

博士論文

周期構造体を用いた電波伝搬の制御
Control of EM wave propagation
using periodic structure

指導教員 新井 宏之 教授

令和2年9月24日提出

横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻

電気電子ネットワークコース
学籍番号 17SD107 篠崎 友花

要約

無線通信を利用する場面が急増するにつれ、利用する電波をあらゆる面で制御する必要が出てくる。本研究では「電波を平面内で伝送させる」、「電波の反射を抑える」、「電波の伝搬方向を制御する」を目的として検討を進めた。本論文ではそれぞれの目的を達成させるパッシブデバイスを提案する。電波を平面内で伝送させるために、マイクロストリップ型共振器からなる平面導波路を提案した。4ポートのバンドパスフィルタを最小単位構造とし、それを1次元にアレー化したものをフリーアクセス伝送線路、2次元にアレー化したものをフリーアクセス伝送マットと呼ぶ。アンテナと平面導波路の共振器が結合することで、本来空間中を伝送する電波を伝送線路もしくは伝送マット内に閉じ込める。このとき平面導波路と結合させるために専用のアンテナやコネクタを必要とせず、任意のアンテナを使用できる。また共振器との結合量はアンテナの偏波に依存しない。

電波の反射を抑えるためには、周波数選択表面（FSS：Frequency Selective Surface）と誘電体基板および金属板を用いた電波吸収体を作成した。これはFSSと誘電体により入射平面波とインピーダンス整合を取ることで反射を抑制する。FSS、誘電体、金属板の積層構造となっているため、入射平面波が背面に透過することはない。FSSには真円のパッチに8本のノッチを等間隔の放射状に入れた。この形状にすることにより入射平面波の偏波に因らず安定した吸収を実現した。

電波の伝搬方向の制御には、非相反空間バンドパスフィルタを提案した。これは磁化されたフェライトと構造の非対称性を利用し空間バンドパスフィルタの透過量を電波の入射方向によって変えるものである。構造体は平面波の入射方向両面にある正方形のパッチと誘電体と地板、4つの穴の開いた金属板、穴を貫通しパッチ同士を接続する4本の金属棒、金属棒と金属片を穴内部で接続する4つの金属片、金属板の穴内部で金属棒を取り囲み金属片を挟むように配置されている8つのフェライトから構成されている。各金属棒を中心として金属片を回転させることで構造に非対称性を付与している。入射方向による透過係数の差は磁化されたフェライトによる磁気損失が構造体内部の伝搬方向によって異なることを利用している。

いずれも単位構造を2次元にアレー化することによって目的を達成しており、論文内では解析及び実験結果についてまとめた。

目次

第1章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	研究目的と論文構成	3
	参考文献	3
第2章	フリーアクセス伝送マット	6
2.1	研究背景	6
2.1.1	先行研究	7
2.1.2	本章の構成	9
2.2	ユニットセル	10
2.2.1	従来構造	10
2.2.2	提案構造	13
2.3	一次元アレー	19
2.3.1	伝送線路とアンテナ1つとの結合	19
2.3.2	伝送線路上の2つのアンテナ間の結合	22
2.4	二次元アレー	25
2.4.1	伝送マットとアンテナ1つとの結合	25
2.4.2	伝送マット上の2つのアンテナ間の結合	25
2.5	結論	29
	参考文献	29
第3章	FSS 電波吸収体	32
3.1	研究背景	32
3.2	等価回路	34
3.3	8本ノッチ FSS 電波吸収体	38
3.3.1	解析によるノッチ数決定	38
3.3.2	反射特性 (解析・実験)	44

3.3.3	散乱特性（実験）	48
3.3.4	斜入射特性（実験）	48
3.3.5	簡易実験の提案	53
3.4	花形 FSS 電波吸収体	55
3.4.1	反射特性	55
3.4.2	斜入射特性	55
3.5	結論	59
参考文献		59
第 4 章	非相反空間バンドパスフィルタ	63
4.1	研究背景	63
4.2	設計	68
4.2.1	相反空間バンドパスフィルタ	68
4.2.2	非相反空間バンドパスフィルタへの拡張	71
4.3	非相反の要因	74
4.3.1	フェライトの物性値による非相反性の変化	74
4.3.2	金属片による非相反性の変化	78
4.4	実験	84
4.4.1	磁界の印加方法	84
4.4.2	磁石による磁界の強さの解析	90
4.4.3	実測	94
4.5	結論	98
参考文献		99
第 5 章	結論	101
謝辞		102
研究業績		103

第 1 章

序論

1.1 研究背景

ジェームズ・クラーク・マクスウェルがマクスウェルの方程式を導き、ハインリヒ・ルドルフ・ヘルツが電磁波を証明し、グリエルモ・マルコーニが大西洋横断無線通信を成功させてから 100 年と少し、今や無線通信が使われない日はない。身近なところではテレビや照明器具のリモコン、自動車のキーレスエントリーや電波時計などスマートフォンによる音声・データ通信以外にも無数の無線通信が意識せずに行われている。少し距離の離れたところでは人工衛星や宇宙探査機と地球局との通信は無線であるし、航空機のパイロットと航空管制官が交信するのも無線である (図 1.1[1])。当然、数多の電波を安全に同時に使用すべく様々な工夫がなされている。例えば使用用途によって周波数を指定・制限したり、通信方式を変えたり、電波の指向性を制御したりなどがその代表例である。しかしそれらのアクティブデバイス側での制御だけで安全で安定した通信を実現するには限界がある。電波の飛んでいない実験室を作るには実験室に向けてすべての電波が飛ばないように環境を整えるよりもそもそも電波が入り込めない部屋を作る方が、電波を反射しないように高い建物を建てないよりも建物の壁を電波を反射しにくいものに変える方が現実的である。本研究ではアクティブデバイス側の工夫では困難な電波の伝搬を制御できるパッシブデバイスについて研究する。

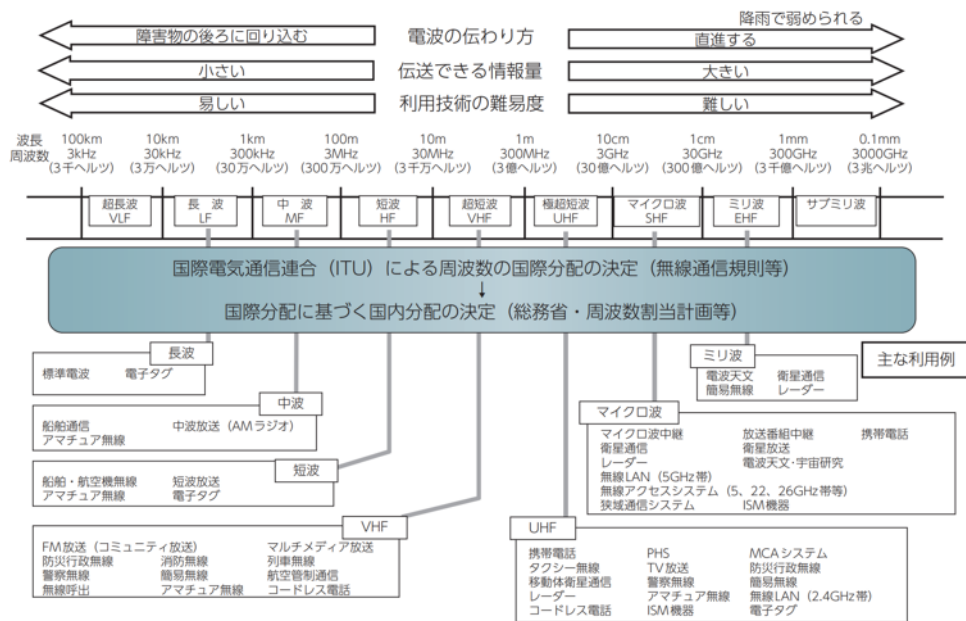


図 1.1: 我が国の周波数帯ごとの主な用途と電波の特徴 [1]

1.2 研究目的と論文構成

本研究の目的はアクティブデバイスのみでは困難な電波伝搬の制御をパッシブデバイスを用いて達成することである。第2章では4ポートのバンドパスフィルタを用いたシート状導波路を提案する。シート状導波路を用いた通信は、有線通信を1次元の通信、無線通信を3次元の通信とすると2次元の通信といえる。1次元通信のように導波路内に電波を閉じ込めて伝送するが、シート状導波路と非接触に結合することで3次元通信のように個別に配線をする必要のない自由度の高い通信が可能となる。提案するシート状導波路は4ポートのバンドパスフィルタをアレー化したものである。本論文では1次元アレーとしてバンドパスフィルタを 1×3 個並べたものを、2次元アレーとして 2×2 個並べたものをシート状導波路として採用する。RFIDのリードパッドやワイヤレスボディエリアネットワークでの使用を想定して、シート状導波路とその上部に配置されたパッチアンテナ、およびシート状導波路上の2つのパッチアンテナ間の結合特性について解析した。第3章では電波吸収体を提案する。電波吸収体とは所望の周波数において入射した電波の反射を抑制するものであり、電波暗室にあるピラミッド型の比較的大きなものから液状の塗料によるものまでさまざまあるが、本論文で提案するのは誘電体基板を1枚用いたFSS電波吸収体である。誘電体基板は金属箔を削り加工したFSS (Frequency Selective Surface, 周波数選択表面) と連続な裏打ち金属箔とに挟まれており、提案吸収体はごく薄い3層構造となっている。FSS部分の形状によりFSS電波吸収体の特性が大きく変わる。本論文ではFSSとして真円のパッチに8本の長方形ノッチをいれたものと、真円のパッチから台形を4つ組み合わせた図形を放射状に8つ切り取ったものの2種類を提案する。前者については実際に誘電体基板を用いて作製し、性能を実測した。後者については電磁界解析の結果のみを示している。第4章では非相反空間バンドパスフィルタを提案する。非相反とは相反でないもののことを指す。本論文ではユニットセルを xy 平面上に2次元にアレー化した空間バンドパスフィルタに $\pm z$ 軸方向から垂直に平面波を入射させる状況を考える。相反な空間バンドパスフィルタでは $+z$ 方向から入射した電波が $-z$ 方向へ透過するときの透過係数と $-z$ 方向から入射した電波が $+z$ 方向へ透過するときの透過係数は等しくなる。これに対して $+z$ 方向から入射した電波が $-z$ 方向へ透過するときの透過係数と $-z$ 方向から入射した電波が $+z$ 方向へ透過するときの透過係数が異なるものを非相反空間バンドパスフィルタとして定義する。非相反性の獲得には磁化フェライトによるエッジガイドモードを利用した。図1.2に論文構成を示す。

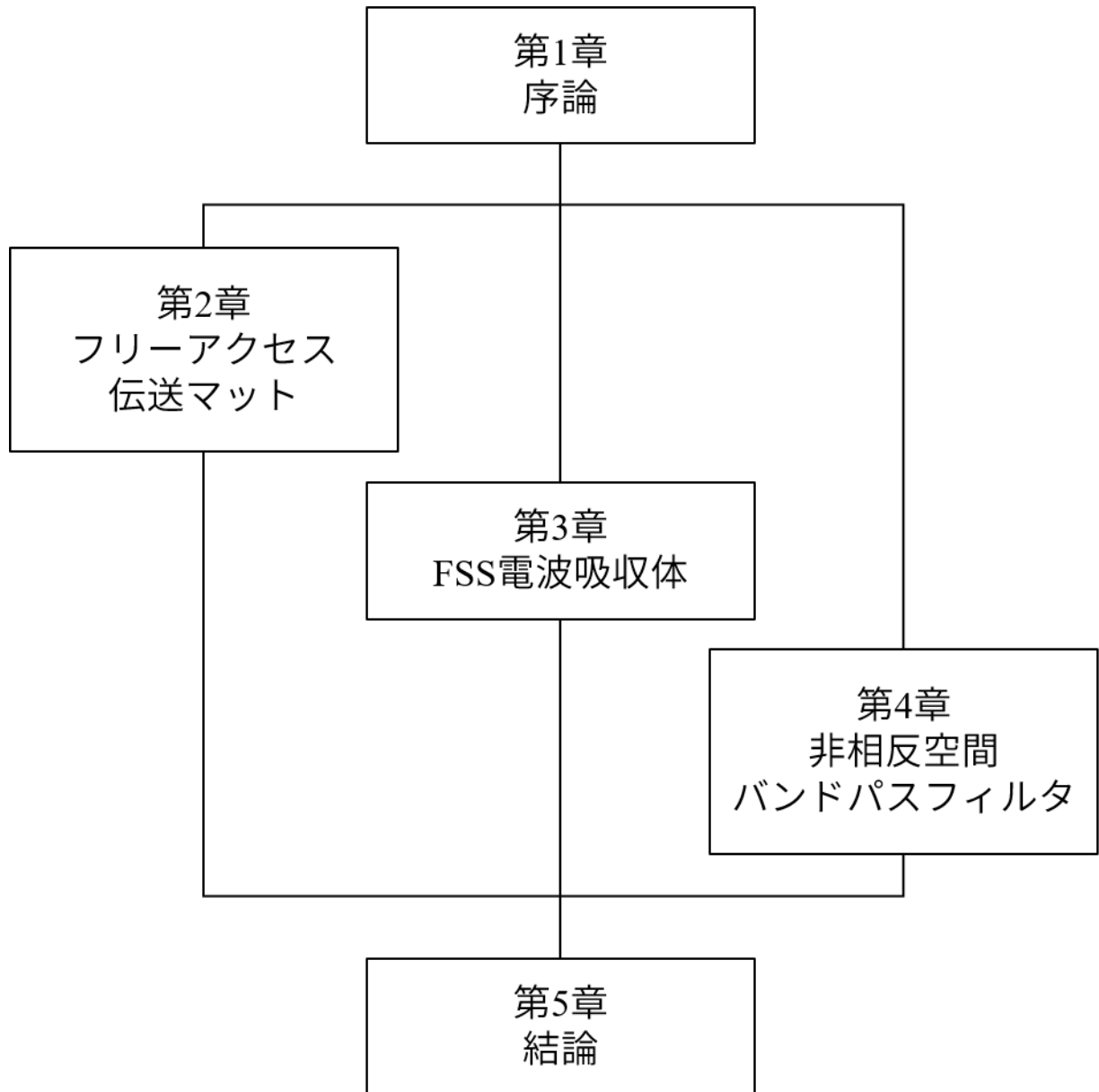


図 1.2: 論文構成

参考文献

- [1] 総務省、令和元年版情報通信白書、pp. 293

第 2 章

フリーアクセス伝送マット

2.1 研究背景

通信には大きく分けて有線通信と無線通信の 2 種類ある。有線通信は光ファイバーやイヤホンケーブルのように繋げたいもの同士を線で繋ぐことによる通信で、1次元の通信といえる。無線通信は携帯電話やフルワイヤレスイヤホンのように繋げたいもの同士を直接線でつなぐことなく、空間中の電波によって繋ぐ通信で、3次元の通信である。1次元通信と3次元通信の間に位置する2次元通信は、空間中にあるシート状の導波路を通じて通信するものである(図 2.1)。2次元通信の特徴として端末と導波路が必ずしも接触している必要はなく個別の配線が不要で、なおかつ3次元通信よりも秘匿性が高いといった利点 [1] があり、ワイヤレス電力伝送 [2] や RFID [3], ワイヤレスボディアエリアネットワーク [4][5] などでの利用が期待されている。

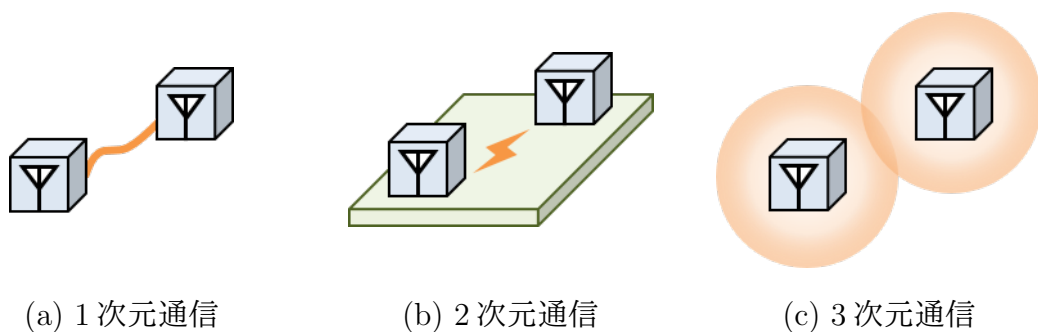


図 2.1: 通信の次元の概念図

2.1.1 先行研究

先行研究を4つ挙げる．1つ目は図2.2に示す2DST(Two-Dimensional Signal Transmission)シート[6]～[8]である．これはメッシュ状の導体層，誘電体層，導体層の3層構造になっている．2つの導体層に閉じ込められた電磁波がシート内を伝搬するなかでメッシュ状の導体層にエバネッセント場を形成し，カップラと結合することで通信をする仕組みである．この2DSTシート上に静電容量センサアレイを敷くことでシート上の物体の位置や向きを推定したり，増幅器や電源を統合して一つのユニットとし床に敷き詰められるタイルにしたりすることが研究されている．2つ目は図2.3に示すフリーアクセスマット[9]～[12]である．これは2層のパッチ素子の2次元アレイと金属板を間にスペーサを挟みながら積層させた6層構造をしている．外部のアンテナから照射された電波はフリーアクセスマット内を円筒波となって伝搬するためフリーアクセスマット上の2本のダイポールアンテナが直交する向きで配置されていたとしても結合が可能となっている．しかしパッチ部分が層状になっているため圧着度の差や層ずれにより特性が変化する可能性があった．3つ目と4つ目は図2.4フリーアクセス伝送線路である．図2.4(a)[3]はマイクロストリップライン，図2.4(b)[4]はコプレーナ線路で実現されている．これらは信号線を階段状に並べた半波長片側面結合形バンドパスフィルタを変形し，一直線に並べ替えた半波長両側面結合形バンドパスフィルタの1次元アレイである．バンドパスフィルタの共振器部分とフリーアクセス伝送線路上にある外部アンテナが共振することでフリーアクセス伝送線路内に電波を閉じ込めて伝搬させる．圧着度や層ずれによる性能の劣化はないものの，アンテナの偏波によっては結合しないこともあった．

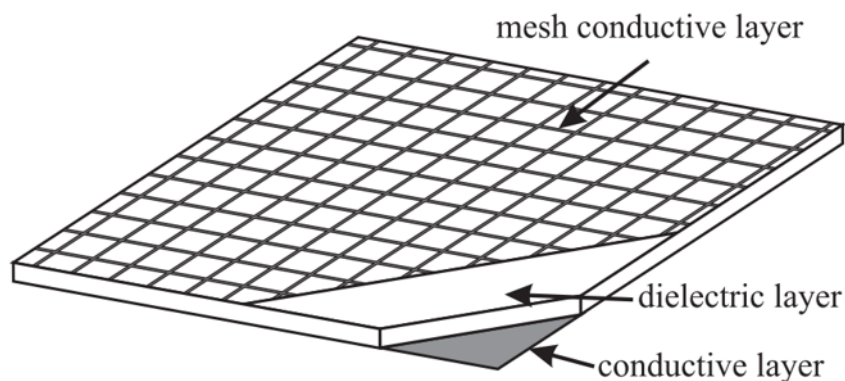


図 2.2: 2DST[6]

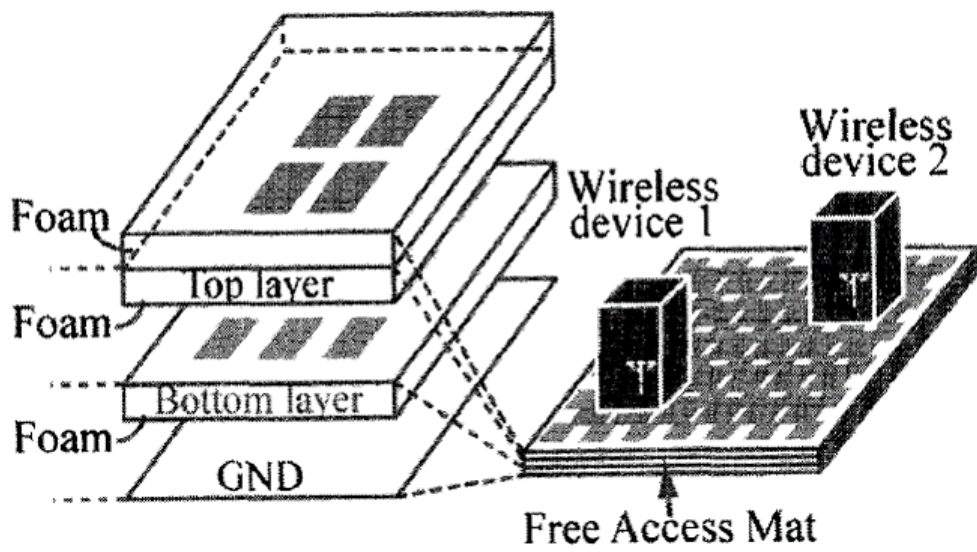


図 2.3: フリーアクセスマット [9]



(a) マイクロストリップライン [3]



(b) コプレーナ線路 [4]

図 2.4: フリーアクセス伝送線路

2.1.2 本章の構成

先行研究をふまえ，本研究ではフリーアクセス伝送線路をもとにバンドパスフィルタを変形し，伝送線路上部にあるアンテナの偏波によらずに結合可能にする．また2DSTやフリーアクセスマットのように2次元に拡張するため，バンドパスフィルタは4ポートとする．本章では提案するシート状導波路の特性を明らかにするため，シート状導波路とその上部に配置したパッチアンテナとの結合，およびシート状導波路上の2つのパッチアンテナ間の結合を解析した．前者はシート状導波路をRFIDのリーダパッドとして利用する想定での解析で，後者はボディアエリアネットワークでの利用を想定した解析である．本章の構成は以下の通りである．まず第2節でアンテナの偏波にかかわらず結合可能な4ポートのバンドパスフィルタを設計する．第3節では第2節で設計したバンドパスフィルタを1次元アレー化し，伝送線路とアンテナもしくは伝送線路上の2つのアンテナ間の結合特性を調べた．第4節では第2章で設計したバンドパスフィルタを2次元アレー化し，伝送マットとアンテナもしくは伝送マット上の2つのアンテナ間の結合特性を調べた．最後に第5節で本章の結論を述べる．

