誘電体基板は第3章で使用したものと同様であり，単位セル構造の周期長を 1.5 mm とする．また，電波吸収体サイズは第3章の偏波依存電波吸収体と同様に 150 mm × 150 mm とする．



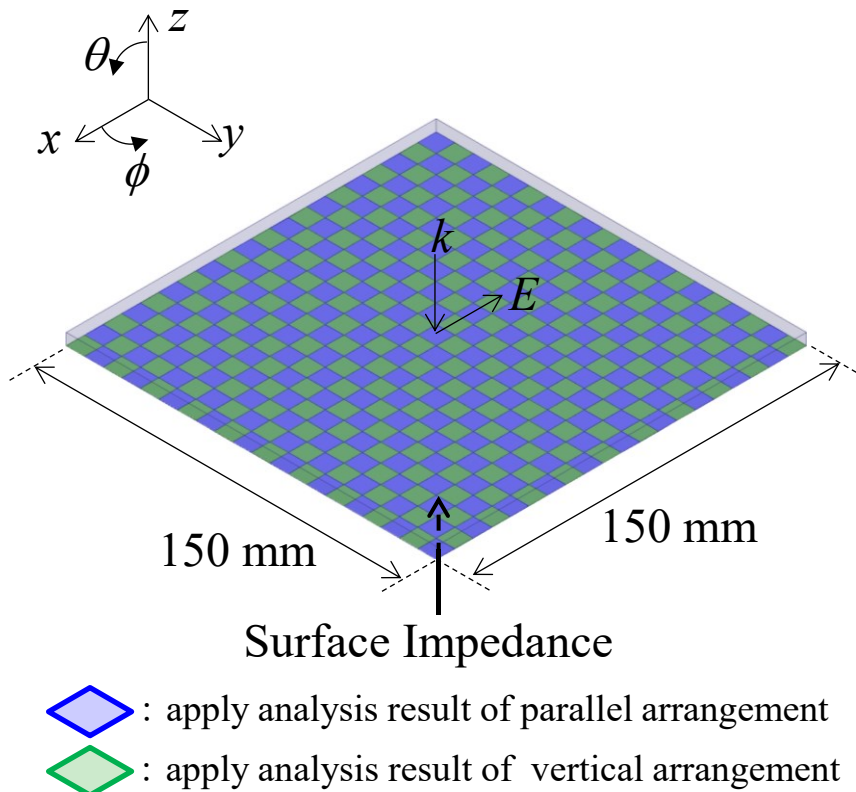
図A.1 偏波共用電波吸収体の単位セル構造

偏波共用電波吸収体の配列パターンを図A.2に示す．図A.2(a)のVで示す区画には，図A.1(a)のように電界に対し平行に配置されたMLCCを周期配列し，Hで示す区画には，図A.1(a)のように電界に対し垂直に配置されたMLCCを周期配列する．また，1区画に配列するMLCCの数は20セル×20セルとする．同様に，図A.2(b)および図A.2(c)の1区画には10セル×10セルおよび5セル×5セル配列する．また，単位セル構造の周期長は1.5 mmであるため，それぞれの電波吸収体には10,000個のMLCCが配列されることになる．偏波共用電波吸収体を市松模様の区画数ごとに5×5分割，10×10分割，20×20分割とする．