2.2 ユニットセル

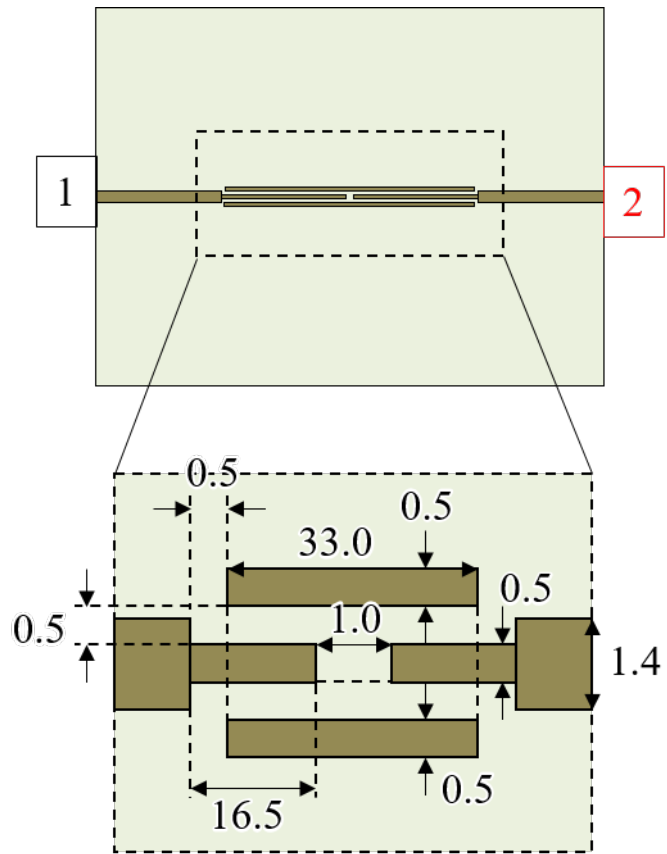
本節ではシート状導波路への拡張を見据え、

- 4ポート
- バンドパスフィルタ上部のアンテナとの結合がアンテナの偏波に非依存

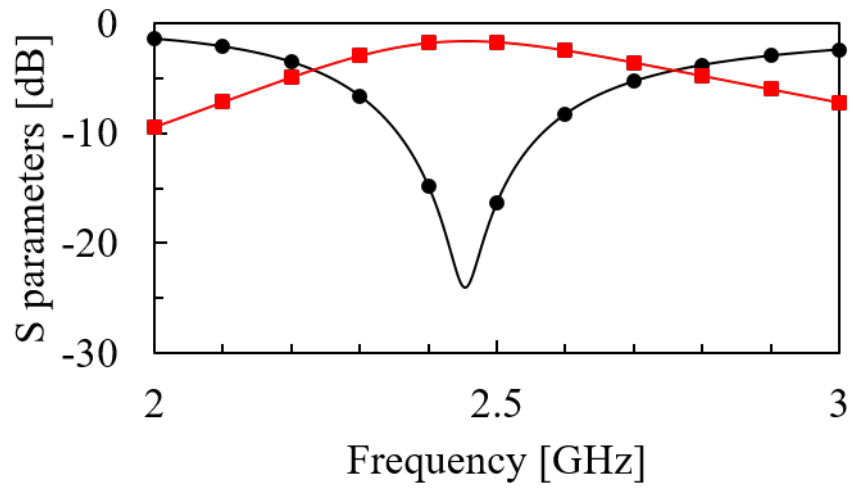
を満たすバンドパスフィルタを設計する。本章全般にわたって、解析には誘電率 4.3, 誘電正接 0.025, 厚さ 0.8 mm (内金属箔厚 0.035 mm) の誘電体基板 FR4 を用い、設計周波数を 2.45 GHz とした。なお解析時間の短縮のため、金属箔厚は 0 mm とした。

2.2.1 従来構造

従来構造 [13] のジオメトリとその S パラメータを図 2.2.1 に示す。これは半波長の信号線を階段状に並べた側結合形バンドパスフィルタを一直線に並べたものである。このバンドパスフィルタの 5 mm 上に直線偏波パッチアンテナを図 2.2.1(a) のように配置し、バンドパスフィルタとパッチアンテナ間の結合をみた。このときの周波数特性が図 2.2.1(b) である。パッチアンテナは 2.45 GHz で共振する設計になっているが、バンドパスフィルタとの相互結合により共振周波数が高周波側にシフトしている。そのため、以下の各バンドパスフィルタにおいても同様に、パッチアンテナが回転した際の結合はパッチアンテナの共振周波数にて観測している。パッチアンテナが回転し偏波角が $\phi = 90\text{deg.}$ となると結合しないのは、この共振器は x 軸方向にのみ共振構造を持っているためであると考えられる。

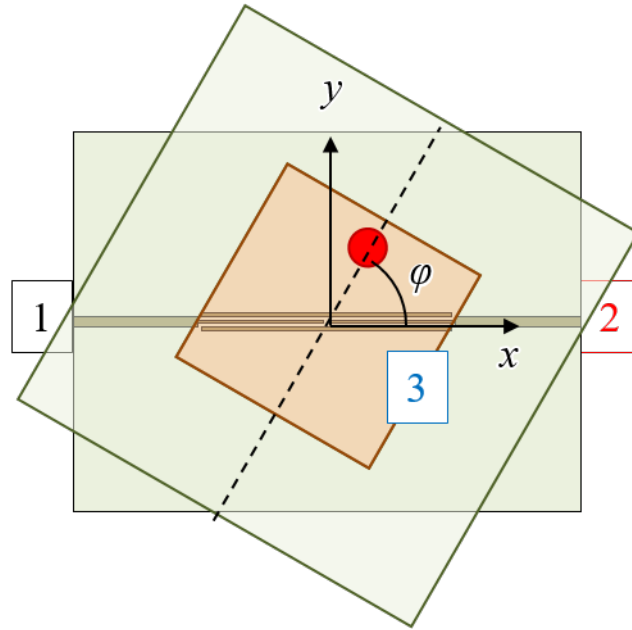


(a) ジオメトリ

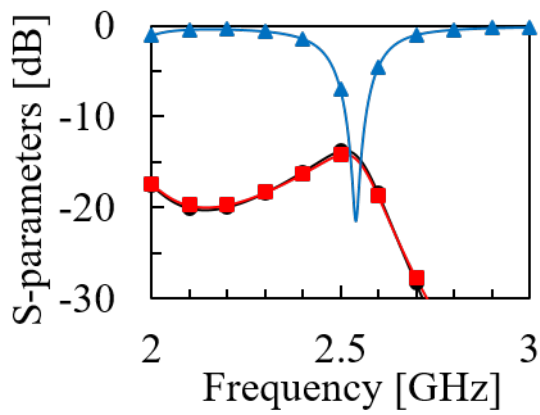


(b) S パラメータ (黒丸: S_{11} , 赤四角: S_{21})

図 2.5: 従来構造 [13]

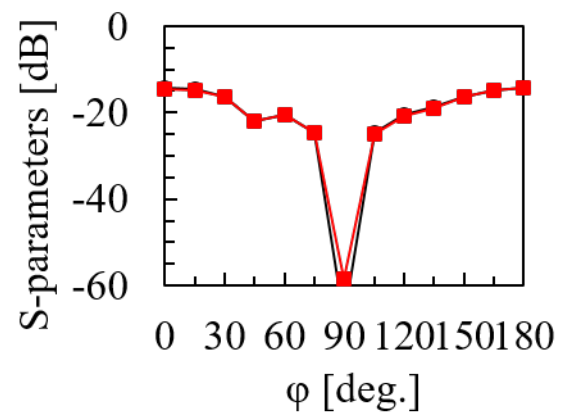


(a) 配置



(b) Sパラメータ

(黒丸 : S_{11} , 赤四角 : S_{21} , 青三角 : S_{31})



(c) パッチアンテナが回転した際の結合

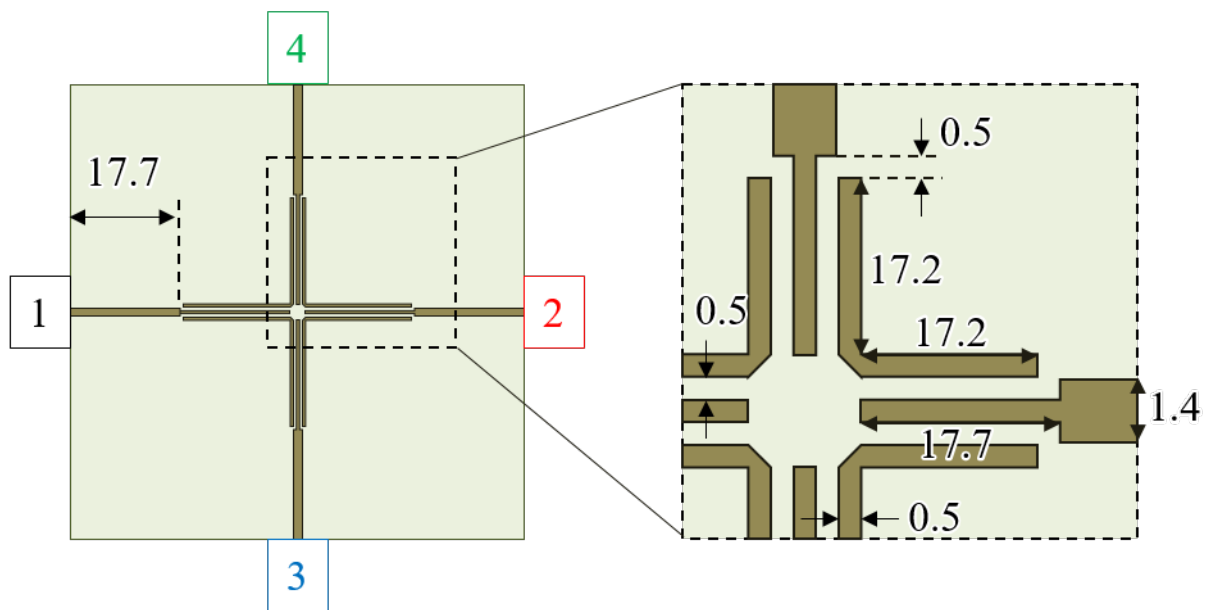
(黒丸 : S_{31} , 赤四角 : S_{32})

図 2.6: 従来構造 [13] とパッチアンテナとの結合

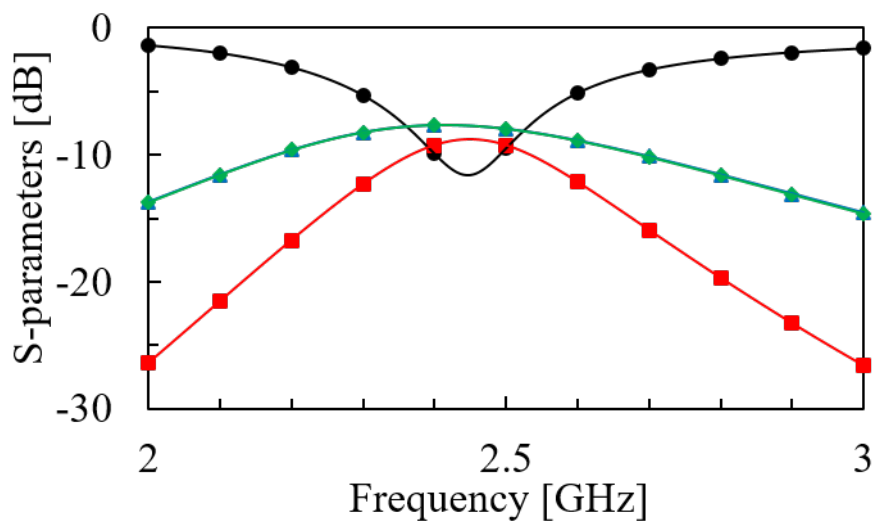
2.2.2 提案構造

従来構造のバンドパスフィルタを 90 deg. 回転させて重ね、共振器の一部が L 字になる構造 (図 2.2.2(a)) へと変え、S パラメータを調べた。従来構造 (図 2.2.1(b)) と同様に、パッチアンテナと垂直な方向へは電力が通過していない。ここで $\phi = 0$ deg. のパッチアンテナを励振したときのバンドパスフィルタの zx 面と yz 面の電界分布を図 2.2.2 に示す。この図から、 S_{35} が極端に低くなるのは隣り合う L 字の共振器部分で電界ベクトルが上下に向かい打ち消し合い、ポートの接続されている凸部分を励振しないためだとわかる。よって、アンテナの偏波によらず一定の結合を得るには隣り合う L 字部分で位相差をつける必要がある。

図 2.2.2(a) の L 字部分に、第一象限と第三象限には短め、第二象限と第三象限には長めの折り返しをつけ、位相差を与えることを考える。設計したバンドパスフィルタは図 2.2.2 である。2.45 GHz で通過特性のピークがくるよう折り曲げ部分の長さを調節した。 S_{21} が S_{31} と S_{41} に比べ低いのは、ポート 1 からポート 2 に向かって 2 つの折り曲げを越えて伝搬するからである。このバンドパスフィルタとパッチアンテナの結合を図 2.2.2 に示す。パッチアンテナから入射した電力は、 ϕ にかかわらずほぼ同量各ポートに分配されている。よってバンドパスフィルタ上部のアンテナとの結合がアンテナの偏波に非依存な 4 ポートのバンドパスフィルタの設計ができた。



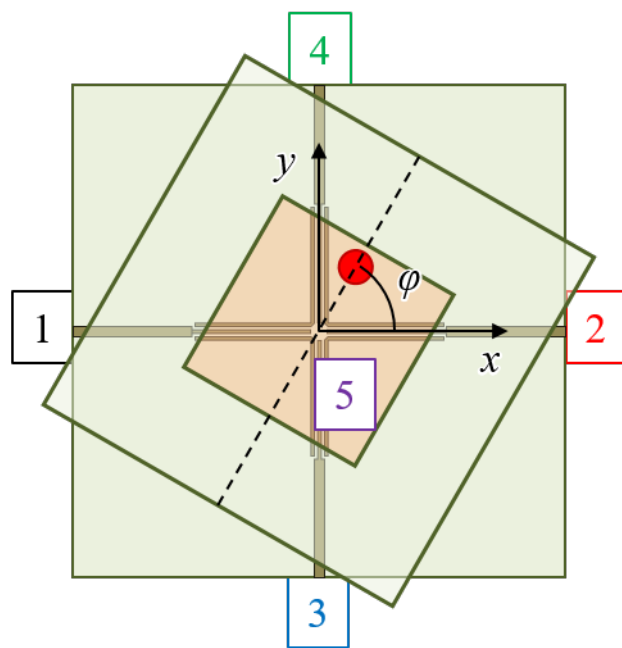
(a) ジオメトリ



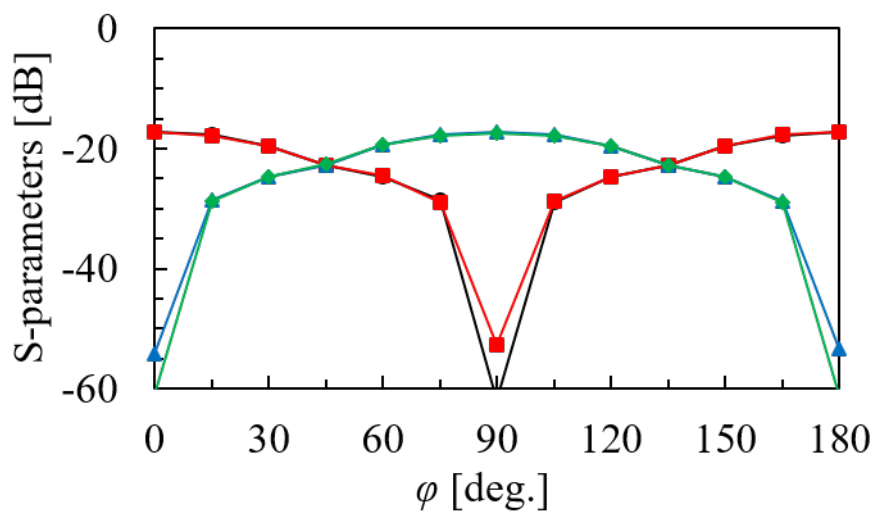
(b) Sパラメータ

(黒丸： S_{11} , 赤四角： S_{21} , 青三角： S_{31} , 緑菱形： S_{41})

図 2.7: L字構造



(a) 配置



(b) パッチアンテナが回転した際の結合
 (黒丸： S_{51} ，赤四角： S_{52} ，青三角： S_{53} ，緑菱形： S_{54})

図 2.8: L 字構造とパッチアンテナとの結合

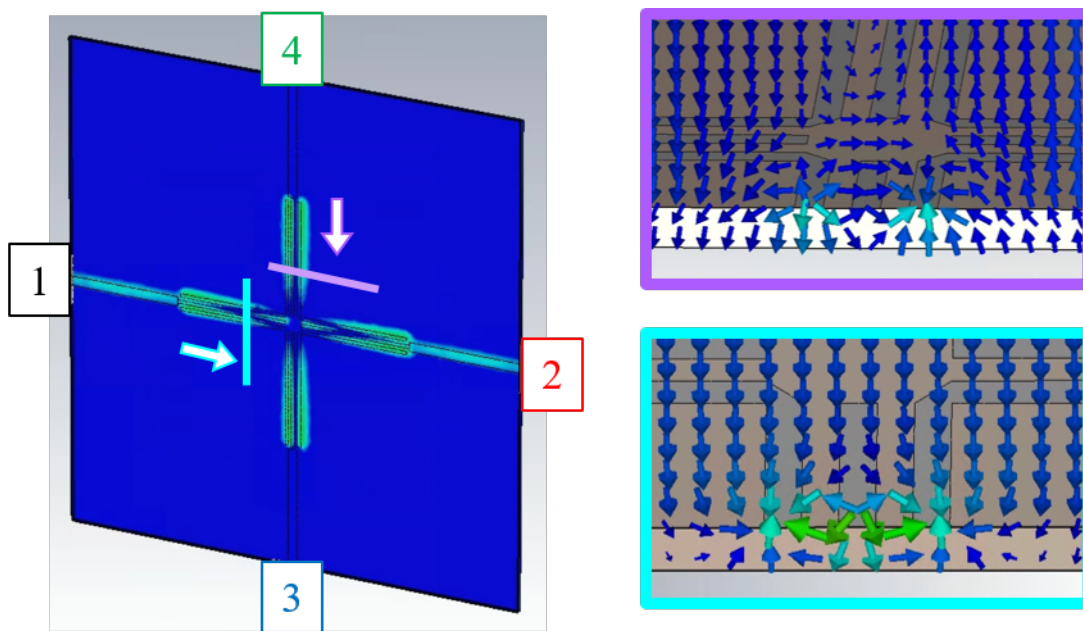
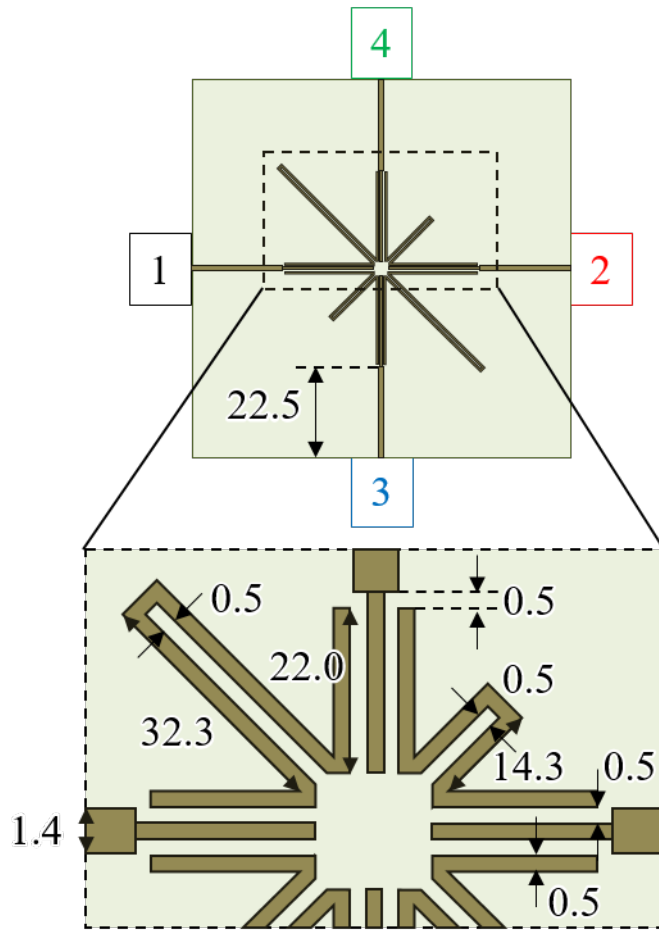
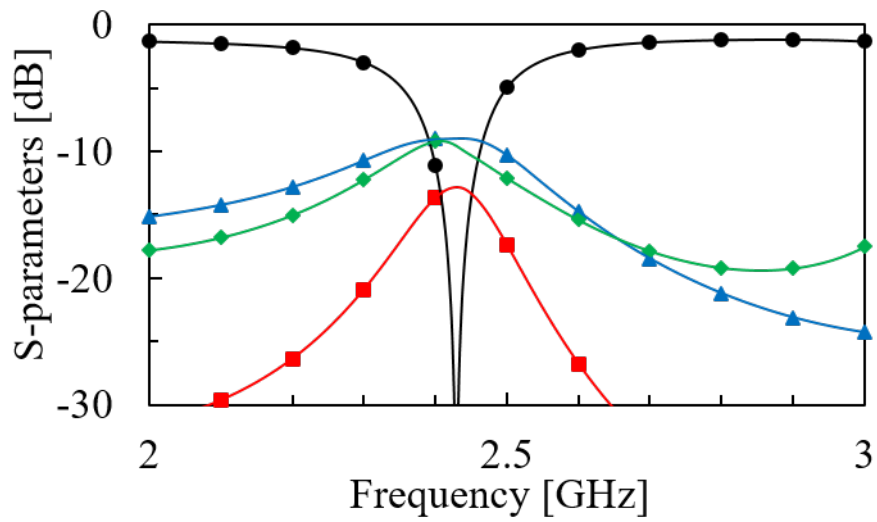


図 2.9: パッチアンテナから入射した電波のバンドパスフィルタ上での電界分布



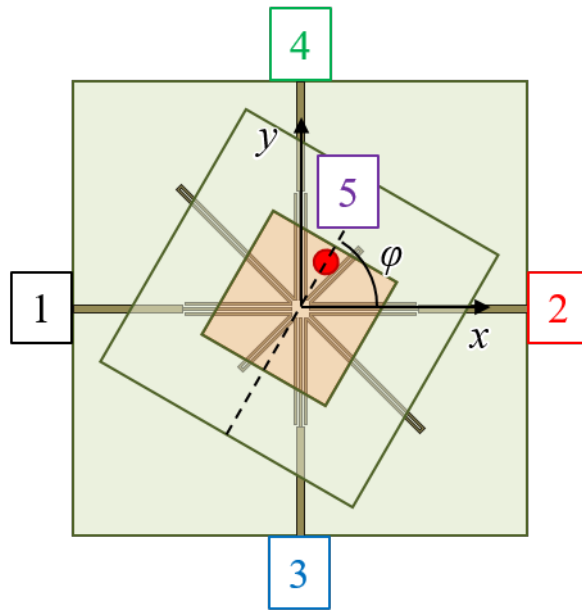
(a) ジオメトリ



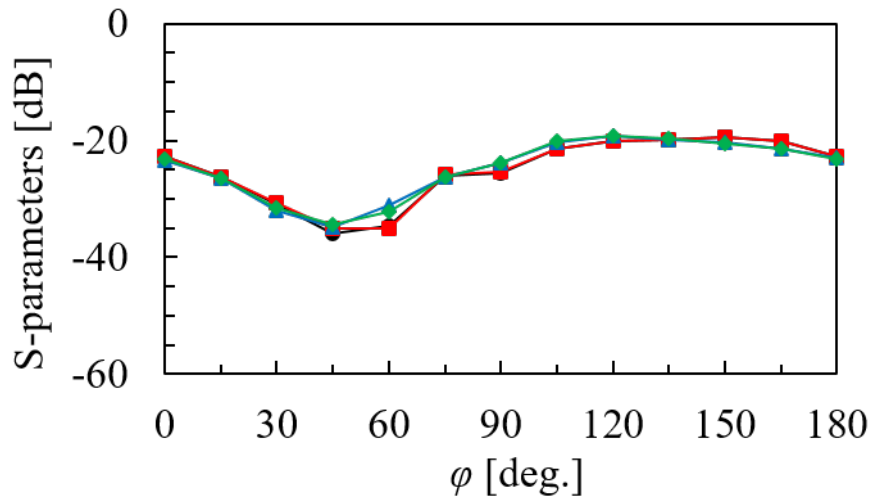
(b) Sパラメータ

(黒丸 : S_{11} , 赤四角 : S_{21}), 青三角 : S_{31} , 緑菱形 : S_{41})

図 2.10: 折り曲げ構造



(a) 配置



(b) パッチアンテナが回転した際の結合

(黒丸： S_{51} , 赤四角： S_{52} , 青三角： S_{53} , 緑菱形： S_{54})

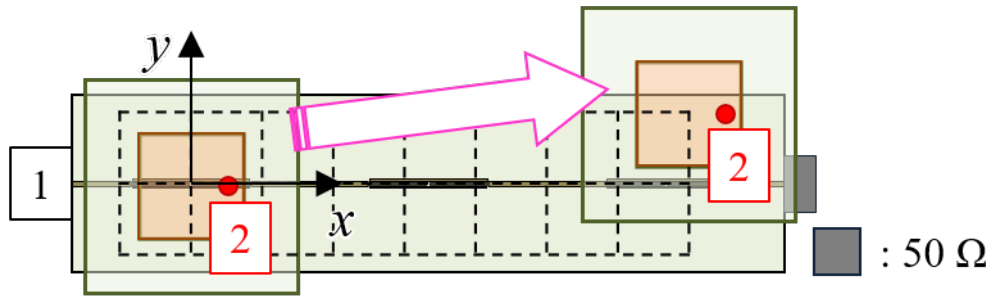
図 2.11: 折り曲げ構造とパッチアンテナとの結合

2.3 一次元アレー

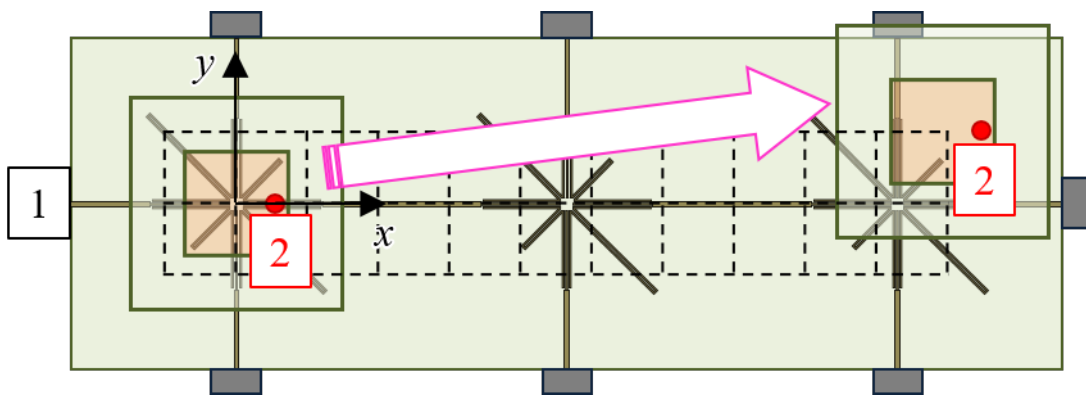
本節では前節で示した折り曲げ構造を持つバンドパスフィルタを x 軸方向に3つ並べて一次元アレー化し、伝送線路と呼ぶ。想定される利用法である RFID のリーダパッド向けの特長として伝送線路と伝送線路上の直線偏波パッチアンテナとの結合を示し、平面導波路向けの特長として伝送線路上の2つの直線偏波パッチアンテナ間の結合を示す。アンテナの偏波に依存せず結合させることが本伝送線路の目的であるため、それぞれの結合特性はアンテナを同じ位置で回転させたときの結合量の差を表示する。性能の比較のため従来構造も x 軸方向に3つ並べて一次元アレー化し同様の解析をした。いずれの解析でも伝送線路と直線偏波パッチアンテナの間の距離は5 mm である。

2.3.1 伝送線路とアンテナ1つとの結合

まず伝送線路とその上に配置した直線偏波パッチアンテナとの位置関係を図 2.3.1 に示す。従来構造では伝送線路の $-x$ 側の共振器の中心を原点とし、パッチアンテナの中心が x 軸上を -20 mm から 140 mm まで、 y 軸上を -20 mm から $+20$ mm までの範囲で 20 mm ごとに移動させた。提案構造でも同様に伝送線路の $-x$ 側の共振器の中心を原点とし、パッチアンテナの中心が x 軸上を -20 mm から 200 mm まで、 y 軸上を -20 mm から $+20$ mm までの範囲で 20 mm ごとに移動させた。アンテナの偏波の結合特性への依存性を調べるため、パッチアンテナの角度は $\phi = 0, 90$ deg. の2通りで解析している。伝送線路の $-x$ 側以外の端は 50Ω で終端させた。パッチアンテナは図 2.3.1 の格子の中心部に位置する。図 2.3.1 にパッチアンテナの角度を変えた場合の伝送線路とパッチアンテナの結合量の差を示す。すべての角度および位置を含めた S_{21} の平均は従来構造が -28.7 dB、提案構造は -33.7 dB であった。従来構造と比較して提案構造の伝送線路上にある直線偏波パッチアンテナ同士の結合量の平均値が低いのは、基本となるバンドパスフィルタの信号線の長さが長くなっている分の損失によるものであると考えられる。図 2.3.1(a) をみると、 $y = 0$ においてパッチアンテナの角度による結合量の差が一様に大きくなっている。これは図 2.2.1 に示したように、 $\phi = 90$ deg. の場合はパッチアンテナと伝送線路が結合しないためである。なお、 $y = \pm 20$ の場合にパッチアンテナの角度による結合量の差が小さくなっているのは、信号線の真上は直線偏波パッチアンテナにおけるヌル点となっており伝送線路と結合できないが、真上から外れることで直線偏波パッチアンテナから放射される電波を伝送線路が受けられるようになるためである。図 2.3.1(b) をみると、図 2.3.1(a) と比較してパッチアンテナの角度による結合量の差が著しく小さくなっている。よって提案する折り曲げ構造では伝送線路とその上部に位置するアンテナの結合がアンテナの偏波に非依存であるということが確認できた。

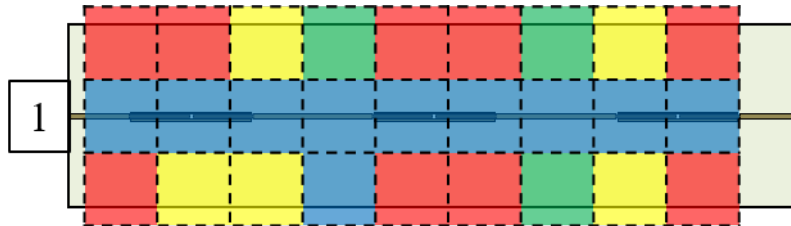


(a) 従来構造 [13]

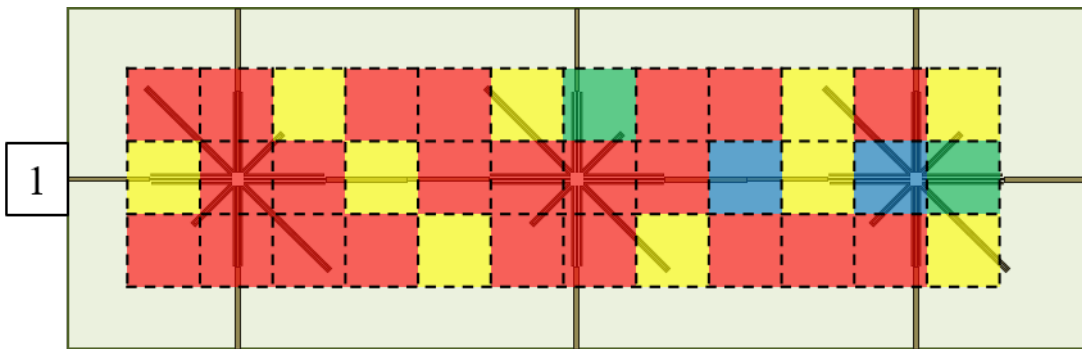


(b) 提案構造

図 2.12: 伝送線路上のパッチアンテナの位置 ($\phi = 0 \text{ deg.}$)



(a) 従来構造 [13]



(b) 提案構造

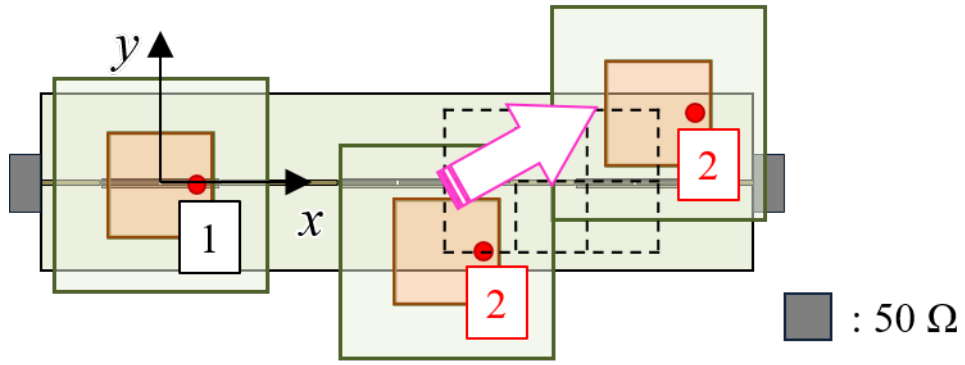
図 2.13: パッチアンテナの角度による伝送線路とパッチアンテナの結合量の差

(赤 : $0 < diff \leq 5$, 黄 : $5 < diff \leq 10$, 緑 : $10 < diff \leq 15$, 青 : $15 < diff$,

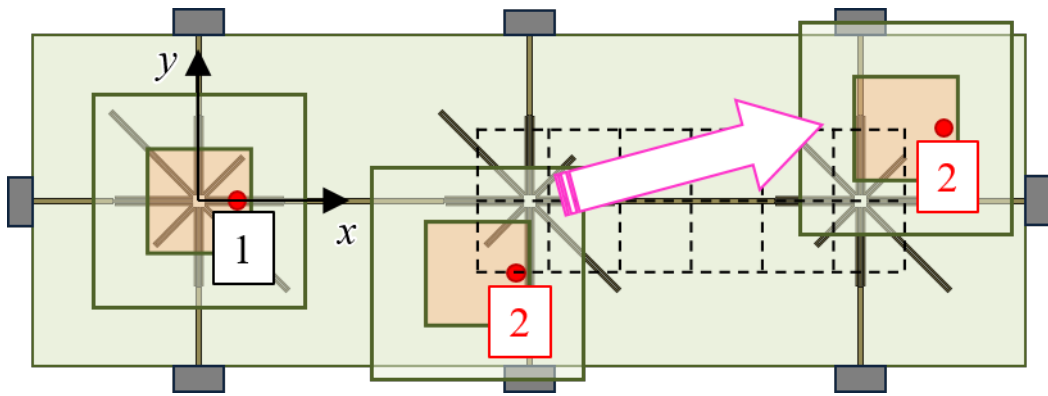
$$diff = |S_{21(0deg.)} - S_{21(90deg.)}| \text{ [dB]}$$

2.3.2 伝送線路上の2つのアンテナ間の結合

次に伝送線路上に配置した2つのパッチアンテナ間の結合特性を示す。伝送線路の $-x$ 側の共振器の中心を座標軸の原点とし、パッチアンテナの中心が原点になるように1つ目のパッチアンテナを配置し、角度を ϕ_1 とする。従来構造では、2つ目のパッチアンテナは x 軸上を100 mmから140 mmまで、 y 軸上を -20 mmから $+20$ mmまで、20 mmごとに移動させる。提案構造でも同様に、2本目の直線偏波パッチアンテナは x 軸上を100 mmから200 mmまで、 y 軸上を -20 mmから $+20$ mmまで、20 mmごとに移動させる。どちらの場合も2つ目のパッチアンテナの角度は ϕ_2 とする。アンテナの偏波の結合特性への依存性を調べるため、パッチアンテナの角度は $\phi_1 = 0, 90$ deg. と $\phi_2 = 0, 90$ deg. の4通りの組み合わせについて解析している。伝送線路の $-x$ 側以外の端は 50Ω で終端させた。このときのパッチアンテナの配置を図2.3.2に示す。2つのパッチアンテナはそれぞれ図2.3.2に示すの格子の中心部に位置する。図2.3.2にパッチアンテナの角度を変えた場合の伝送線路上のパッチアンテナ間の結合量のばらつきを示す。これは各アンテナの角度の組み合わせ4通りについて同じ位置にある場合の S_{21} の平均を取り、その平均値と各角度における S_{21} の差を表している。すべての角度および位置を含めた S_{21} の平均は従来構造が -33.5 dB、提案構造は -38.1 dBであった。従来構造と比較して提案構造の伝送線路上にある直線偏波パッチアンテナ同士の結合量の平均値が低いのは、伝送線路とパッチアンテナの結合量と同様に、基本となるバンドパスフィルタの信号線の長さが長くなっている分の損失によるものであると考えられる。従来構造と比較して、提案構造では平均値との乖離が多くの位置において少なくなっている。よって提案する折り曲げ構造では従来構造に比べて伝送線路上に位置する2つのアンテナ間の結合がアンテナの偏波に対する依存性を改善できたと確認できた。



(a) 従来構造



(b) 提案構造

図 2.14: 伝送線路上の2つのパッチアンテナの位置 ($\phi_1 = 0, \phi_2 = 0$ [deg.])

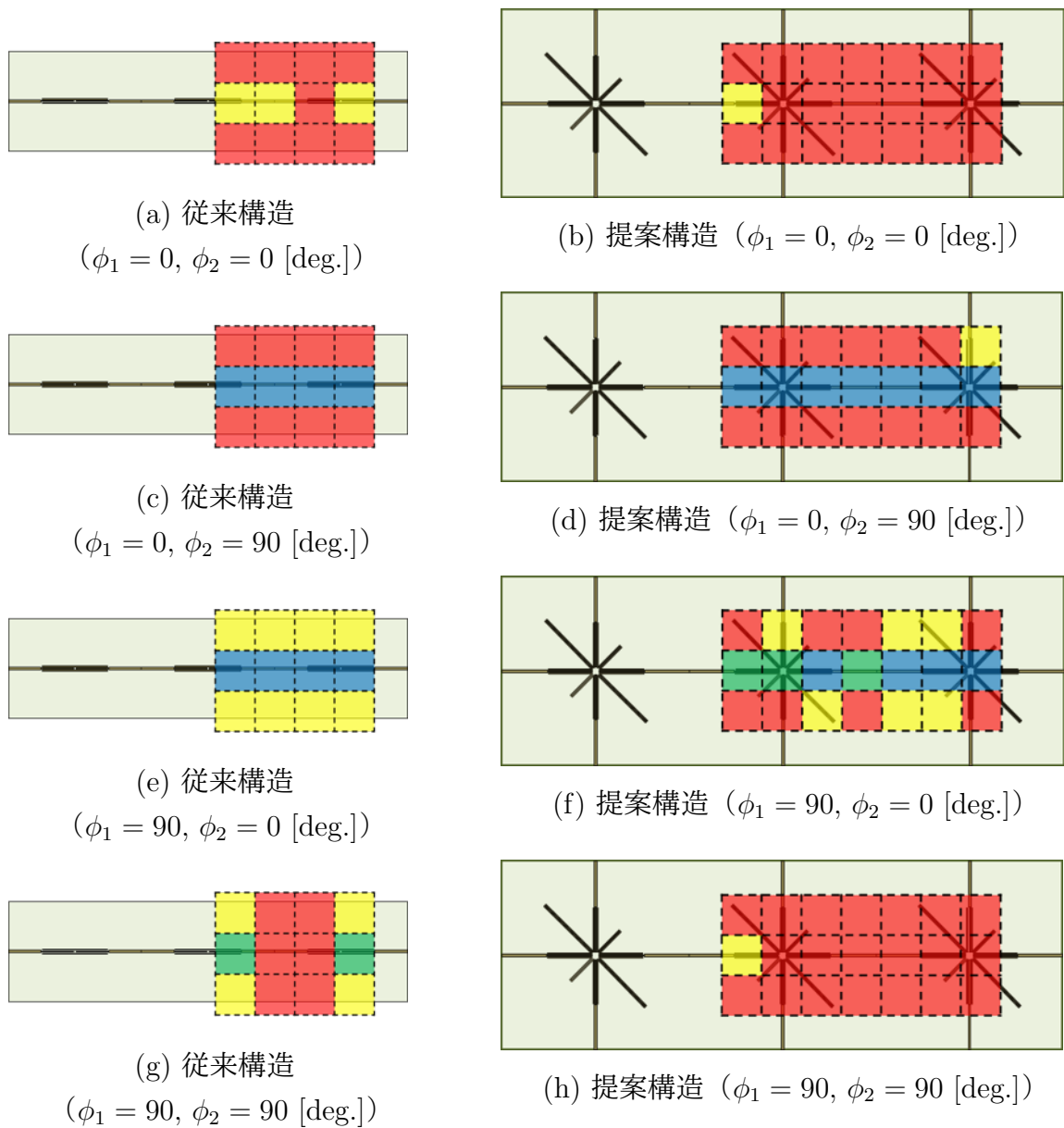


図 2.15: パッチアンテナの角度による伝送線路上のパッチアンテナ間の結合量のばらつき
(赤 : $0 < diff \leq 5$, 黄 : $5 < diff \leq 10$, 緑 : $10 < diff \leq 15$, 青 : $15 < diff$, $diff = |S_{21(ave.)} - S_{21}|$ [dB])

2.4 二次元アレー

本節では前々節で示した折り曲げ構造バンドパスフィルタを二次元アレー化した伝送マットと呼ぶ。想定される利用法である RFID のリーダパッド向けの特徴として伝送マットと伝送マット上のパッチアンテナとの結合を示し、平面導波路向けの特徴として伝送マット上の 2 つのパッチアンテナ間の結合を示す。アンテナの偏波に依存せず結合させることが本伝送マットの目的であるため、それぞれの結合特性はアンテナを同じ位置で回転させたときの結合量の差を表示する。伝送マットとパッチアンテナの間の距離は 5 mm である。なお本節において、従来構造は容易に 2 次元アレー化できないため、解析を行っていない。

2.4.1 伝送マットとアンテナ 1 つとの結合

まず伝送マットとその上に配置したパッチアンテナとの結合特性を示す。図 2.16 に伝送マット上のパッチアンテナの配置を示す。伝送マットへは左下のポート 1 もしくはポート 2 より給電し、それ以外の 7 つの端子は 50 Ω で終端している。各ポートとの結合において、パッチアンテナの角度による結合量の差を図 2.17 に示す。この図を見ると全体の 6 割の位置で差が 5 dB 以内に収まっている。また、すべての角度および位置を含めた S_{51} の平均は -34.2 dB、 S_{52} は -33.2 dB と、ポートによる差も小さかった。よってこの伝送マットとその上部に配置されたパッチアンテナは伝送マットのポートの位置やパッチアンテナの位置および角度が変化してもおおよそ一定の結合を得られることがわかった。

2.4.2 伝送マット上の 2 つのアンテナ間の結合

次に伝送線路上にある 2 つのパッチアンテナ間の結合特性を示す。マットの 8 つ全ての端子は 50 Ω で終端している。図 2.19 にパッチアンテナの角度を変えた場合の伝送線路上のパッチアンテナ間の結合量のばらつきを示す。これは各アンテナの角度の組み合わせ 4 通りについて同じ位置にある場合の S_{21} の平均を取り、その平均値と各角度における S_{21} の差を表している。すべての角度および位置を含めた S_{21} の平均は -35.4 dB であった。図 2.19 をみると 2 つのパッチアンテナの角度を変えても、ほとんどの位置で結合量の変化が小さいことがわかる。よって、提案する折り曲げ構造によるバンドパスフィルタを 2 次元アレー化した伝送マットは、上部の 2 本のアンテナの角度にかかわらず結合させることがわかった。