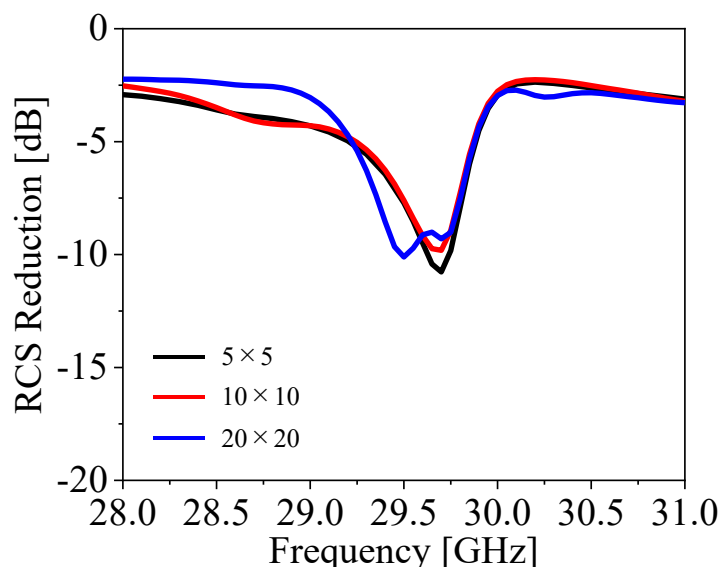
図A.2 MLCCを用いた偏波共有電波吸収体

市松模様に配列された有限構造の解析に要する計算時間が膨大となるため、表面インピーダンス境界条件を用いて解析を行う。図A.3に表面インピーダンス境界条件を用いた市松模様の解析モデルを示す。まず、図A.1に示す2種類の単位セル構造のインピーダンスを解析し、得られた結果を境界条件として電波吸収体の底面に適用する。ここで、青で示す区画は図A.1(a)の単位セル構造のインピーダンス、緑で示す区画は図A.1(b)の単位セル構造のインピーダンスをそれぞれ適用している。



図A.3 表面インピーダンス境界条件を用いた市松模様の解析モデル

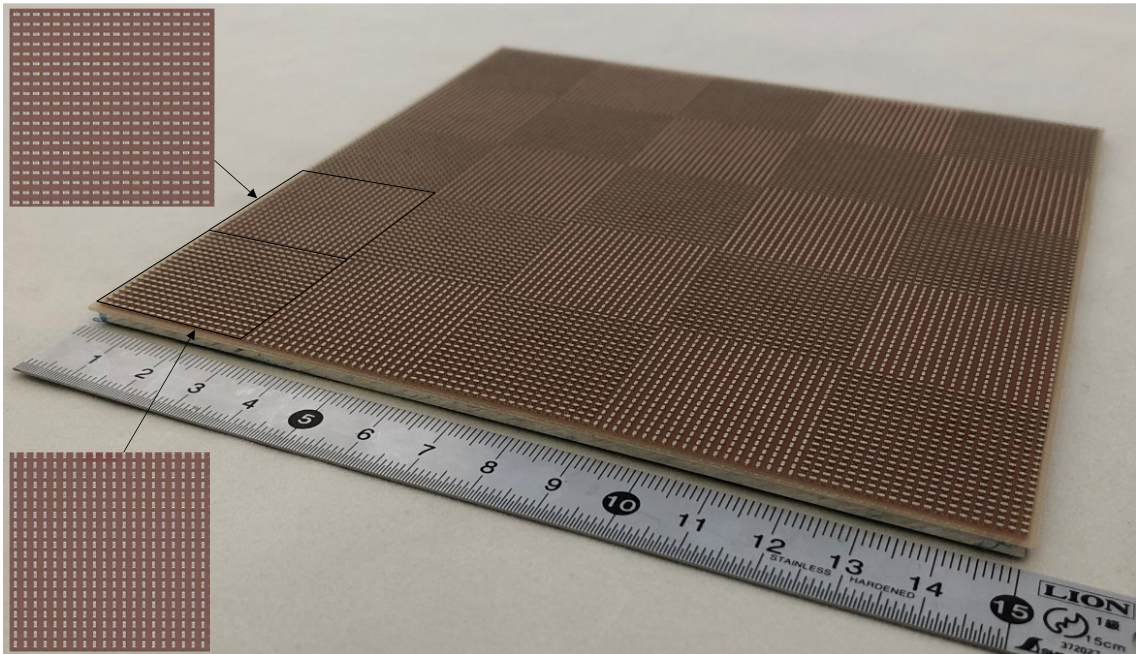
表面インピーダンス境界条件を用いた市松模様の解析結果を図A.4に示す。市松模様配列した場合、29.5 GHz付近でモノスタティックRCS値の減衰が確認できる。しかし、第3章の偏波依存電波吸収体と比較すると、モノスタティックRCS減衰量は小さく、約10 dBとなる。