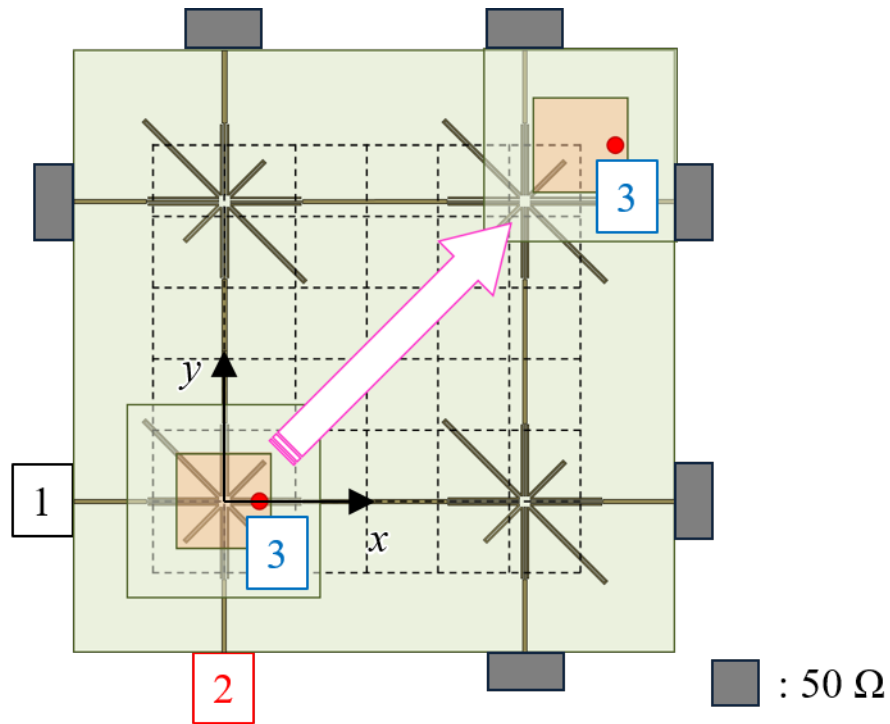


図 2.16: 伝送マット上の2つのパッチアンテナの位置

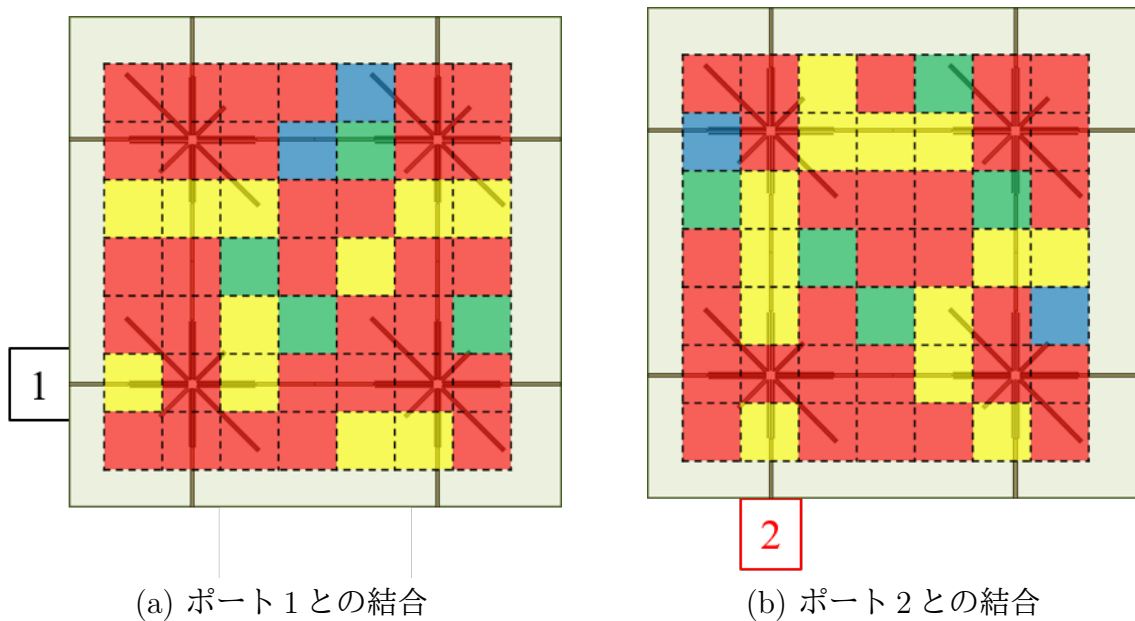


図 2.17: パッチアンテナの角度による伝送マットとパッチアンテナの結合量の差

(赤 : $0 < diff \leq 5$, 黄 : $5 < diff \leq 10$, 緑 : $10 < diff \leq 15$, 青 : $15 < diff$,

$$diff = |S_{21(0deg.)} - S_{21(90deg.)}| \text{ [dB]}$$

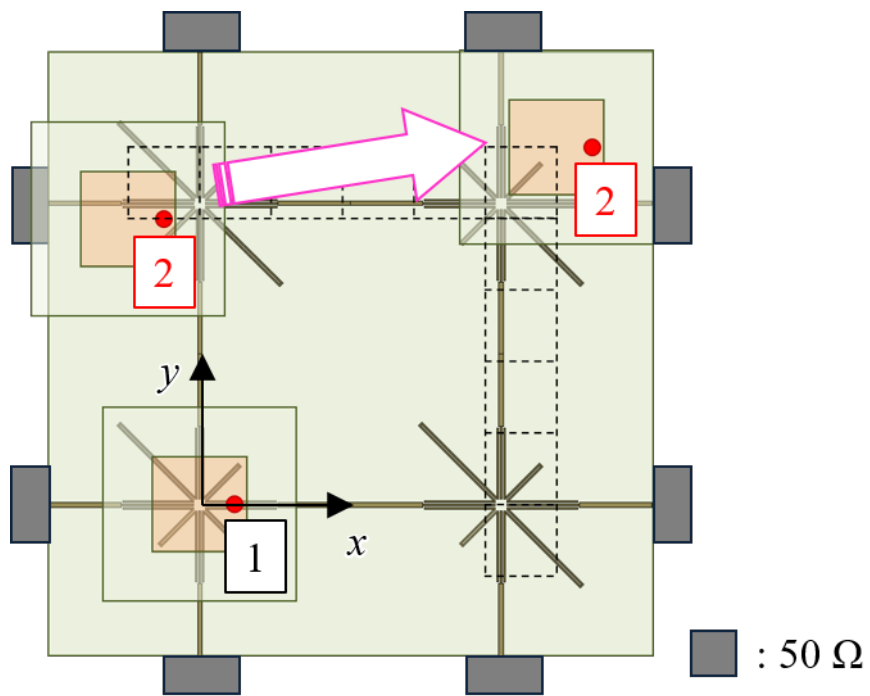
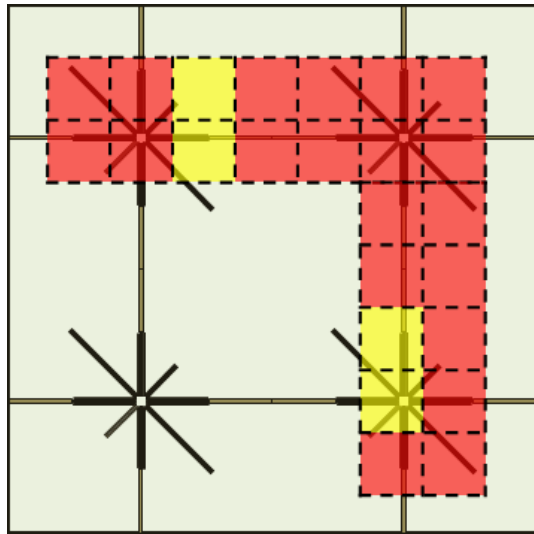
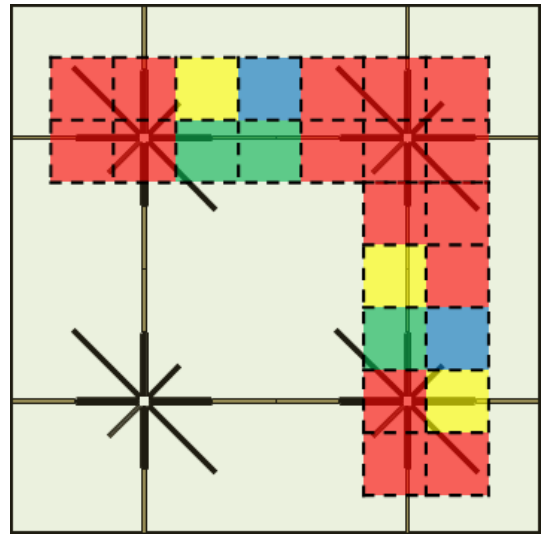


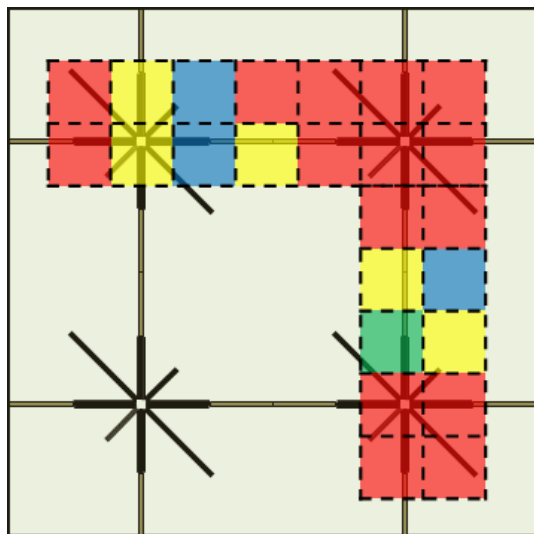
図 2.18: 伝送マット上の2つのパッチアンテナの位置



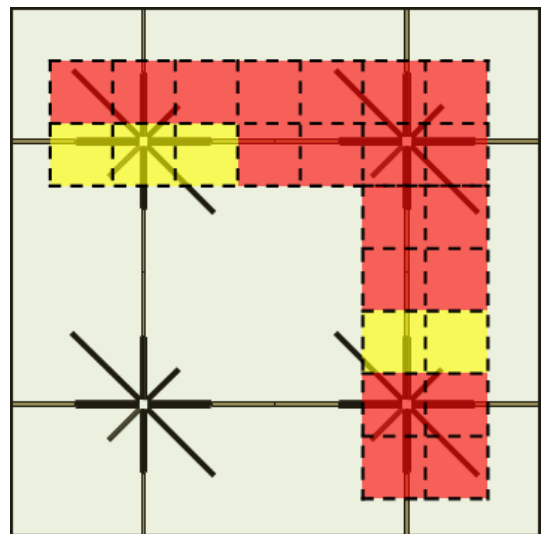
(a) $\phi_1 = 0 \text{ deg.}, \phi_2 = 0 \text{ deg.}$



(b) $\phi_1 = 0 \text{ deg.}, \phi_2 = 90 \text{ deg.}$



(c) $\phi_1 = 90 \text{ deg.}, \phi_2 = 0 \text{ deg.}$



(d) $\phi_1 = 90 \text{ deg.}, \phi_2 = 90 \text{ deg.}$

図 2.19: パッチアンテナの角度による伝送マット上のパッチアンテナ間の結合量のばらつき
(赤: $0 < diff \leq 5$, 黄: $5 < diff \leq 10$, 緑: $10 < diff \leq 15$, 青: $15 < diff$, $diff = |S_{21(ave.)} - S_{21}|$ [dB])

2.5 結論

本章では RFID のリーダパッドや平面導波路として拡張可能な 4 ポートバンドパスフィルタを提案し、その特性を調べた。第 2 節では従来の 2 ポートバンドパスフィルタを基に、バンドパスフィルタ上部のアンテナとの結合がアンテナの偏波に非依存な 4 ポートバンドパスフィルタの導出過程を示した。提案した 4 ポートバンドパスフィルタは、共振器上部に配置した直線偏波パッチアンテナと 4 つすべてのポートにおいて同等の結合を示し、それはパッチアンテナが回転し偏波が変わってもほぼ一定であった。第 3 節では提案バンドパスフィルタを 1 次元アレー化した伝送線路とその上にあるパッチアンテナとの結合および伝送線路上の 2 つのパッチアンテナ間の結合もを解析した。パッチアンテナの回転による各結合量の変化に着目すると、従来構造と比較してパッチアンテナの角度による変化は小さくなった。第 4 節では提案バンドパスフィルタを 2 次元アレー化した伝送マットとその上にあるパッチアンテナとの結合および伝送マット上の 2 つのパッチアンテナ間の結合を解析した。パッチアンテナが回転しても各結合量の変化は少なかった。以上のことから、本章の目的である RFID のリーダパッドや平面導波路として拡張可能な、上部に配置された直線偏波アンテナと安定した結合が可能な 4 ポートバンドパスフィルタが提案できたとはいえる。

参考文献

- [1] 張兵, 太田敏史, 門洋一, 板井裕人, 手塚謙一, 浅村直也, “二次元通信における多点入力の位相制御による効率的な電力伝送システム”, 信学論 B, Vol.J93-B, No.7, pp.937-946, Jul. 2010
- [2] 米山直樹, 新井宏之, “シート状導波路を用いた走行中給電システムにおける高効率かつ均一な伝送特性と損失詳細の検討”, 信学論 B, Vol.J96-B, No.7, pp.712-719, Jul. 2013
- [3] 大倉拓也, 新井宏之, “一次元フリーアクセス伝送線路の RF タグ読み取り性能の評価”, 信学論 B, Vol.J98-B, No.9, pp.896-905, Sept. 2015
- [4] T. T. Lan, Y. Shinozaki, T. Okura and H. Arai, "A Free-Access Segmented Coplanar Waveguide for On-Body Communication," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 9, pp. 4524-4532, Sept. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2842302.
- [5] Yuka Shinozaki, Takuya Okura, Hiroyuki Arai, Basic Performance of Free Access Transmission Line using Paper Substrate, IEICE Communications Express, Feb. 2017 2017/02/21, doi:10.1587/comex.2016SPL0033
- [6] 中妻啓, 篠田裕之, “二次元通信におけるデバイス位置・方向計測”, 計測自動制御学会論文集, vol. 47, no. 12, p.606-613, Jan. 2011, doi:10.9746/sicetr.47.606
- [7] 篠田裕之, “素材表面に形成する高速センサネットワーク”, 計測と制御, vol.46, no.2, pp. 98-103, Nov. 2009, doi:10.11499/sicejl1962.46.98
- [8] 野田聡人, 増田祐一, 篠田裕之, “二次元通信タイルを介した微弱無線相当の高速室内ネットワーク”, 信学技報, vol. 116, no. 88, SRW2016-29, pp. 21-26, Jun. 2016
- [9] Kunsun EOM and Hiroyuki ARAI, "A Free Access Mat by Tightly Coupled Patch Array for Short Range Wireless Access", IEICE TRANS. Elec., vol.E90-C, no.12, pp.2254-2260, Dec. 2007, doi:10.1093/ietele/e90-c.12.2254

- [10] 新井宏之, 嚴権宣, “シート状の導波路の構成法とその応用について”, 信学技報, A・P2007-50, Jul. 2007
- [11] 嚴権宣, 新井宏之, “スマートスーツ: オンボディチャネル特性改善のための装着可能なシート状導波路”, 信学技報, A・P2010-12, May. 2010
- [12] K. Eom and H. Arai, ”Smart blanket: Flexible and easy to couple waveguide,” 2011 IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems, Phoenix, AZ, 2011, pp. 15-18, doi: 10.1109/BIOWIRELESS.2011.5724343.
- [13] 大倉拓也, ”半波長両側面結合形マイクロストリップバンドパスフィルタの近距離無線通への応用に関する研究”, 横浜国立大学審査学位論文 [博士 (工学)], 平成 28 年 9 月

第 3 章

FSS 電波吸収体

3.1 研究背景

昨今の無線技術の発展により、ラジオから衛星通信まで様々な周波数の電波が用いられている。また、最近運用の始まった第5世代移動通信や今後本格的に利用されるであろう車車間・路車間通信など、今まで以上に無線通信が日常生活において重要となることは疑いようがない。また高層ビルによるテレビ電波の反射やそれによる干渉、無線通信における情報漏えい、橋梁による船舶レーダーの乱れなど、無線通信を用いるが故の問題も多数存在する。それら諸問題への対処法の一つとしてそれぞれの場面に適した形状や特性を持つ電波吸収体を利用されている。高層ビルの壁には比較的薄く耐久性もあるフェライトタイル [1] が貼りつけられている。電波暗室では室内全面もしくは床以外の5面の壁による反射を広い周波数帯で抑えるために、ある周波数以上の電磁波を吸収できる吸収体を利用されている。発泡ポリウレタンに導電性炭素繊維を混ぜたスポンジ状のピラミッド形 [2][3] やウェッジ形 [4] の吸収体が主な例である。橋梁や道路など悪天候に晒される場所にはゴムをベースとした吸収体 [5][6] の利用が検討されている。電波吸収体は入射した電波を熱エネルギーに変えることで吸収しており、その変換メカニズムによって抵抗性・誘電性・磁性の3つに分けられる。抵抗性の電波吸収体は抵抗被膜が用いられている [7][8] 前述のフェライトタイル [1] は磁性、ピラミッド形 [2][3] やウェッジ形 [4]、ゴムをベースとした吸収体 [5][6] は誘電性の電波吸収体である。近年ではメタマテリアル [9] やメタサーフェス [10] を用いた電波吸収体も検討されている。メタマテリアル、メタサーフェスとは自然界の物質にはない電磁界的ふるまいをする、波長よりも小さい金属片などを周期配列することにより得られる人工材料である。中には負の屈折率を持つものもありアンテナ応用や電磁クローキングの実現が期待されている。また、パッチやダイポール形状等のものを周期配列し、特定の周波数において反射もしくは透過特性を持たせた周波数選択表面 (FSS: Frequency Selective Surface) による吸収体 [11] も提案されており、FSS 部分に抵抗性塗料を用いたもの [12] や、

従来からある誘電性吸収体と組み合わせたもの [13] もある。本論文では FSS を用いて、偏波依存性を持たず、設計パラメータ数が少なく、製作の容易な吸収体を提案する。本論文の構成は以下のとおりである。まず第 2 章で提案 FSS 吸収体の設計手順と諸特性を示す。FSS は偏波特性を持たないよう基本形状を円形パッチとし、吸収帯域をより広くするためノッチを装荷している。本章の構成は以下のとおりである。まず第 2 節で FSS 電波吸収体の電磁界解析による設計を試みる。FSS は反射特性が偏波依存性を持たないよう基本形状を真円のパッチとし、吸収帯域をより広くするためノッチを装荷する。第 3 節ではユニットセルを 17×17 個並べた提案 FSS 電波吸収体の反射特性の実験結果と斜入射特性の解析結果を示す。実験手法はタイムドメイン法 [14] である。第 4 節ではホーンアンテナの開口部を FSS 吸収体の表面に直接当てて測定する、反射特性の簡易的な実験手法を提案する。最後に結論を述べる。

3.2 等価回路

FSS 電波吸収体は伝送線路理論を用いることで電氣的に等価な回路として表すことができる [17][18][19][20]. 図 3.1 に 3 次元電磁界解析モデルとその等価回路を示す. 本研究における FSS 電波吸収体は図 3.1(a) に示すように金属箔パッチからなる FSS と誘電体基板, 裏打ちする金属板の 3 層で構成される. これを伝送線路理論を用いて等価回路に変換すると図 3.1(b) のように表すことができる. 図 3.1(b) の Z_{FSS} は FSS の, Z_d は誘電体の特性インピーダンス, Z_{din} は開放端側から見た金属板に裏打ちされた誘電体への入力インピーダンス, Z_{in} は FSS 電波吸収体全体への入力インピーダンスである. これらはそれぞれ以下の式で表すことができる [19].

$$Z_d = Z_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (3.1)$$

$$Z_{din} = Z_d \tanh(\gamma l) \quad (3.2)$$

$$Z_{in} = \frac{Z_{FSS} \cdot Z_{din}}{Z_{FSS} + Z_{din}} \quad (3.3)$$

ϵ_r は誘電体の複素誘電率, γ は伝搬定数, Z_0 は自由空間の特性インピーダンスであり, FSS 電波吸収体の反射係数 Ref [dB] は

$$Ref = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \right| \quad (3.4)$$

で求めることができる. このとき $Z_{FSS} = R + jX$ と置き, 実部 R と虚部 X をパラメータとして変えて FSS 電波吸収体の反射係数 Ref を求めたのが図 3.2 である. Z_{FSS} の値に対応する反射係数をカラーマップで示している [12]. 誘電体基板は比誘電率 4.3, 誘電正接 0.025, 厚さ 0.73 mm の FR4 を仮定した. 図 3.2 よりおおよその表記になるが R が 4.7~17.7, X が -51.7~-64.7 の範囲にある Z_{FSS} であれば FSS 電波吸収体の反射係数が -10 dB 以下に収まることがわかった. また FSS のみの場合の解析モデルと等価回路は図 3.3 であり, FSS の特性インピーダンス Z_{FSS} は式 3.5 で求められる.

$$Z_{FSS} = -Z_0^2 \frac{S_{11} + 1}{2 \cdot Z_0 \cdot S_{11}} \quad (3.5)$$

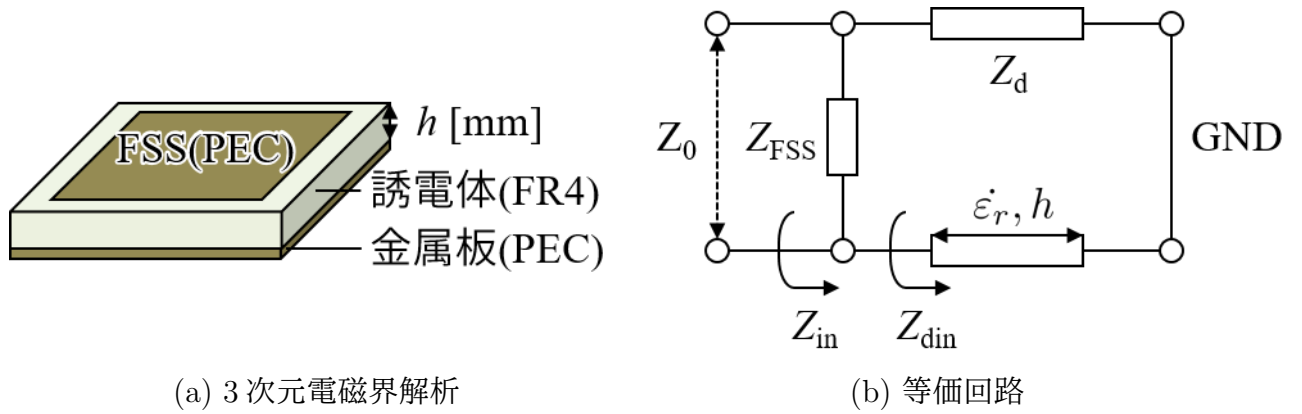


図 3.1: FSS 電波吸収体の解析モデルと等価回路

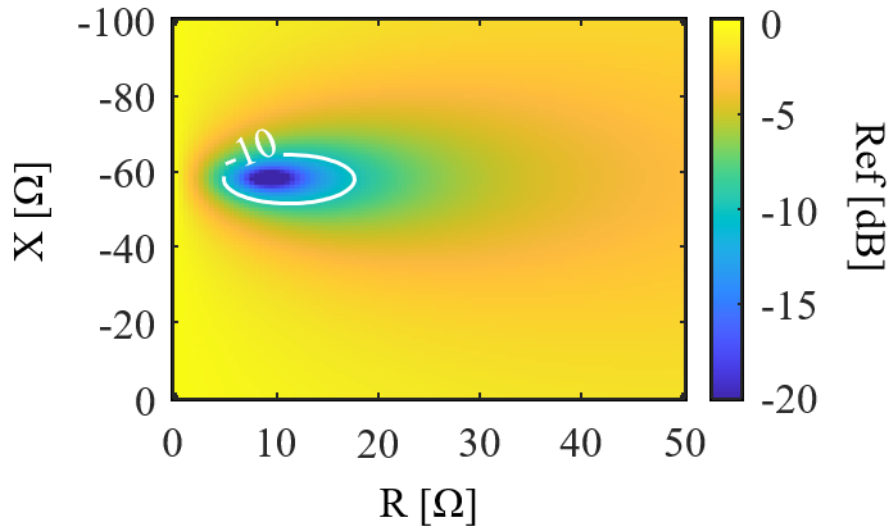


図 3.2: 各 Z_{FSS} の値の場合の FSS 電波吸収体の反射係数

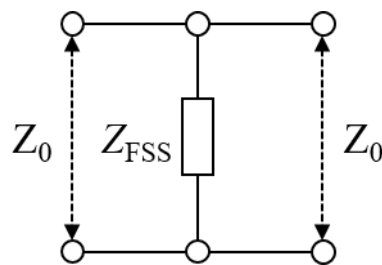


図 3.3: FSS の等価回路

ここでFSSを図3.4, 誘電体基板を比誘電率4.3, 誘電正接0.025, 厚さ0.73 mmのFR4としたときの反射係数 Ref を図3.5(a)に, 式3.1~3.4および式3.5から導出したFSSの特性インピーダンスを図3.5(b)に, 図3.2に重ねたものを図3.5(c)に示す.

図3.5(b)をみるとFSSのみの場合のFSSの特性インピーダンスはFSS電波吸収体のFSSの特性インピーダンスと一致しておらず, FSS電波吸収体の反射係数が -10 dB以下になる範囲に収まってもいない. これはFSSと非常に接近している誘電体基板や金属板による特性インピーダンスへの影響, 吸収体全体における高次モード等を考慮できないからであると考えられる. またごく単純な形状であればFSSの特性インピーダンスを計算式から求めることは可能である[21][22]が, 複雑な形状になればそうはいかない. よってFSS単独で設計することは極めて難しいため, 本研究では誘電体と金属板を含めたFSS電波吸収体として3次元電磁界解析により設計する.

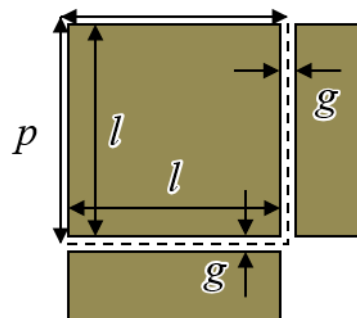
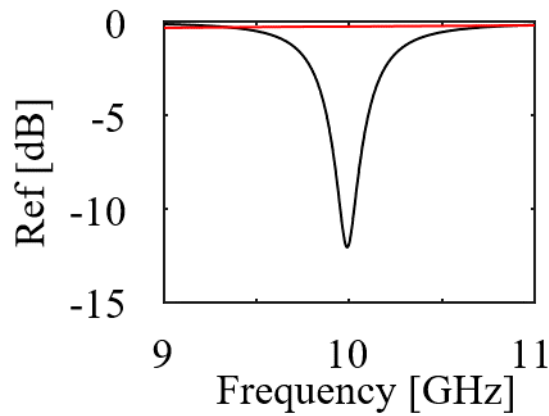
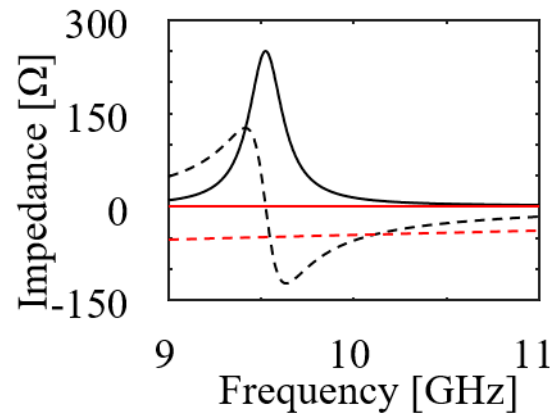


図 3.4: FSS のジオメトリ
($p = 22.0, l = 21.5, g = 1.5$ [mm])



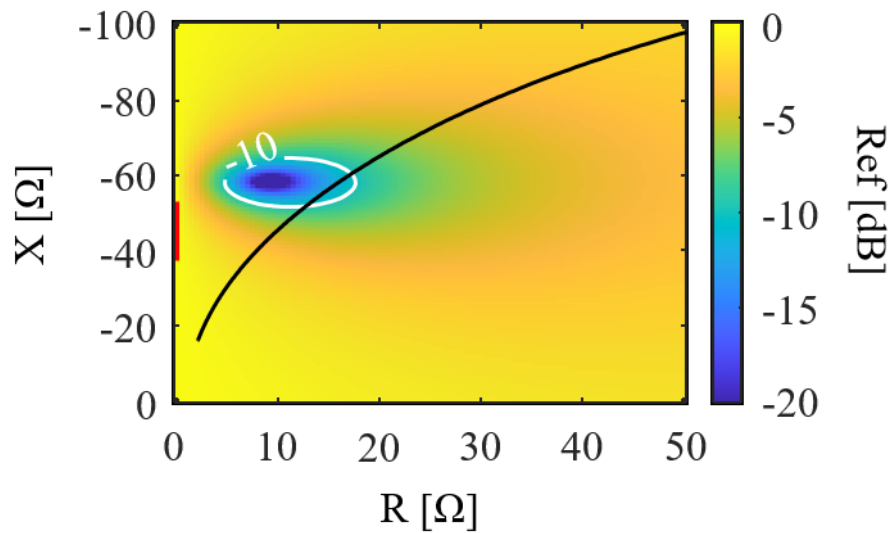
(a) 反射係数

(黒線：FSS 電波吸収体から求めた Z_{FSS} ,
赤線：FSS のみから求めた Z_{FSS})



(b) FSS の特性インピーダンス

(黒線：FSS 電波吸収体から求めた Z_{FSS} ,
赤線：FSS のみから求めた Z_{FSS} ,
実線：実部, 破線：虚部)



(c) Z_{FSS} の値の場合の FSS 電波吸収体の反射係数と導出した Z_{FSS}

(黒線：FSS 電波吸収体から求めた Z_{FSS} , 赤線：FSS のみから求めた Z_{FSS})

図 3.5: 解析モデルによる比較

3.3 8本ノッチ FSS 電波吸収体

本節では、出来る限り簡単な形状の FSS 電波吸収体（図 3.3）を提案する。前節では FSS 部分のみの解析結果を用いて FSS 電波吸収体の反射特性を求める手法について記載した。しかし FSS の特性を解析したのち数値計算によって FSS 電波吸収体全体の特性を計算するのは複数の計算ソフトを用いるという点で二度手間である。そのため以下の FSS 電波吸収体の設計においては FSS と誘電体基板と金属板を積層化した状態で電磁界解析を行う。設計条件として

- 単純な形状である
- 表面に抵抗などを実装しない
- 偏波角の影響を受けない
- 使用する誘電体基板は 1 枚である

の 4 点を挙げる。提案 FSS 電波吸収体の利用状況としては遠方から放射された電波の入射を想定する。放射された電波は十分遠方では平面波となるが、提案 FSS 電波吸収体に入射する際の偏波角は指定できないことも考えられる。そのため偏波が回転しても吸収特性に影響が出ないように設計する必要がある。本研究においては FSS のユニットセルの形状によって偏波角依存性の低減を図る。具体的には FSS の基本形状を点対称である真円とする。電波を吸収する周波数帯域については 10 GHz が中心となるように設計する。広帯域化のため、ノッチを複数本入れて共振する箇所を増やすことを考える。解析では FSS、誘電体基板 FR4、金属板からなる層構造の最小単位をユニットセルとし、 $\pm x$ 方向と $\pm y$ 方向に unit cell boundary を設定することで、ユニットセルが xy 面内に無限にアレー化された吸収体を仮定する（図 3.7）。

3.3.1 解析によるノッチ数決定

まず本検討において円形パッチに入れる最適なノッチの本数を決定する。ノッチ数 n は 0~10 本までの偶数本とし、中心周波数が 10 GHz となるように長さや幅を表 3.3.1 のように設計した FSS 電波吸収体のユニットセル形状を図 3.8 に示す。変えたのは表 3.3.1 に示すパラメータのみであり、ノッチ数にかかわらず使用している誘電体基板の厚さと物性値や FSS 電波吸収体の FSS、誘電体基板 FR4、金属板からなる層構造は同じとする。提案する FSS 電波吸収体の背面は金属板となっており入射した電波が背面へ透過することはないので、入射電波の吸収量は入射電力と反射電力の比、つまり反射特性で表す。本節では入射波と反射波の偏波角が同じもの（主偏波）と反射波の偏波角が 90 度回転したもの（交差

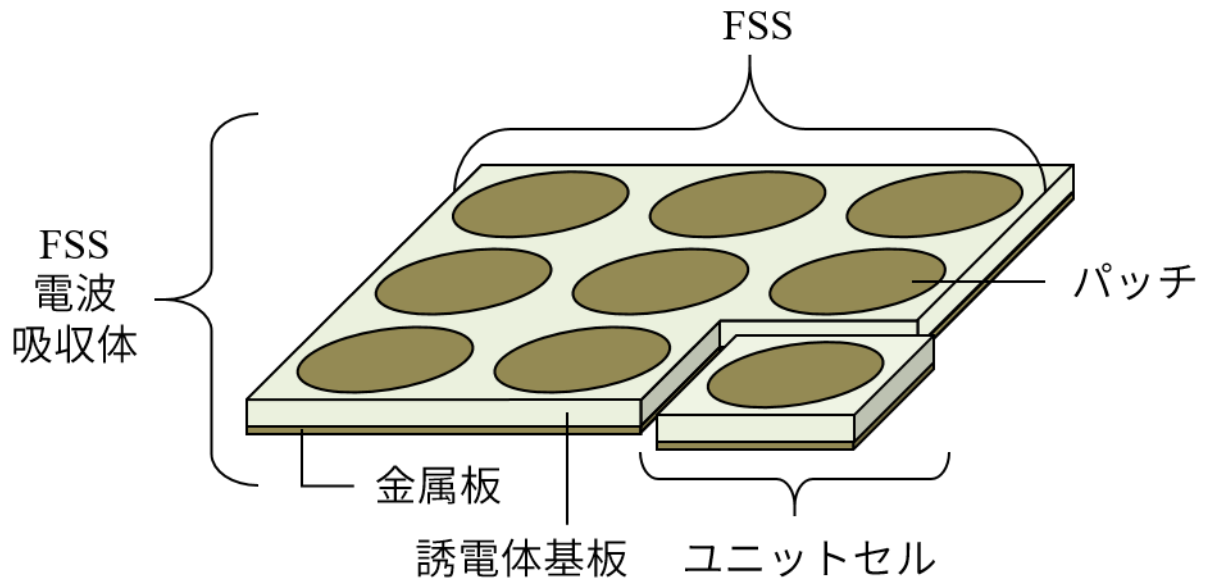


図 3.6: FSS 電波吸収体概略図

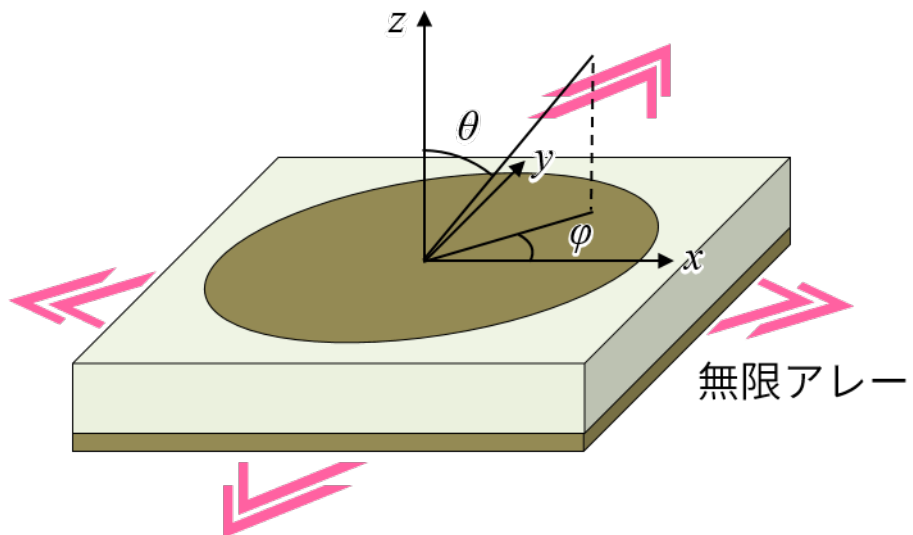
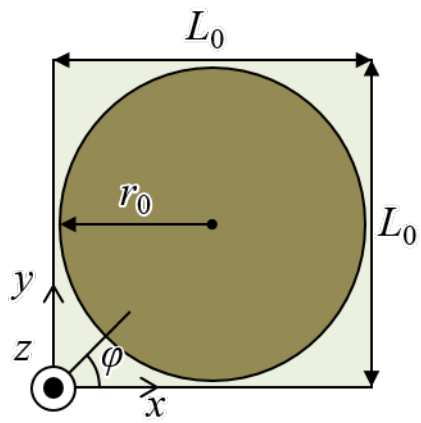


図 3.7: unit cell boundary

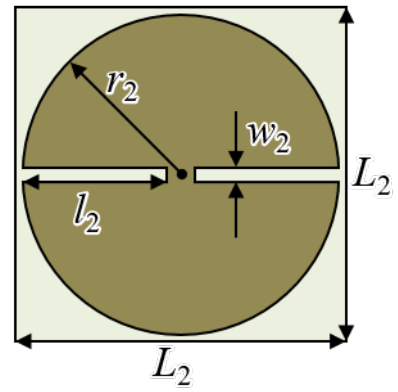
偏波)の反射のみを考慮する。反射特性の偏波角依存性を調べるため、入射波の偏波角を $\phi = 0, 15, 30, 45, 60, 90$ [deg.] と変化させた。図 3.9 に、ノッチ数 n を変えた場合の反射特性の主偏波及び交差偏波を示す。結果はノッチ数 $n = 0, 4, 8, 10$ の場合は入射波の偏波角が主偏波に影響はわずかだが、2, 6 本の場合は入射波の偏波角によって主偏波の反射特性の概形が変化しており、交差偏波の反射も大きくなる偏波角が存在する。ここで反射特性の偏波依存性の要因を示すため、ノッチが 6 本の場合にノッチ同士が向き合うように 30 度斜めにずらして配置し、図 3.10(a) のようにユニットセルの区切りを変更することで同様の解析を行った。パッチ素子同士の間隔とパッチの各種パラメータが表 3.3.1 のままである。このときの反射特性は図 3.10(b) である。正方配置の図 3.9(d) と比較して、反射特性の偏波依存性が大幅に低くなっていることがわかる。偏波依存性の低い解析モデルの共通点として、すべてのノッチが隣り合うパッチ素子にあるノッチと向き合っていることが挙げられる。偏波依存性の高い解析モデルではすべてのノッチに向かい合うノッチがあるわけではない。この違いは、ノッチに挟まれた扇形の部分へ乗る電界分布の変化の大きさによるものである。すべてのノッチが向かい合っていれば偏波角が変わっても電界分布の変化は小さい。ノッチが 2 本の場合はパッチ素子の扇部分の角度が 180 deg. と広く、偏波が回転した際に電界分布が変わるため偏波依存性をもつ。このことから、FSS 電波吸収体のパッチ素子におけるすべてのノッチ同士が向き合っている場合には正方配置しても偏波依存性が低くなると言える。

表 3.1: ノッチ数 n を変更したときのユニットセルの各パラメータ

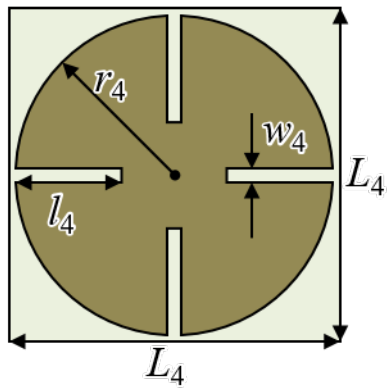
ノッチ数 n [本]	0	2	4	6	8	10
円半径 r_n [mm]	11.7	11.8	11.9	9.9	11.9	15.3
ノッチ幅 w_n [mm]	-	1.0	1.0	1.0	0.6	1.0
ノッチ長さ l_n [mm]	-	10.2	7.5	8.5	10.8	12.0
ユニットセルサイズ L_n [mm]	25.4	25.6	25.8	21.8	25.8	32.6



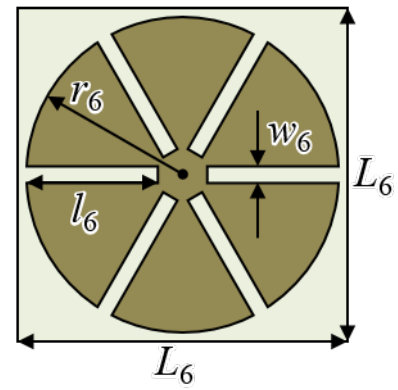
(a) $n = 0$



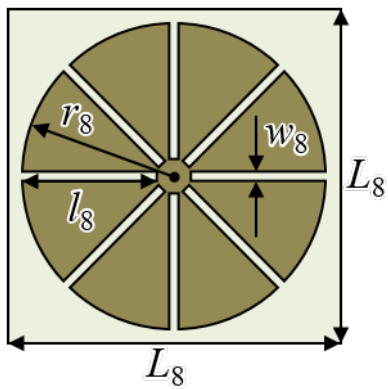
(b) $n = 2$



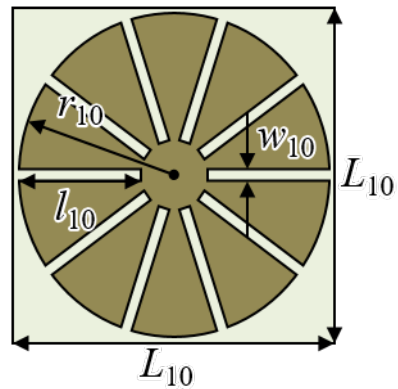
(c) $n = 4$



(d) $n = 6$



(e) $n = 8$



(f) $n = 10$

図 3.8: ノッチ数 n を変更したときのユニットセル形状

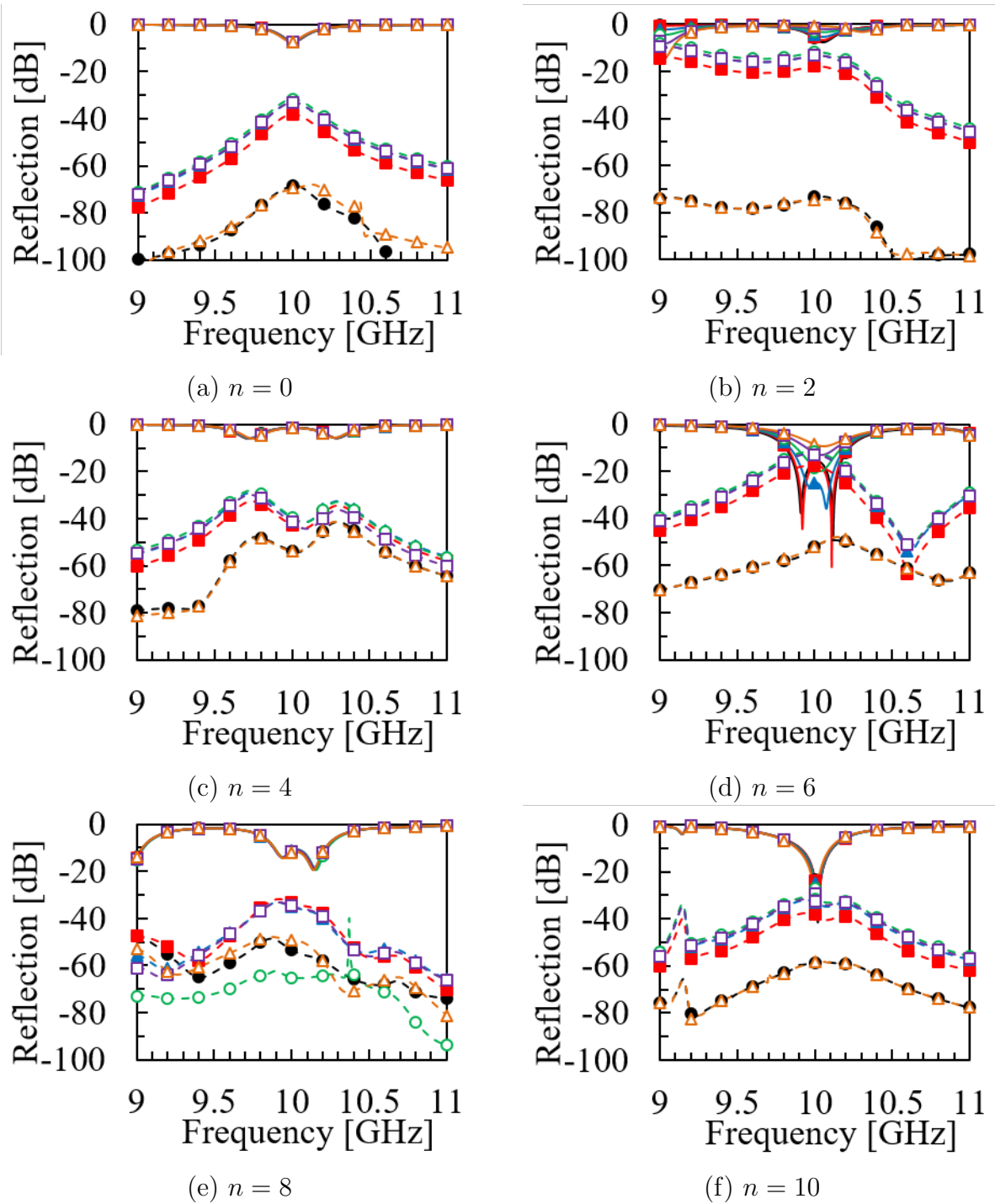
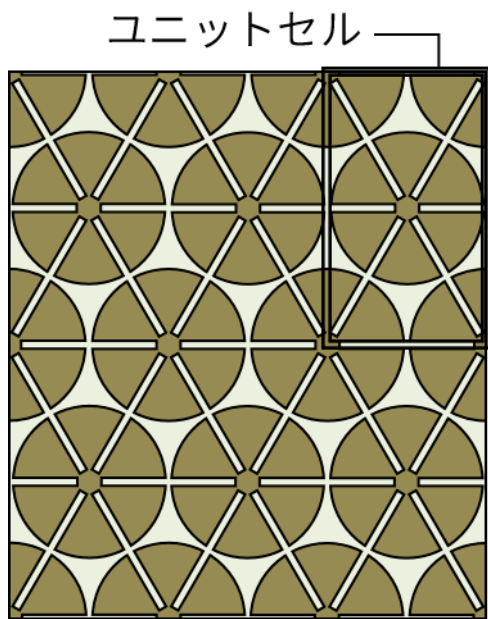
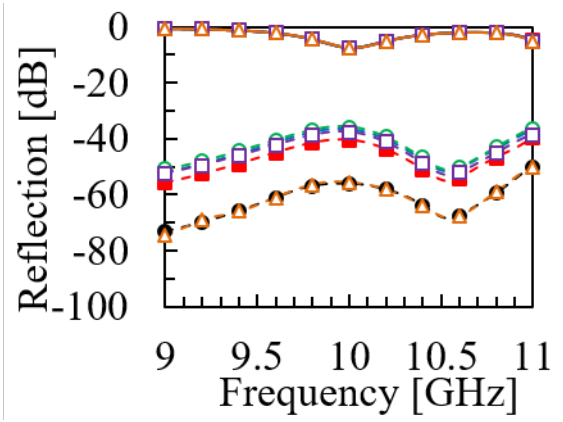