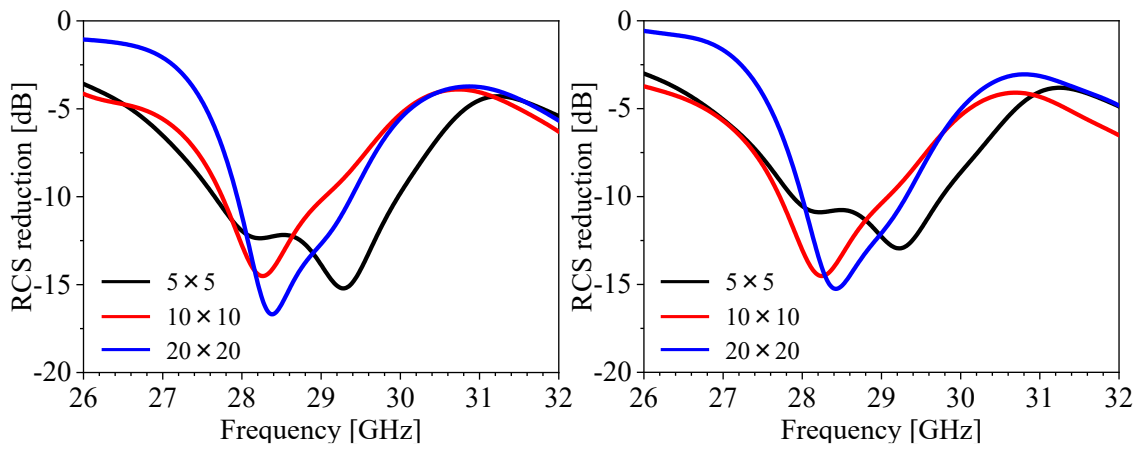
図A.4 表面インピーダンス境界条件を用いた市松模様の解析結果

次に、MLCCを用いた偏波共用電波吸収体を試作し、測定を行う。図A.5に5×5分割の試作構造を示す。偏波共用電波吸収体の大きさは150 mm×150 mm、単位セル構造の周期長は1.5 mm、厚さ0.8 mmのFR-4基板上に10,000個のMLCCが配列されている。また、基板の裏面に同サイズの銅板を取り付けている。図A.6に偏波共用電波吸収体のモノスタティックRCSの減衰特性の測定結果を示す。図A.6(a)はTE入射時のモノスタティックRCSの減衰特性であり、どの配列パターンでも29.5 GHz付近においてRCS値が約15 dB減衰していることを確認できる。図A.6(b)はTM入射時のモノスタティックRCSの減衰特性であり、図A.6(a)の結果と比較するとほぼ一致していることがわかる。また、測定結果は設計周波数よりも約0.5 GHz低周波化しているが、減衰量はほぼ一致していることがわかる。

図A.7にモノスタティックRCSのパターンの測定結果を示す。測定周波数は、RCS減衰量が最大となる周波数とした。5×5、10×10、20×20に分割された市松模様の場合、TE入射、TM入射ともにモノスタティックRCSパターンは一致しており、モノスタティックRCS値は、それぞれ2.6 dBsm, 3.0 dBsm, 0.8 dBsmとなる。また、 $f = \pm 4^\circ, \pm 20.5^\circ, \pm 45.25^\circ$ に別のピークが確認できる。これは市松模様配列したことによりグレーティングローブが発生していると考えられる。