図 3.9: ノッチ数 n を変更したときの反射特性
 (入射偏波角 = 黒丸 : 0, 赤四角 : 15, 青三角 : 30, 緑棒丸 : 45, 紫棒四角 : 60, 橙棒三角 : 90 [deg.],
 直線 : 主偏波, 鎖線 : 交差偏波)



(a) ユニットセル



(b) 反射特性

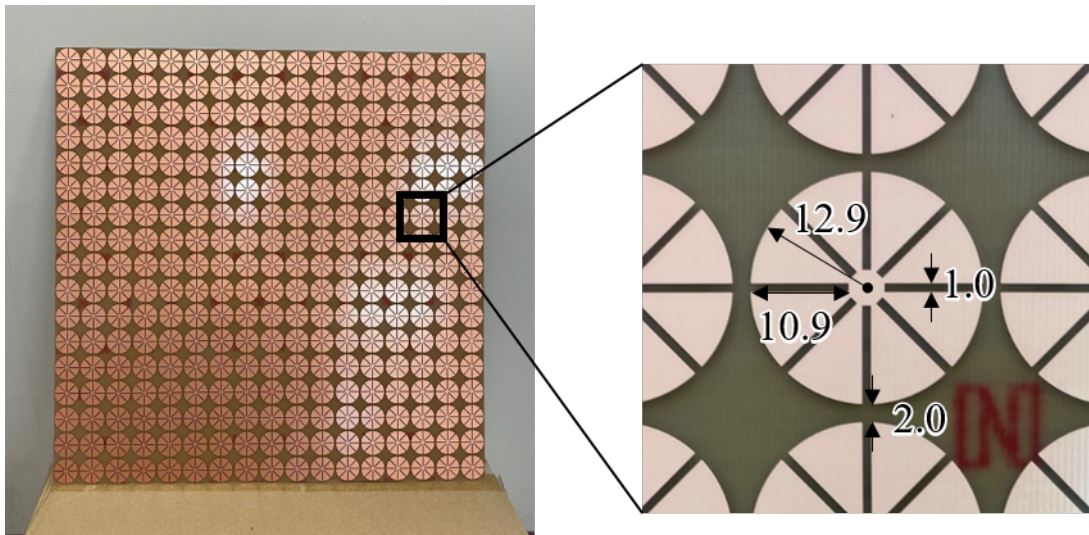
(入射偏波角 = 黒丸 : 0, 赤四角 : 15, 青三角 : 30, 緑棒丸 : 45, 紫棒四角 : 60, 橙棒三角 : 90 [deg.],

直線 : 主偏波, 鎖線 : 交差偏波)

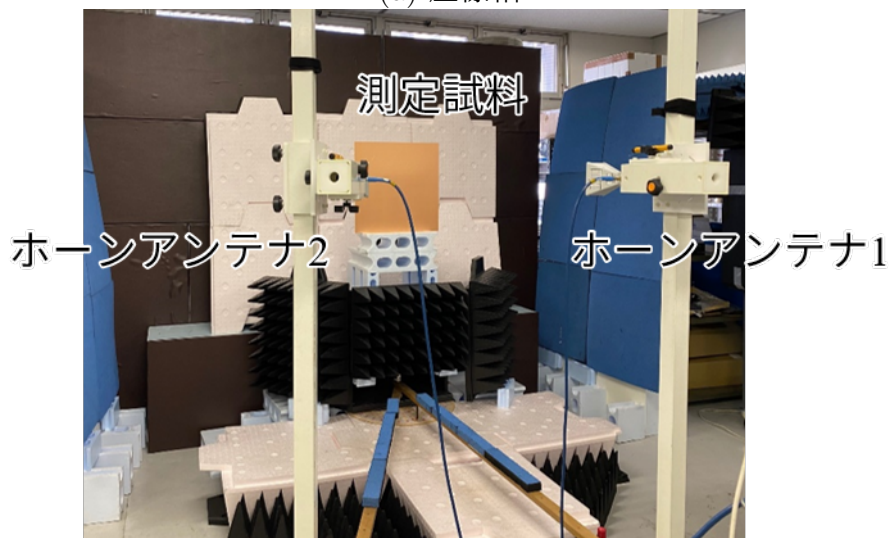
図 3.10: アレー配置を変更した場合

3.3.2 反射特性（解析・実験）

以降は前節で設計した8本ノッチが入った提案FSS電波吸収体の吸収体としての各種特性を示す。本項では最も基本的な特性である、真正面から入射した電波が同方向にどれだけ反射するかを意味する、反射特性について解析結果と実験結果を記す。実験で使用するパナソニック電工製誘電体基板FR-4（厚さ0.8 mm）の誘電率と誘電正接の測定と本節で行った各種特性の測定は地方独立行政法人神奈川県立産業技術総合研究所に依頼した。物性値測定は共振器法にて行われ誘電率3.93，誘電正接0.017という結果を得た。解析及び設計には誘電率を4.0，誘電正接0.017という値を用いた。作製したFSS電波吸収体を図3.3.2(a)に示す。17×17個のユニットセルが正方配置されている。実験ではタイムドメイン法（図3.3.2(b)）により、SCHWARZECK社製ダブルリジットホーンアンテナ（BBHA 9120C）を1本用いて真正面（ $\phi_{in} = 0, \theta_{in} = 0$ [deg.]）から真正面（ $\phi_{out} = 0, \theta_{out} = 0$ [deg.]）への反射量を測定した。実験の座標系と偏波角は図3.3.2に示す。測定では提案FSS電波吸収体の背面である金属板で測定した S_{11} を基準値として、提案FSS電波吸収体のFSS側の面での S_{11} との差から提案FSS電波吸収体の反射特性を求めた。なお S_{11} にはベクトルネットワークアナライザにてゲーティング処理しており、周囲からの反射波を除去し、試料からの反射波のみを観測している。測定結果は図3.3.2(a)のようになった。ユニットセルのジオメトリを図3.3.2(a)のまま維持し、誘電率のみ4.15へ変えたときの解析結果を併記した。レベルは少々異なるものの反射特性の山や谷となる周波数がよく重なっていることから使用した誘電体基板の等価的な誘電率は4.15だと推測できるため、以降の解析には誘電率を4.15，誘電正接0.017という値を用いる。ホーンアンテナ1を $\phi_{in/out} = 15, 30, 45$ [deg.]回転させて測定した反射特性は図3.3.2(b)となった。図3.9(e)に示す解析結果と同様に偏波角による反射特性の変化は極めて小さい。このことから前節で示した解析結果の妥当性が示された。



(a) 座標軸



(b) 偏波角

図 3.11: 実験写真

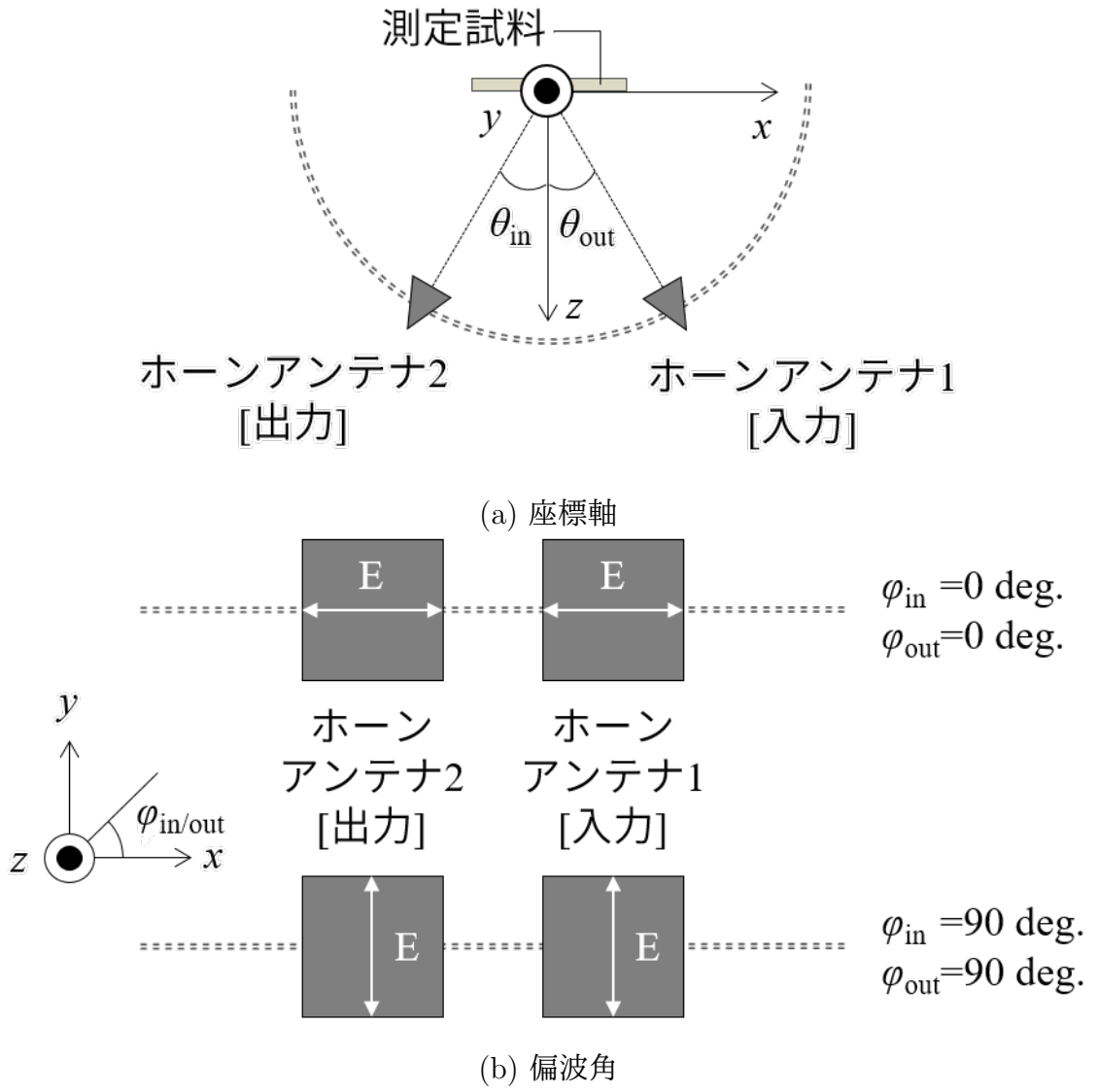
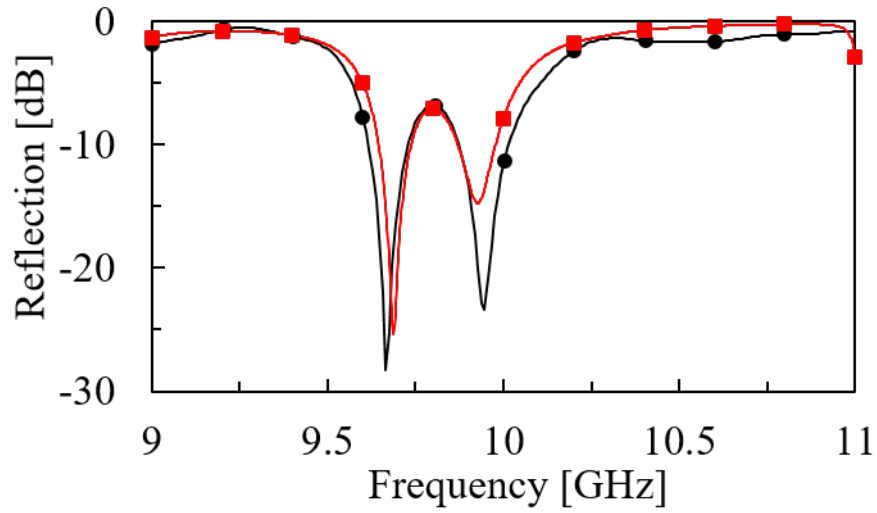
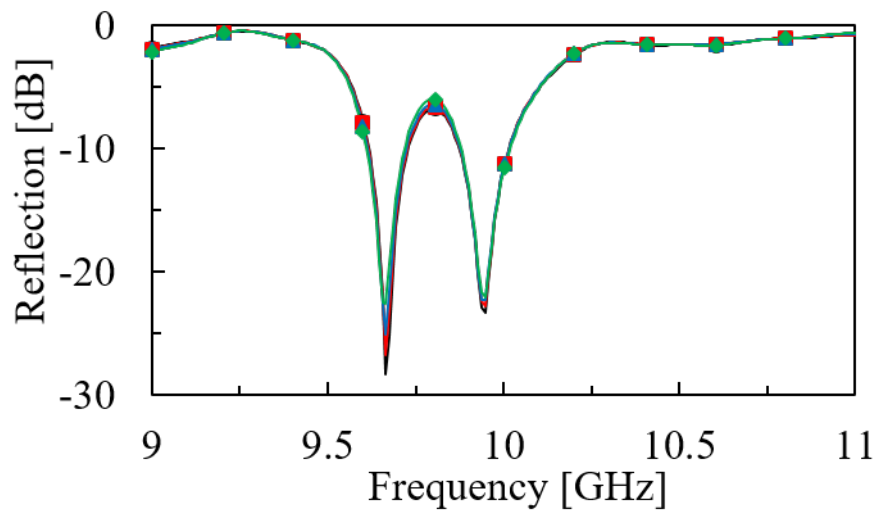


図 3.12: 実験における角度諸元



(a) 反射特性

(入射偏波角 = 黒丸 : 実験, 赤四角 : 解析)



(b) 反射特性の偏波角依存性

(入射偏波角 = 黒丸 : 0, 赤四角 : 15, 青三角 : 30, 緑菱形 : 45[deg.])

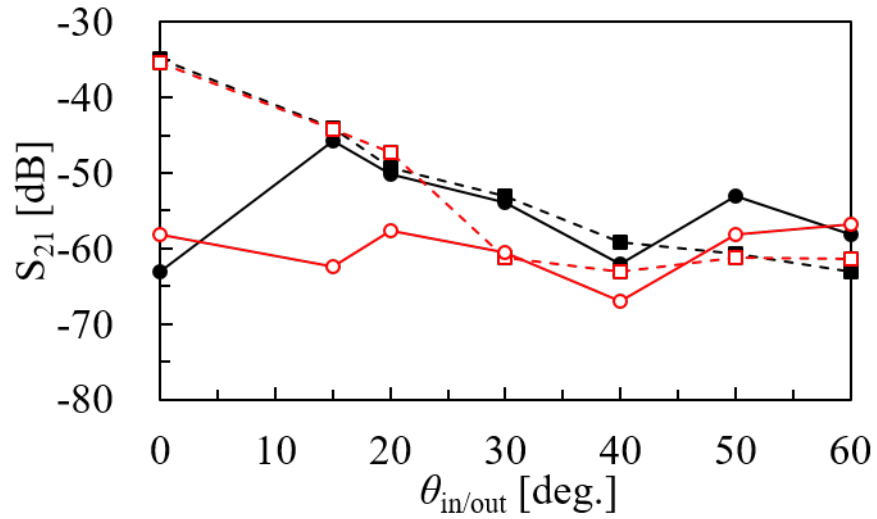
図 3.13: 反射特性の実験値

3.3.3 散乱特性（実験）

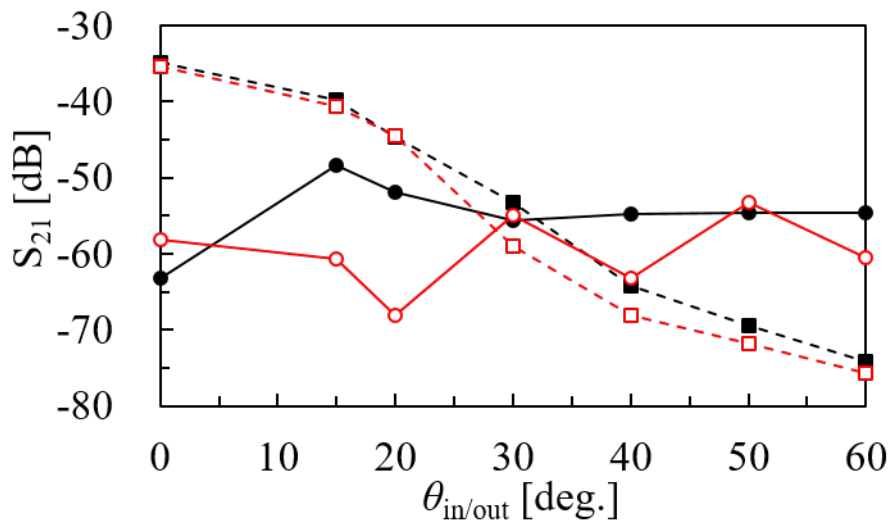
真正面 ($\theta_{in} = 0$ [deg.]) から入射し反射する電波がどの角度 ($\theta_{out} = 0, 15, 20, 30, 40, 50, 60$ [deg.]) にどれだけ散らばるかを示す散乱特性を測定した。前項の測定結果で反射が特に小さくなっている 9.67 GHz と 9.94 GHz における S_{21} を図 3.3.3 に示す。また金属板における S_{21} と提案 FSS 吸収体における S_{21} の差分を提案 FSS 吸収体による吸収量として図 3.3.3 に示した。金属板による反射波は $\phi_{in/out}$ の角度によらず正面方向 ($\theta_{out} = 0$ [deg.]) に強く、 θ_{out} が大きくなるほど小さくなっている。吸収体からの反射波は $\phi_{in/out} = 0$ [deg.] のとき θ_{out} が 40 deg. 以下であれば金属板と同等もしくは金属板より少ない散乱量となっている。 $\phi_{in/out} = 90$ deg. のとき θ_{out} が 30 deg. (9.94 GHz においては 20 deg.) 以下であれば金属板より少ない散乱量となっている。このことから散乱特性にも偏波依存性があること、 $\phi_{in/out} = 0$ [deg.] のとき $\theta_{out} = 40$ [deg.], $\phi_{in/out} = 90$ [deg.] のとき $\theta_{out} = 30$ [deg.] の範囲に対しては金属板よりも反射波の散乱がおおよそ抑えられているといえる。

3.3.4 斜入射特性（実験）

図 3.3.2(b), 図 3.3.2 の実験系を用いて斜入射特性を実験的に求めた。 $\phi_{in/out}$ が 0, 90 deg. のときの結果は図 3.3.4 のようになった。 $\phi_{in/out}$ や $\theta_{in/out}$ の値によらず反射特性の概形が大きく変化している。ここで反射特性が -10 dB となる周波数を抜粋したものを図 3.3.4 に示す。塗りつぶした部分が -10 dB 以下となる周波数帯域、黒い点線が $\theta_{in/out} = 0$ deg. のときの -10 dB 以下となる周波数帯域である。周波数特性が $\theta_{in/out}$ によって変化するに従い -10 dB 以下となる帯域も変化しており、 $\phi_{in/out} = 0$ [deg.] のときは $\theta_{in/out}$ が大きくなるにしたがって -10 dB 以下となる帯域が低周波数側に広がっている。 $\phi_{in/out} = 90$ [deg.] のときは多少帯域の広狭はあるものの、おおよそ $\theta_{in/out} = 0$ [deg.] のときの帯域幅を保っている。このことから提案 FSS 電波吸収体の反射特性は、真正面から平面波が入射した場合の -10 dB 以下となる周波数帯域幅が平面波が斜めから入射した場合でもほぼ確保できているという点で、斜入射特性に優れているといえる。より広範囲の入射角に対応するためには FSS の設計段階で斜入射を考慮した設計をする必要がある。



(a) $\phi_{in/out} = 0$ deg.



(b) $\phi_{in/out} = 90$ deg.

図 3.14: 散乱特性実験結果

(黒丸・直線: 吸収体 9.67 GHz, 赤棒丸・直線: 吸収体 9.94 GHz,
黒四角・破線: 金属板 9.67 GHz, 赤棒四角・破線: 金属板 9.94 GHz)

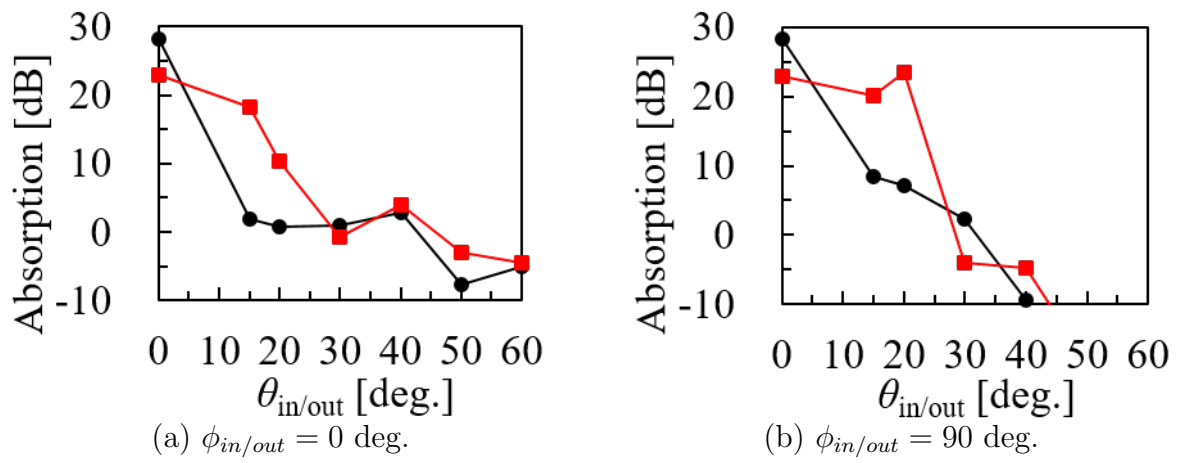
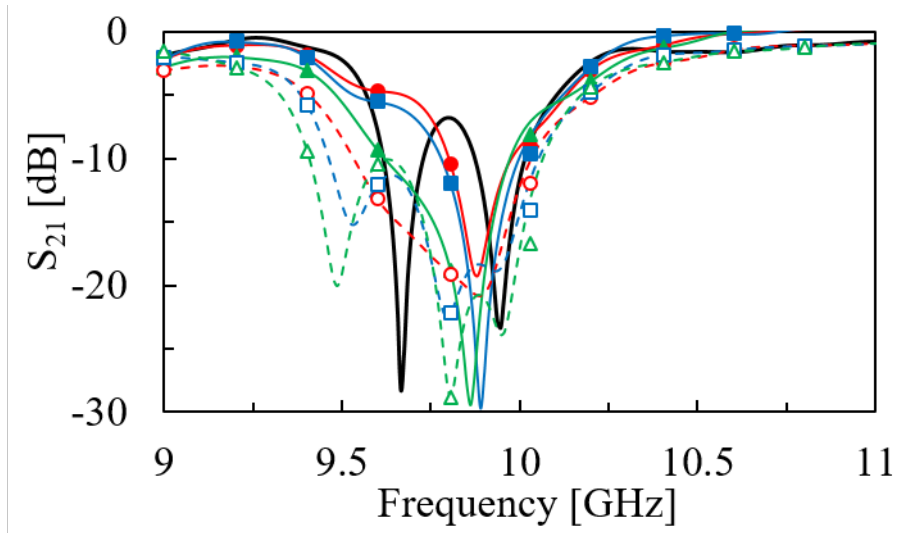
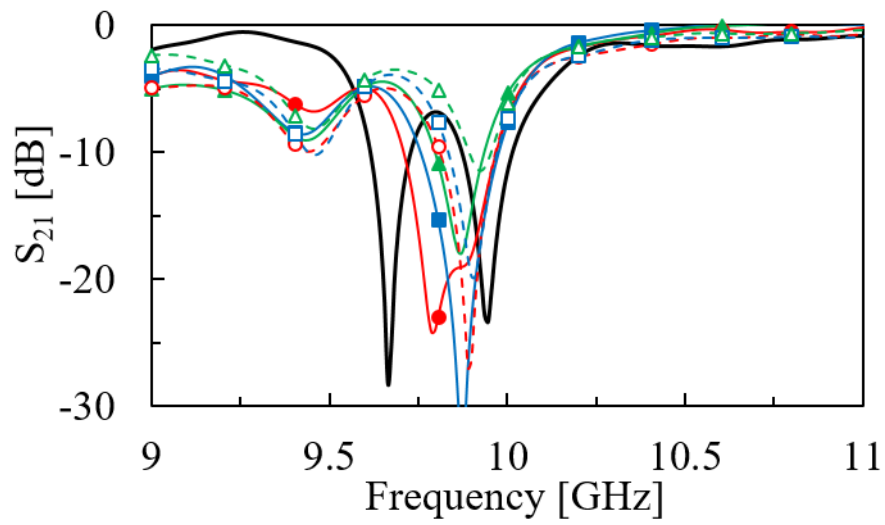


図 3.15: 散乱特性実験結果-吸収量
(黒丸 : 9.67, 赤四角 : 9.94 [GHz])



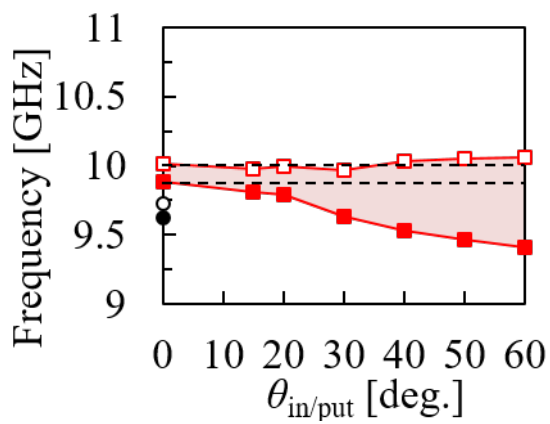
(a) $\phi_{in/out} = 0$ deg.



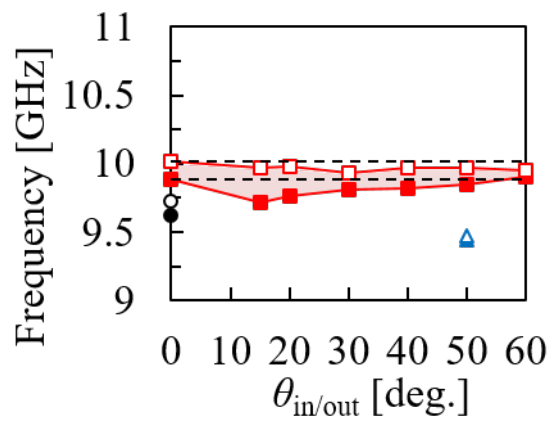
(b) $\phi_{in/out} = 90$ deg.

図 3.16: 斜入射特性実験結果

($\theta_{in/out} =$ 黒太線 : 0, 赤丸・直線 : 15, 青四角・直線 : 20, 緑三角・直線 : 30, 赤棒丸・破線 : 40, 青棒四角・破線 : 50, 緑三角・破線 : 60 [deg.])



(a) $\phi_{in/out} = 0$ deg.

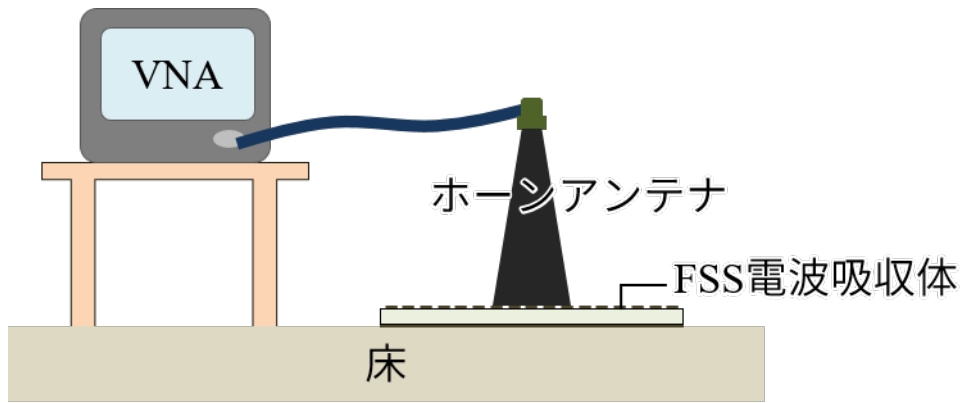


(b) $\phi_{in/out} = 90$ deg.

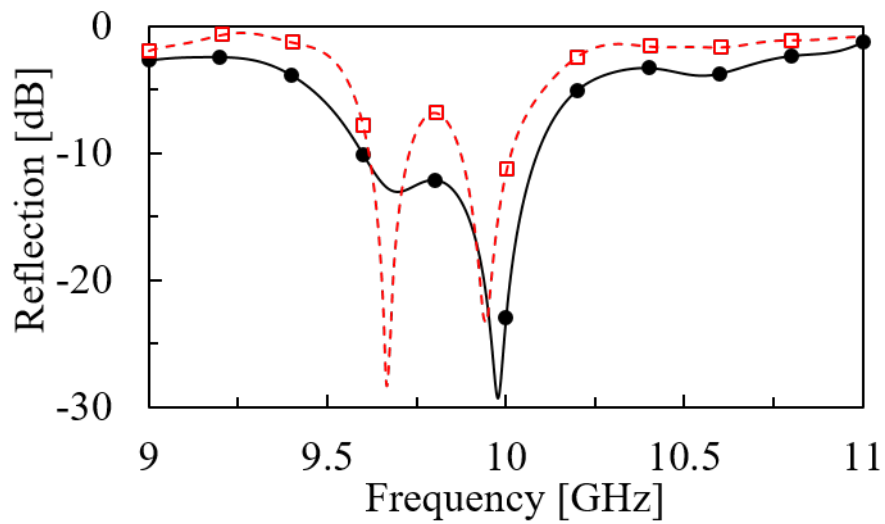
図 3.17: 斜入射特性実験結果： S_{21} が -10 dB 以下となる範囲
 (黒丸：範囲 1 開始，黒枠丸：範囲 1 終了，赤四角：範囲 2 開始，
 赤枠四角：範囲 2 終了，青三角：範囲 3 開始，青枠三角：範囲 3 終了)

3.3.5 簡易実験の提案

一般的なタイムドメイン法による反射特性の測定には広いスペースが必要であり，試作した FSS 電波吸収体の性能を差し当たり知りたい場合には大掛かりな作業である．そこで理論的に正確さには欠けるものの，真正面 ($\theta_{in/out} = 0 \text{ deg.}$) から入射した電波の反射特性を容易に測定可能な実験を提案する．提案測定モデルを図 3.3.5(a) に示す．ホーンアンテナの開口部を試料に密着させ，反射特性を測定する [17]．タイムドメイン法では測定試料に平面波を入射させるため，ホーンアンテナの遠方界となる距離まで試料を離して配置し，そのうえでゲーティング処理をし，試料からの反射波のみを観測している．提案手法では，ホーンアンテナの開口部は平面波に似た位相分布の TE01 モードであることと，開口部に試料を密着させることで外部の不要反射の影響を受けないことから平面波を照射した際の反射係数の測定が疑似的に可能であると考ええる．提案 FSS 電波吸収体の背面は金属板であるため，試料がホーンアンテナの開口面よりも大きければ床による反射の影響は受けない．簡易実験にはベクトルネットワークアナライザと Flann Microwave Ltd. 製ホーンアンテナ (Model:17240-25, SerNo. 50)，測定試料には前項と同様の図 3.3.2(a) を用いた．測定ではベクトルネットワークアナライザにてゲーティング処理をし，ホーン開口部に密着させた試料からの一度目の反射波のみを得る．前項のタイムドメイン法の結果 (図 3.3.2(a) 実験値) と併記した反射特性は図 3.3.5(b) となった．グラフの概形や周波数はおおよそ一致しており，本格的な測定を行う前の予備実験としては有効といえる．



(a) 配置図



(b) 反射特性比較

(黒丸・直線：簡易実験，赤枠四角・破線：タイムドメイン法)

図 3.18: 簡易実験

3.4 花形 FSS 電波吸収体

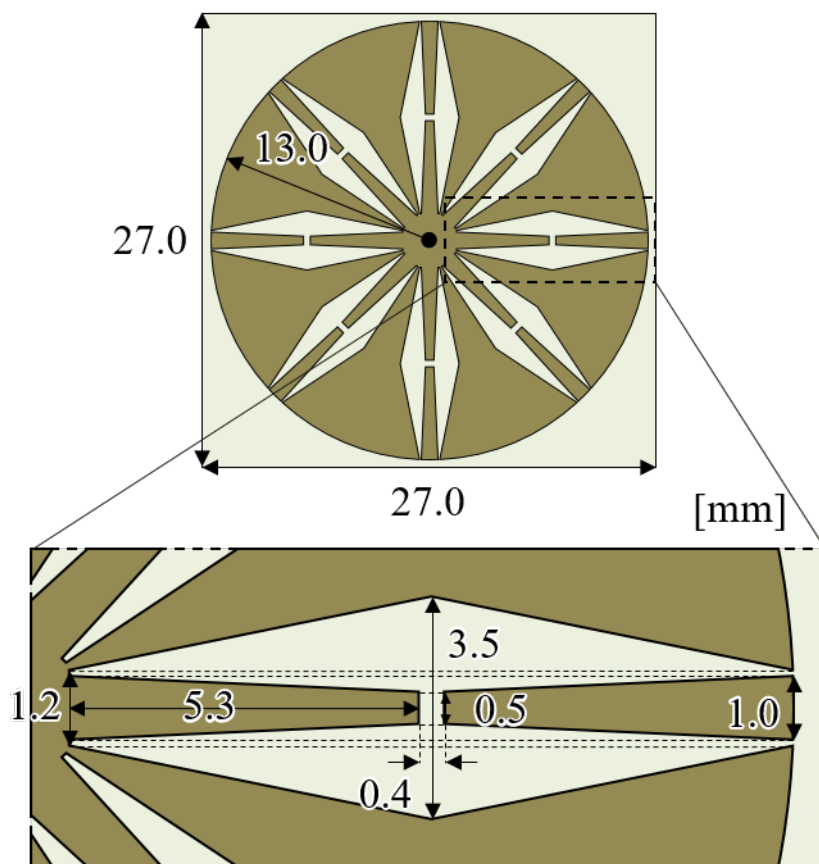
前節の 8 本ノッチ FSS 電波吸収体の FSS 部分の形状を変え、より広帯域に吸収する FSS 電波吸収体の設計を試みる。なお、本節で示すデータはすべて解析結果であり実験は行っていない。

3.4.1 反射特性

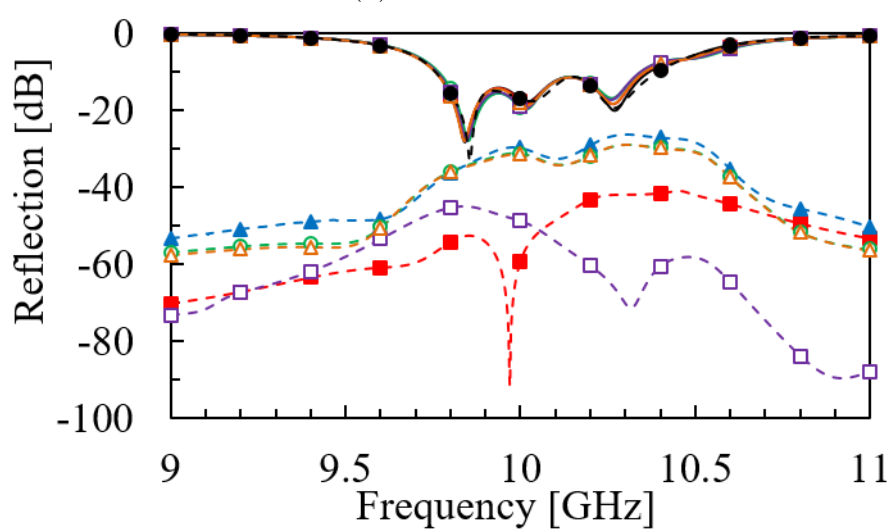
前節での検討を基に、円形パッチを基本とした 45 度毎に回転対称となるような FSS を考えた。提案する FSS 電波吸収体を図 3.19(a) に示す。使用した誘電体基板は厚さ 0.73 mm の FR4 で誘電率は 4.3, 誘電正接は 0.025 である。FSS 電波吸収体のユニットセルは前節までと同様に FSS, 誘電体基板 1 枚, 裏打ち金属板の 3 層から構成されている。ノッチ部分の形状を前節の FSS の単なる長方形から同じ形の台形の長い方の底辺を貼り合わせた形状へ変更し、ノッチ部分に細い台形を 2 つ向かい合わせに配置した。この形状にすることにより共振点が 3 か所に増え、より広帯域な反射波の抑制につながる。入射平面波の偏波角 ϕ を 0, 15, 30, 45, 60, 90 度と変化させたときの反射特性を図 3.19(b) に示す。どの偏波角においても反射特性は影響を受けず、交差偏波も十分に小さい。反射係数が -10 dB となる周波数範囲は 9.76 GHz から 10.35 GHz で比帯域幅は 5.9% であった。

3.4.2 斜入射特性

前節と同様に、この FSS 電波吸収体に斜めから平面波が入射した場合の反射特性について解析した。角度表記は図 3.3.2 に準ずる。 $\phi_{in/out} = 0$ deg. のとき入射に角度がつくにつれて共振点が高周波側へシフトしている。 $\phi_{in/out} = 0, \theta_{in/out} = 15$ deg. のとき反射係数が -10 dB 以下となる帯域が 2 つに分かれている。しかしその 2 つの周波数範囲はごく近く、仮にこれらが 1 つの帯域だったとすると、提案する花形 FSS 電波吸収体は $\phi_{in/out} = 0$ deg. の場合は入射角の変化に影響を受けにくいといえる。逆に $\phi_{in/out} = 90$ deg. のときは入射に角度がつくにつれて共振点が低周波側へシフトし反射係数が -10 dB 以下となる帯域が非常に狭くなっており、入射角の変化に影響を受けやすいといえる。



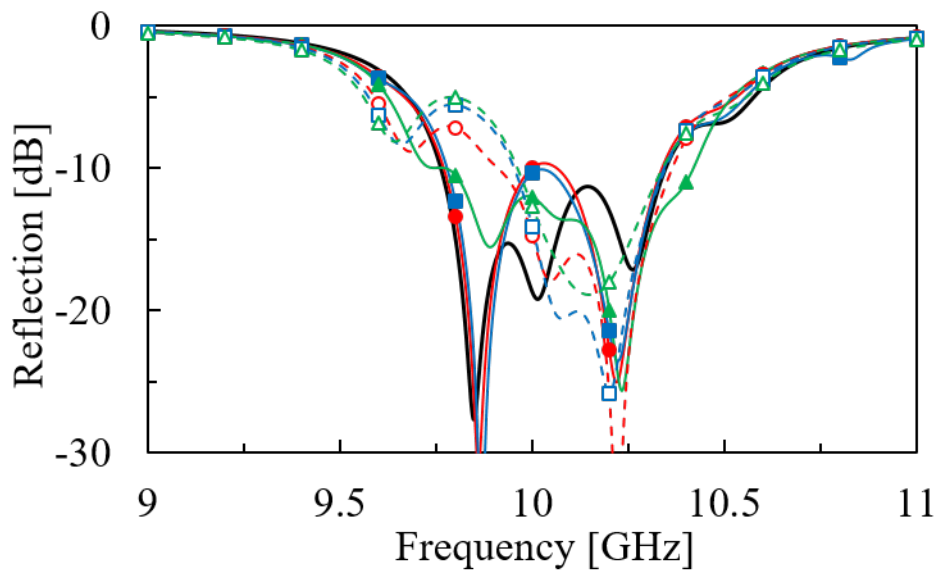
(a) ジオメトリ



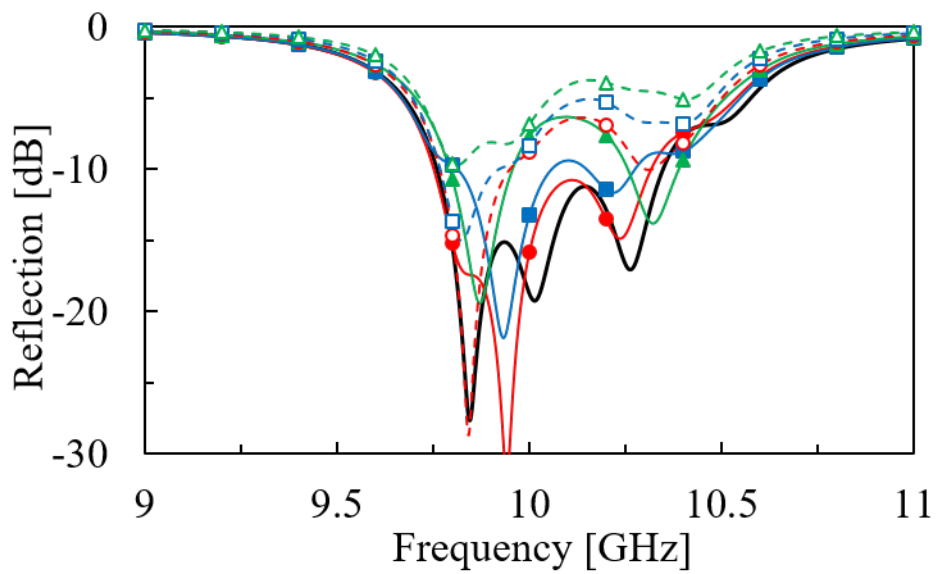
(b) 反射特性

(入射偏波角 = 黒丸 : 0, 赤四角 : 15, 青三角 : 30, 緑枠丸 : 45, 紫枠四角 : 60, 橙枠三角 : 90 [deg.],
直線 : 主偏波, 破線 : 交差偏波)

図 3.19: 花形 FSS 電波吸収体



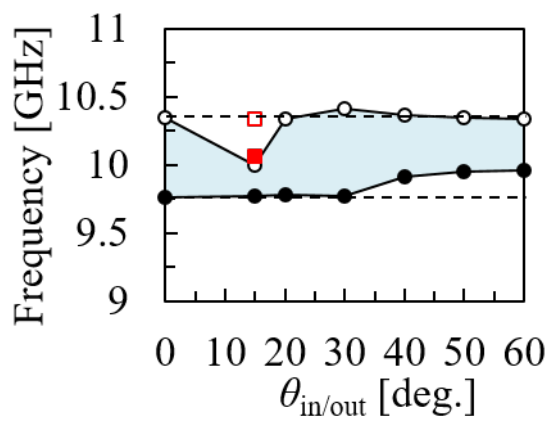
(a) $\phi_{in/out} = 0$ deg.



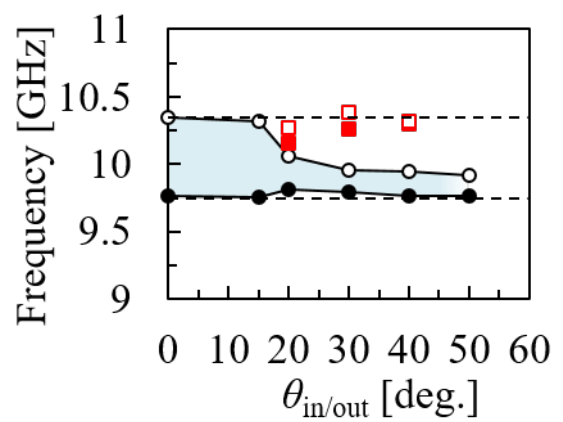
(b) $\phi_{in/out} = 90$ deg.

図 3.20: 斜入射特性解析結果

($\theta_{in/out} =$ 黒太線 : 0, 赤丸・直線 : 15, 青四角・直線 : 20, 緑三角・直線 : 30, 赤棒丸・破線 : 40, 青棒四角・破線 : 50, 緑三角・破線 : 60 [deg.]



(a) $\phi_{in/out} = 0$ deg.



(b) $\phi_{in/out} = 90$ deg.