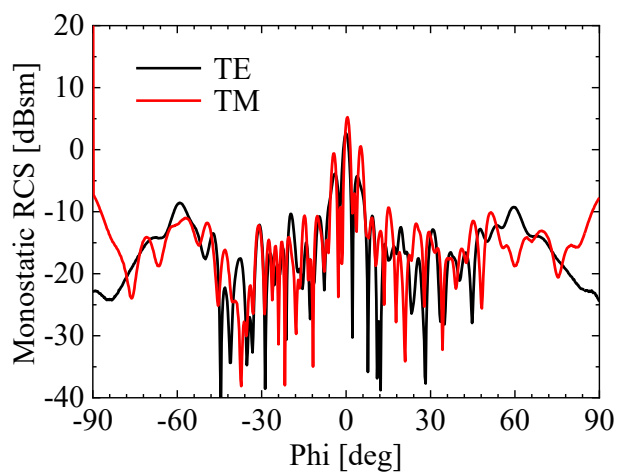
図A.5 偏波共用電波吸収体の試作構造(5×5分割)



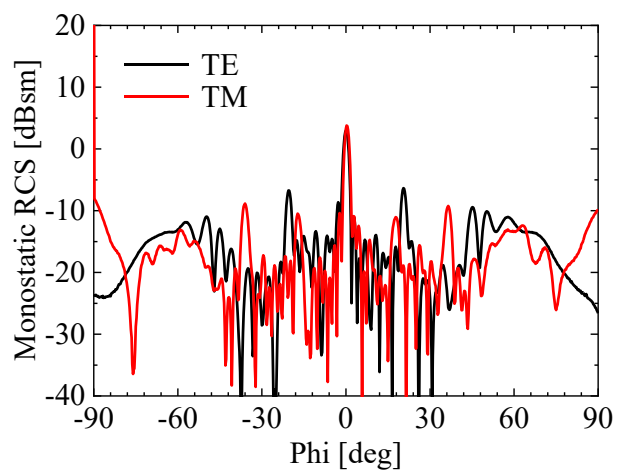
(a) TE入射

(b) TM入射

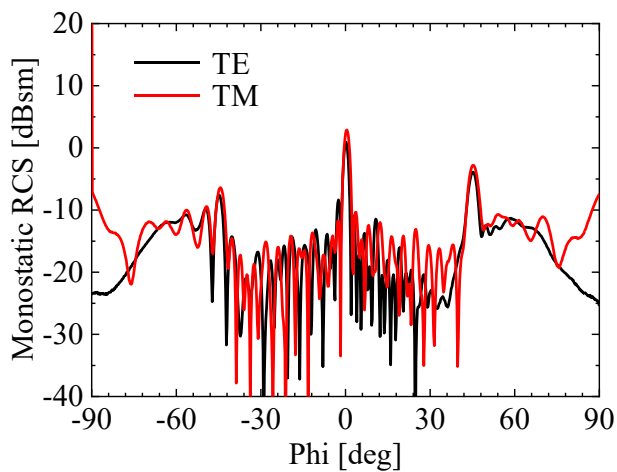
図A.6 モノスタティックRCS減衰特性の測定結果



(a) 5×5 分割



(b) 10×10 分割



(c) 20×20 分割

図A.7 モノスタティックRCSパターンの測定結果

付録 B. MLCC を用いた広帯域電波吸収体

付録 A では，誘電体基板の上に MLCC を市松模様に配列することで，偏波共用電波吸収体を設計し，29 GHz 付近でモノスタティック RCS 減衰していることを確認できた．29 GHz で減衰しているのは MLCC の共振効果によるものと考えられる．一方，第 3 章で述べたように，入射電界に対し MLCC を平行に配置した場合，MLCC が共振するが，MLCC を垂直に配置すると MLCC が反応せず，金属板のように反射する．したがって，MLCC を市松模様に配列すると，反応する MLCC と反応しない MLCC の反射位相差が 180° となり，反射波を打ち消すことで広帯域電波吸収体を実現できる可能性がある．そこで，本付録では，MLCC を用いた広帯域電波吸収体について検討する．

まず，第 3 章で試作した偏波依存電波吸収体を用いて，TE および TM 入射時の反射位相を測定する．次に，付録 A で使用した 2 種類の単位セル構造の反射位相を解析し，測定結果と比較する．図 B.1 に単位セル構造の反射位相差の比較を示す．測定結果では，34 GHz から 40 GHz の範囲で反射位相差は約 180° となっていることを確認できる．解析結果では，測定結果とほぼ同じ傾向であるが，測定結果の位相差より小さいことがわかる．そこで，MLCC の内部構造を再設計した．

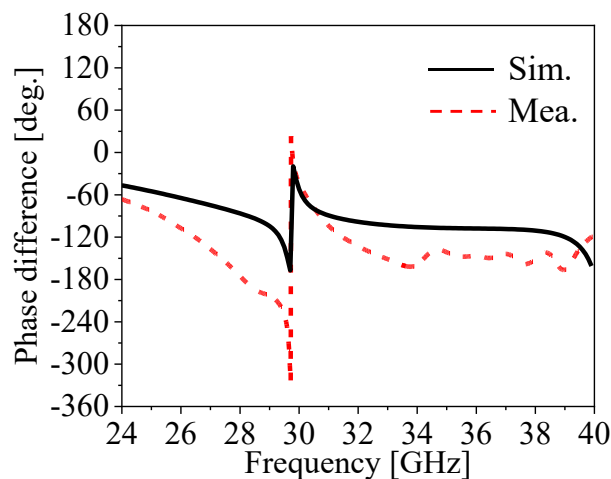


図 B.1 単位セル構造の反射位相

MLCC の外径寸法は $0.52 \text{ mm} \times 0.52 \text{ mm} \times 1.04 \text{ mm}$ であり，セラミック誘電体，メッキ，障壁，外部電極および内部電極によって構成されている．MLCC の内部電極および外部電極は銅，障壁はニッケル，メッキ部分はスズの材質がモデル化されている．内部誘電体の比誘電率は 21 であり，メッキ部分の長さは 0.28 mm である．長さ 0.585 mm の内部電極を 2 枚 1 組として平行平板コンデンサを形成

し、上下に2組を配置した。また、電極幅、電極の厚みおよび電極間隔をパラメータとしてそれぞれ w , t , g とした。単位セル構造を図 B.3 に示す。付録 A と同様に、単位セル構造は入射電界に対し平行に配置した構造と入射電界に垂直に配置した構造の2種類である。単位セル構造の周期長を 1.5 mm とし、誘電体の底面に PEC を設定している。

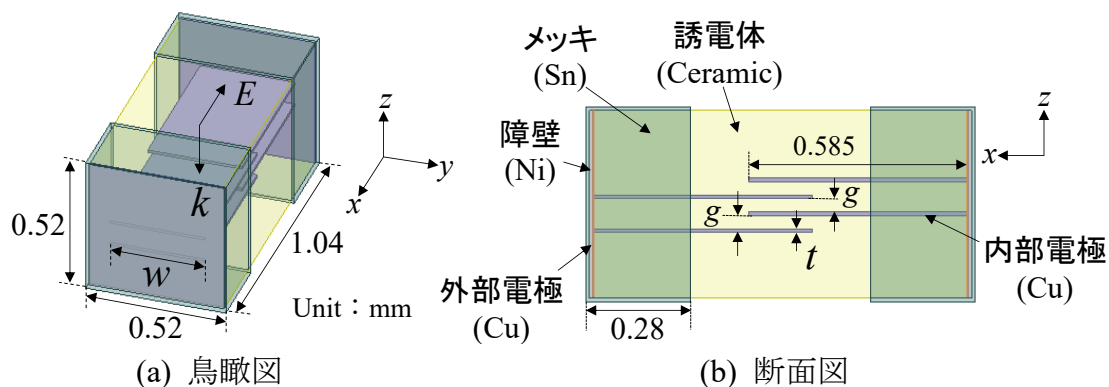


図 B.2 MLCC の構造

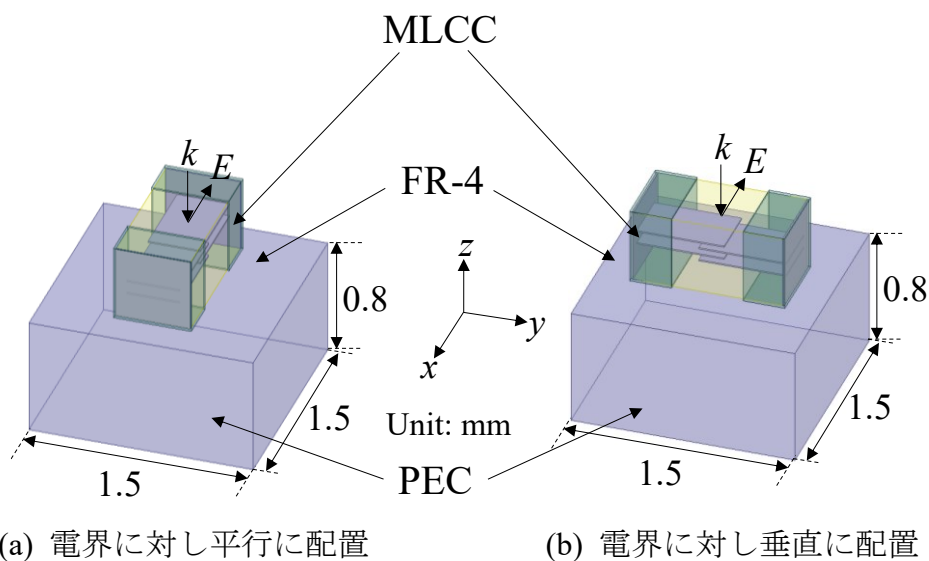


図 B.3 単位セル構造

次に、MLCC の内部構造パラメータの変化による単位セル構造の反射位相差特性を調べる。

$g = 0.035\text{ mm}$, $t = 0.01\text{ mm}$ を固定し、 w を 0.4 mm から 0.5 mm まで変化させたときの反射位相差を図 B.4(a) に示す。 w を小さくすると、MLCC の共振周波数は変化し、高周波側の反射位相差が増加する。

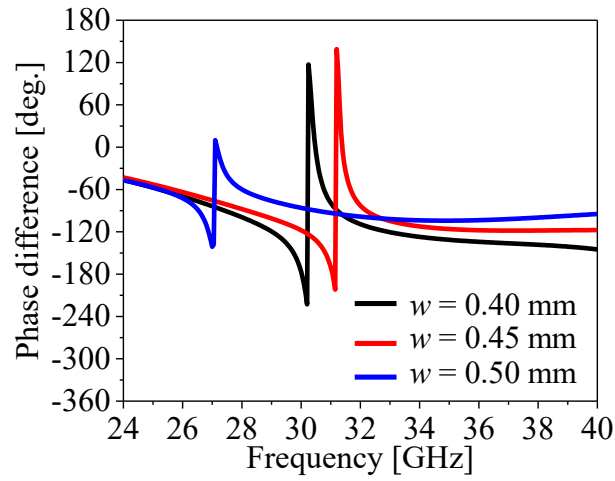
$w = 0.5\text{ mm}$, $t = 0.01\text{ mm}$ を固定し、 g を 0.03 mm から 0.04 mm まで変化させたときの反射位相差を図 B.4(b) に示す。 g を大きくすると、MLCC の共振周波数が高周波化し、反射位相差はほぼ変化しない。

$w=0.5\text{ mm}$, $g=0.035\text{ mm}$ を固定し, t を 0.005 mm から 0.015 mm まで変化させたときの反射位相差を図 B.4(c)に示す. t を大きくすると, MLCC の共振周波数が低周波化し, 反射位相差はほぼ変化しない.

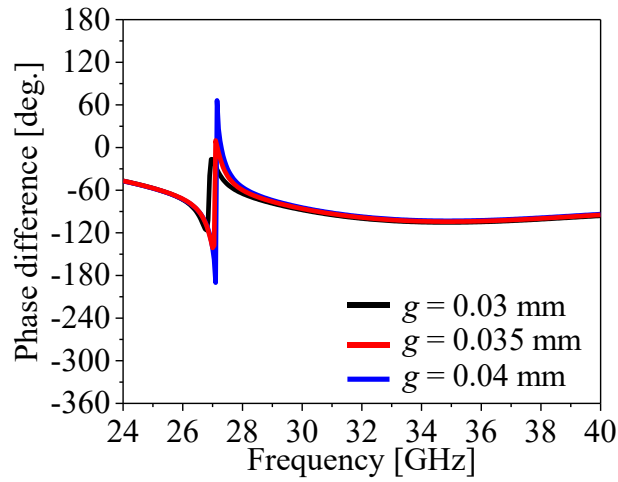
以上のことから, g と t を調整することで, MLCC の共振周波数を制御でき, w を調整することで単位セル構造の反射位相差を制御できることがわかった. そこで, 29 GHz 付近で共振する MLCC と反射位相差が 180° の単位セル構造を実現するために, w, g および t を最適化した. その結果, $w=0.35\text{ mm}$, $g=0.035\text{ mm}$ および $t=0.01\text{ mm}$ は最適値である.

$w=0.35\text{ mm}$, $g=0.035\text{ mm}$ および $t=0.01\text{ mm}$ としたときの単位セル構造の反射位相差を図 B.5 に示す. 図 B.5 から, MLCC が 29.6 GHz 付近で共振しており, 34 GHz から 40 GHz の範囲で反射位相差は約 180° となり, 測定結果とほぼ一致していることがわかる.

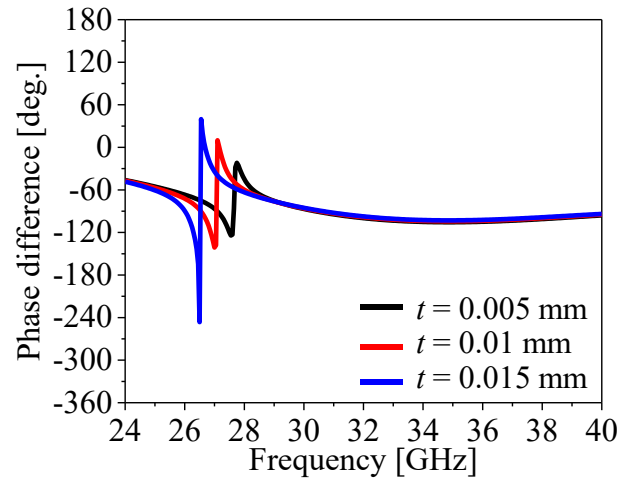
付録 A のように, MLCC を市松模様に配列し, 5×5 分割, 10×10 分割, 20×20 分割の 3 種類の電波吸収体を設計した. 電波吸収体のサイズは $150\text{ mm} \times 150\text{ mm}$ である. 表面インピーダンス境界条件を用いて, 電波吸収体のモノスタティック RCS 減衰量を解析した. 図 B.6 にモノスタティック RCS 減衰特性の解析結果と測定結果を示す. 解析結果では, 29 GHz 付近においてモノスタティック RCS 値が減衰しており, 34 GHz から 40 GHz においてモノスタティック RCS 減衰量は 10 dB 以上となる. 提案した電波吸収体の帯域幅は約 16.2% である. 反射位相差が 180° となると, 2 つの単位セル構造の位相振る舞いの違いを利用して, エネルギーがリダイレクトされるため, 反射波はお互いに打ち消しあっていると考えられる. 測定結果では, 29 GHz 付近と 34 GHz から 40 GHz の範囲においてモノスタティック RCS 値が減衰していることが確認できる. 34 GHz から 40 GHz の範囲において, モノスタティック RCS 減衰量の測定結果は解析結果よりやや小さいことがわかる. 反応する MLCC には損失があるため, 反応する MLCC からの反射波のレベルが小さくなり, 反射波が打消す量が減少したと考えられる. しかし, モノスタティック RCS 減衰量の測定結果は約 10 dB であるため, 測定結果は解析結果とほぼ一致していることがわかる.



(a) w の変化による影響



(b) g の変化による影響



(c) t の変化による影響

図 B.4 MLCC の内部構造パラメータの変化による反射位相差特性

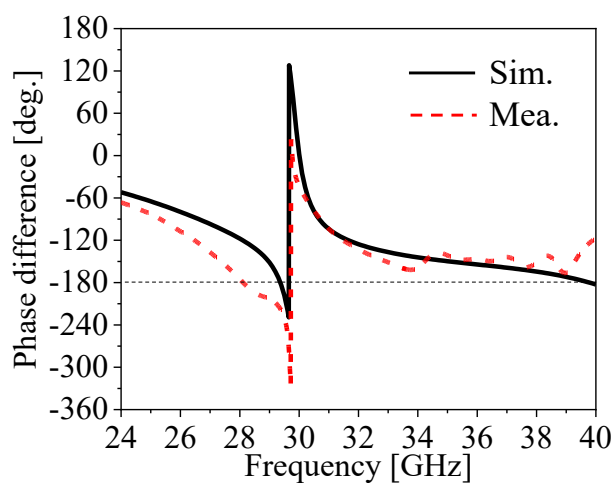
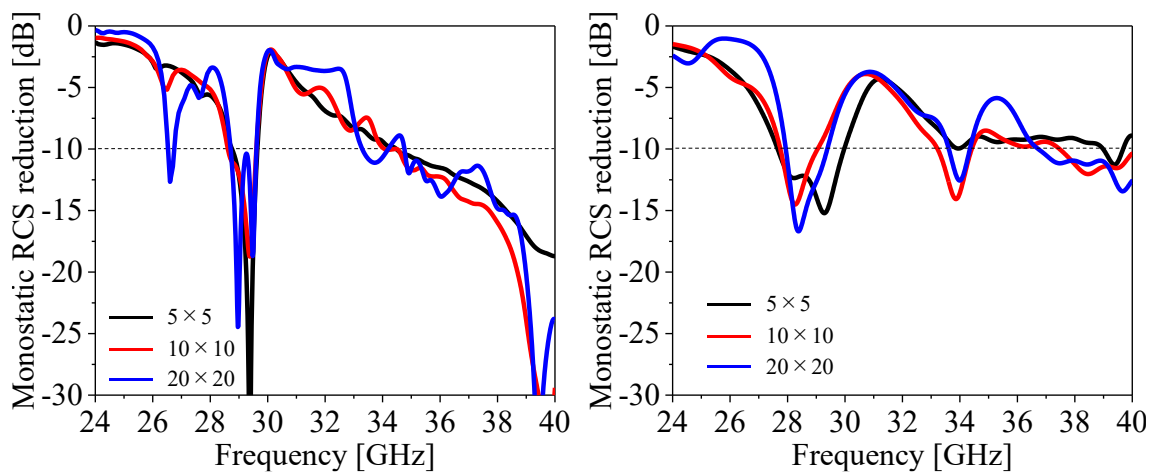


図 B.5 反射位相差の解析結果と測定結果の比較



(a) 解析結果

(b) 測定結果

図 B.6 モノスタティック RCS 減衰特性