図 3.21: 斜入射特性解析結果: S_{21} が -10 dB 以下となる範囲
 (黒丸: 範囲 1 開始, 黒枠丸: 範囲 1 終了, 赤四角: 範囲 2 開始,
 赤枠四角: 範囲 2 終了, 青三角: 範囲 3 開始, 青枠三角: 範囲 3 終了)

3.5 結論

本章では FSS を用いた電波吸収体を提案した。提案 FSS 吸収体の設計条件として

- 単純な形状である
- 表面に抵抗などを実装しない
- 偏波角の影響を受けない
- 使用する誘電体基板は 1 枚である

の 4 点を挙げ、これらを満たすものとして真円のパッチに 8 本の

- 長方形
- 六角形から台形を 2 つ切り取った形状

を放射状にくりぬいたパッチを FSS として採用した FSS 電波吸収体を 2 種類提案した。提案 FSS 電波吸収体の性能を示すため、以下の解析と実験を行った。

- ノッチの本数を変え、ノッチの本数とアレー配置による偏波角依存性への影響を調べるための解析
- 真正面から入射した平面波がどの程度入射方向に反射するのかを示す反射特性の解析と実験
- 真正面から入射した平面波が周囲にどの程度反射し散乱しているかを示す散乱特性の実験
- 斜めから入射した平面波が入射角と等しい反射角方向にどれだけ反射するかを示す斜入射特性の解析もしくは実験
- 直付けしたホーンアンテナの反射特性による簡易的な吸収体の反射特性測定

誘電率 4.3, 誘電正接 0.025, 厚さ 0.73 mm の誘電体基板を用いた解析において、反射係数が -10 dB 以下となる比帯域幅は、8 本ノッチ FSS 電波吸収体で 9.89 GHz から 10.22 GHz の 3.3%, 花形 FSS 電波吸収体で 9.76 GHz から 10.35 GHz の 5.9% という結果を得た。また、斜めから入射する平面波の反射を低減させるには斜入射特性の改善に重きを置いて設計する必要がある。本検討では真正面からの入射はのみに焦点を当てて設計をしているため斜入射特性に関して良好でない点もある。先行研究との比較を表 3.2 に載せる。先行研究と比較して本章で提案した FSS 電波吸収体は同等程度の性能があるといえる。

表 3.2: 先行研究との比較

Absorber	Center freq. [GHz]	Unit cell size [mm]	ϵ_r	$\tan \delta$	Thickness [mm]	-10 dB BW [%]	Pol. insensitive	Number of parameter
[11]	10.35	14.2	3.7	0.02	0.6	4	Yes	11
[12]*	7.5	24	4.3	0.025	6.8	120	Yes	6
[15]	10.05	7.1	4.2	0.02	2.0	43	No	6
[16]	10.0	9.0	4.6	0.019	0.8	0.5	Yes	3
8本ノッチ	10.06	25.6	4.3	0.025	0.8	3.3	Yes	4
花形	10.06	27.0	4.3	0.025	0.8	5.9	Yes	11

* 抵抗性インクを使用

参考文献

- [1] 橋本康雄, 栗原弘, 平井義人, 石野健, 清水康敬, ”フェライトを用いたテレビゴースト防止対策用3層型電波吸収体,” テレビ誌, vol.44, no.9, pp.1253-1259, Sept.1990
- [2] 安齋弘樹, 内藤喜之, 水本哲弥, ”ピラミッド形電波呼吸体の斜入射特性とその等価回路近似モデルについて,” 信学論 (B) vol.J79-B2, no.10, pp.686-693, Oct.1996
- [3] 小野光弘, 菅井義和, ”垂・斜入射特性に優れるピラミッド形電波吸収体の設計・試作,” 通学論 (B) vol.J64-B, no.10, pp.1069-1076, Oct.1981
- [4] 青柳貴洋, 西方敦博, 清水康敬, ”伝搬モード近似によるウェッジ形電波吸収体の周期長を考慮した特性解析,” 信学論 (B), vol.J77-B2, no.12, pp.813-820, Dec.1994
- [5] 清水康敬, 西方敦博, 鈴木松一, ”ゴムカーボンシートによるレーダ電波障害対策用吸収体,” 信学論 (B) vol.J68-B, no.8, pp.928-934, Aug.1985
- [6] 宗哲, 橋本修, ”炭素粒子混入エポキシ変成ウレタンゴムを用いたミリ波電波吸収体の耐候性に関する検討,” 信学論 (B) vol.J83-B, no.1, pp.138-140, Jan.2000
- [7] 弥政和宏, 橋本修”円筒に装着する抵抗皮膜材を用いた電波吸収体に関する理論的検討,” 信学論 (B) vol.J82-B, no.3, pp.476-483, Mar.1999
- [8] 花澤理宏, 橋本修, 江原英利”X帯における斜入射用透明電波吸収体の実現,” 信学論 (B) vol.J83-B, no.2, pp.245-251, Feb.2000
- [9] 北川真也, 高萩和宏, 原崎亜紀子, 千葉英利, ”ランダム配列構造を用いたメタマテリアルによる RCS 低減効果の検討,” 信学技報, AP2013-76, pp.77-81, Aug.2013
- [10] 堀俊和, ”メタ・サーフェスの設計技術とアンテナ・伝搬への応用,” 信学論 (B) vol.J99-B, no.9, pp.646-654, Sep.2016 DOI: 10.14923/transcomj.2016API0003
- [11] J. Lee, M. Yoo, and S. Lim, ”A study of ultra-thin single layer frequency selective surface microwave absorbers with three different bandwidths using double resonance,” IEEE Trans. Antennas Propag, vol.63,no.1, p.221-230, Jan.2015

- [12] D. Kundu, S. Baghel, A. Mohan and A. Chakrabarty, "Design and Analysis of Printed Lossy Capacitive Surface-Based Ultrawideband Low-Profile Absorber," IEEE Trans. Antennas Propag, vol. 67, no. 5, pp.3533-3538, May 2019. doi: 10.1109/TAP.2019.2902660
- [13] 浅田順之, "周波数選択板を用いた電波吸収体に関する基礎検討" 信学論 (B) vol.J90-B, no.1, pp.56-62, Jan.2007
- [14] 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 (B)vol.J73-B2, no.2, pp.124-126, Feb.1990
- [15] S. Ghosh, S. Bhattacharyya, D. Chaurasiya, and K. V. Srivastava, "An ultrawideband ultrathin metamaterial absorber based on circular split rings," IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol.14, pp.1172-1175,Jan.2015
- [16] O. Ayop, M. K. A. Rahim, and N. A. Murad, "Wide angle and polarization insensitive circularring metamaterial absorber at 10 GHz," IEEE Proc.ISAP2013, Oct. 2013
- [17] 三谷浩史, 角和俊, 伊藤昌彦, 橋本修, "X帯における FSS を用いた薄型抵抗被膜電波吸収体の実用化検討," 信学論 (B)vol.J86-B, no.6, pp.1020-1023, Jun.2003
- [18] 浅田順之, "周波数選択板を用いた電波吸収体に関する基礎検討," 信学論 (B)vol.J90-B, no.1, pp.56-62, Jan.2007
- [19] 伊藤昌彦, 橋本修, 横川英広, 角和俊, "FSS を用いた $\lambda/4$ 型電波吸収体の薄型化に関する基礎検討," 信学論 (B)vol.J86-B, no.5, pp.805-813, May.2003
- [20] 伊藤昌彦, 橋本修, 中島英実, "裏打ち FSS を用いた 2 周波対応周波数選択型電波吸収体の基礎的検討," 電学論 (A) vol.122-A, No.11,pp.943-950, Nov. 2002
- [21] 久世竜司, "周波数選択板を用いたメタ・サーフェスの高機能設計に関する研究," 福井大学審査学位論文 [博士 (工学)], 平成 28 年 9 月
- [22] A. E. Yilmaz and M. kuzuoglu, "Design of the square loop frequency selective surfaces with particle swarm optimization via the equivalent circuit model," Radioengineering, vol. 18, no.2, June 2009

第 4 章

非相反空間バンドパスフィルタ

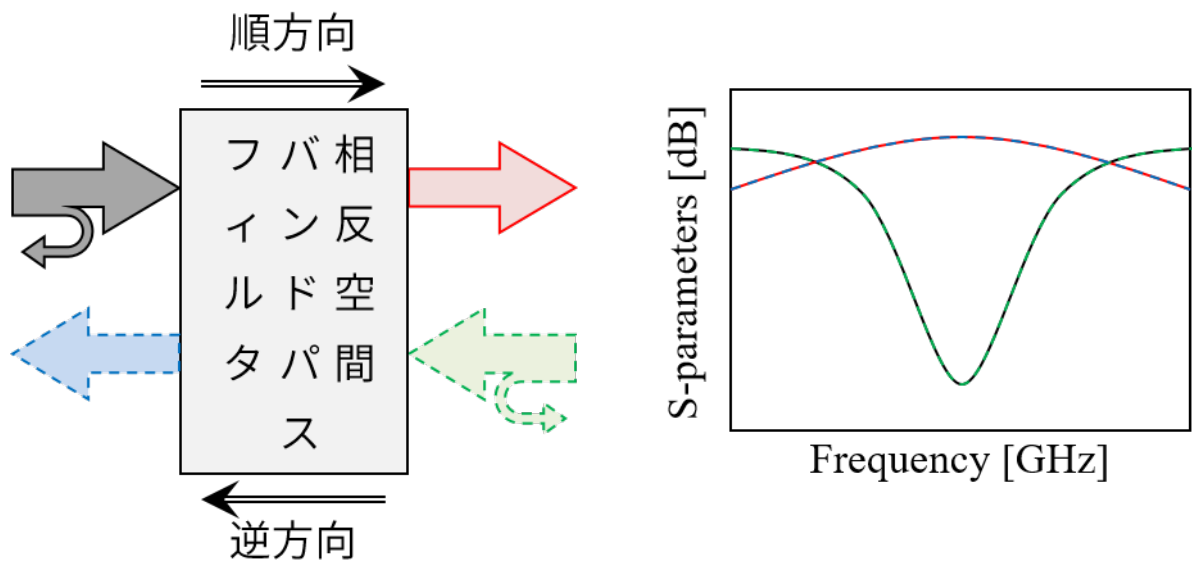
4.1 研究背景

2本のアンテナから電波を放射させたとき、アンテナ1から出た電波がアンテナ2に届く電力とアンテナ2から出た電波がアンテナ1に届く電力は通常一致し、アンテナ1とアンテナ2の位置を入れ替えても変わらない。このような関係を相反関係という。非相反とは相反ではないものである。先ほどの例でいうとアンテナ1からアンテナ2に届く電力とアンテナ2から出た電波がアンテナ1に届く電力が異なる場合を非相反という。非相反な系の代表例としてはダイオードやアイソレータ、サーキュレータが挙げられる [1][2]。どれも入力方向によって透過特性が異なり、特定のポートから入力されたもののみが特定のポートより出力されるようになっている。本章では構造体に照射された平面波の透過係数が入射方向によって異なるものを考える。共振器型の空間フィルタに磁化フェライトを装荷することで非相反性を獲得する。本章における相反・非相反の空間バンドパスフィルタの概念図を 4.1 に示す。相反な空間バンドパスフィルタは図 4.1(a) のように入射波の入射方向が順方向でも逆方向でも透過特性は全く同じである。本研究において、非相反な空間バンドパスフィルタは図 4.1(b) のように入射波の入射方向が順方向か逆方向かによって透過特性が異なるものを指す。設計周波数において順方向の透過量が多く、逆方向からの透過は少なく、どちらの方向からでも反射量は少なくなるような非相反空間バンドパスフィルタを設計する。設計には前章までと同様に 3次元電磁界解析ソフト CST Studio Suite を用いた。平面波は共振器に向かって垂直に入射するものとし、偏波面の回転は考慮しない。先行研究としてはグラフェンを用いたものが挙げられる [3]~[5]。これはワイヤーグリッド偏光子の間に磁化されたグラフェンのシートを配置したもので、グラフェンによるファラデー回転を利用している。グラフェンではなく磁化されたフェライトを用いた同様の非相反空間アイソレータ [6][7] も存在している。どちらも順方向からの入射波は手前側のワイヤーグリッド偏光子を通過しグラフェンもしくはフェライトへたどり着き、ファラデー回転によ

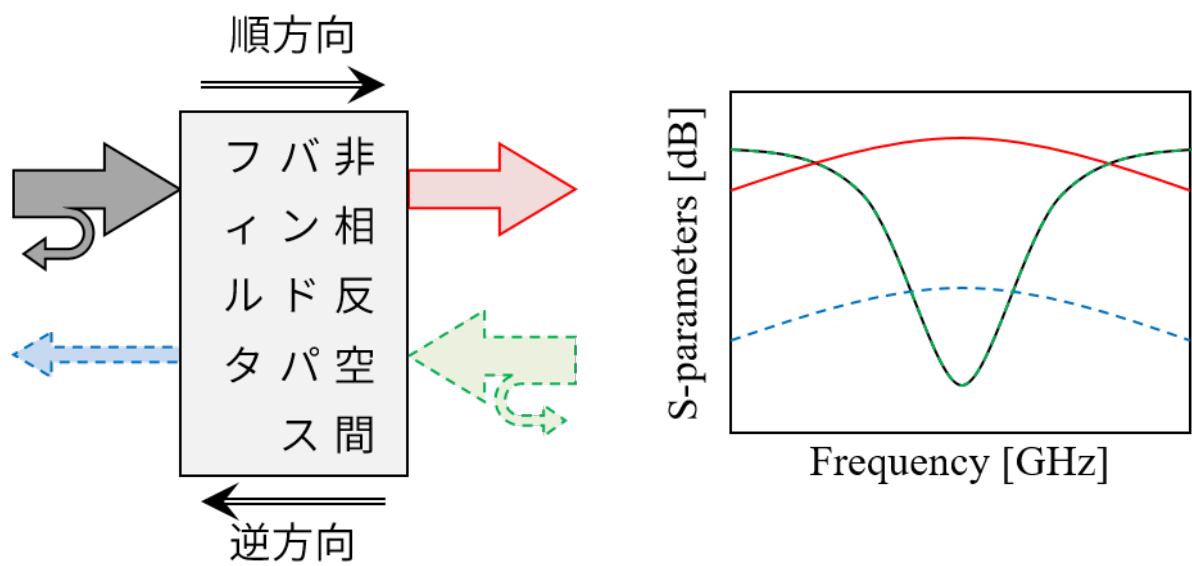
り偏波が回転して奥側の偏光子を通過する。しかし逆方向からの入射波は手前側の偏光子は通過するものの、ファラデー回転により奥側の偏光子は透過できず、入射方向によって透過量に差が出る仕組みとなっている。

非相反空間バンドパスフィルタが適用できる可能性のあるものとして以下の3つが挙げられる。

- 近傍界測定における補助 (図 4.3(a))
- 時分割複信方式における時分割補助
- 発見されにくいバイスタティックレーダ (図 4.3(b))



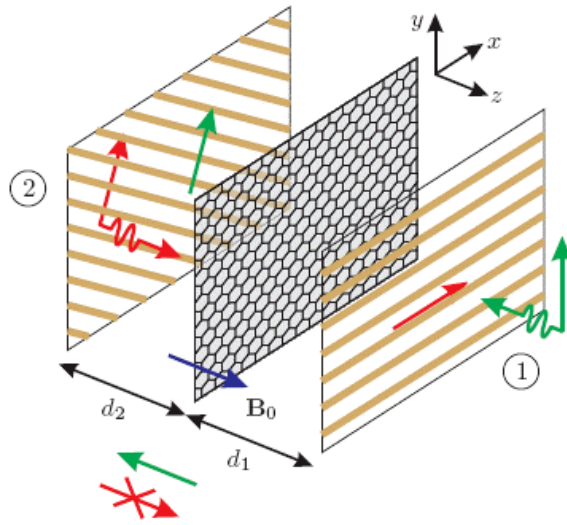
(a) 相反空間バンドパスフィルタ



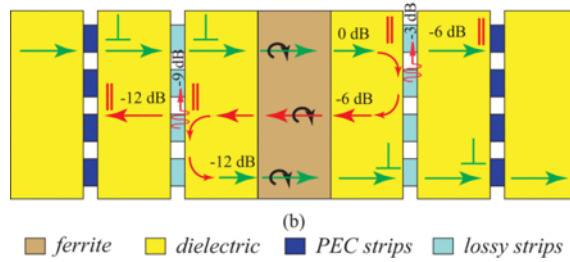
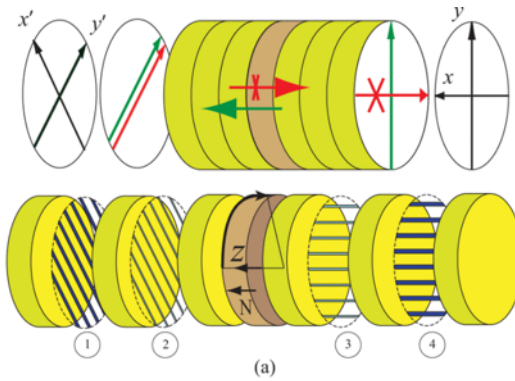
(b) 非相反空間バンドパスフィルタ

図 4.1: 相反・非相反空間バンドパスフィルタの概念図

(黒実線：順方向反射，赤実線：順方向透過，青破線：逆方向透過，緑破線：逆方向反射)

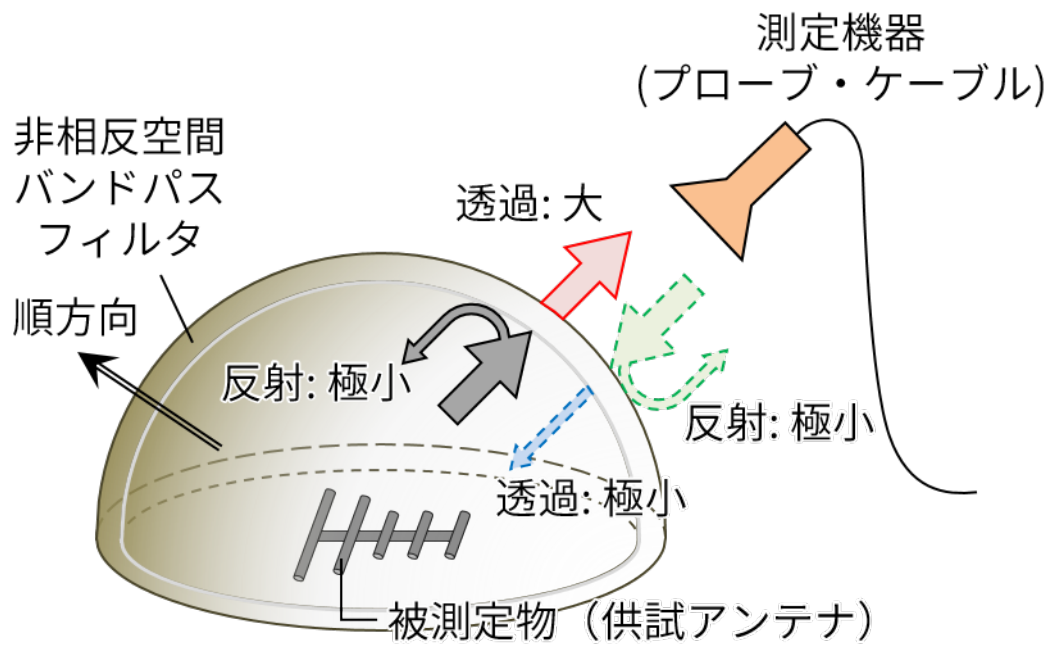


(a) グラフェンを用いた非相反空間アイソレータ [3]

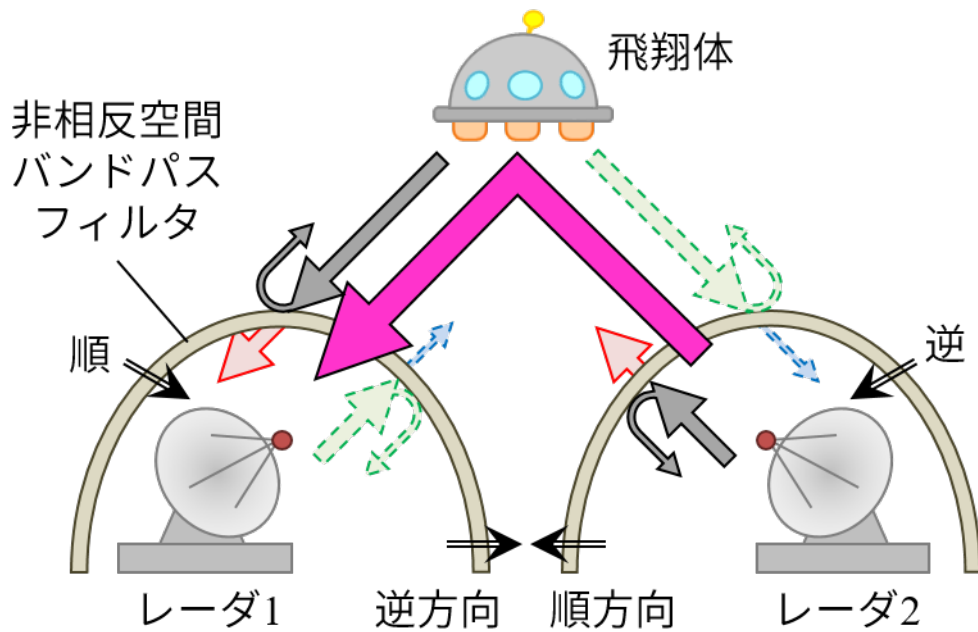


(b) フェライトを用いた非相反空間アイソレータ [6]

図 4.2: 先行研究例



(a) 電磁界測定の補助



(b) 発見されにくいバイスタティックレーダ

図 4.3: 非相反空間バンドパスフィルタの利用例

4.2 設計

本節では非相反空間バンドパスフィルタについて電磁界解析による設計を試みる。

4.2.1 相反空間バンドパスフィルタ

まず非相反空間バンドパスフィルタの基礎となる形状の相反空間バンドパスフィルタを設計する。前章までで用いていた共振器系の周期構造物を考える。前章の FSS 電波吸収体同様に $\pm x$ 軸方向および $\pm y$ 軸方向に境界条件として unit cell boundary を適用し、無限の 2 次元アレーと仮定し、 $\pm z$ 軸方向から偏波角 $\phi = 0 \text{ deg}$ の平面波を入射する。反射波、透過波は $\phi = 0 \text{ deg}$ の主偏波と $\phi = 90 \text{ deg}$ の交差偏波を考慮し、入射した $\phi = 0 \text{ deg}$ の平面波が $\phi = 90 \text{ deg}$ となって反射してきた場合の反射係数は $S_{1(90)1(0)}$ と表記する (図 4.4)。実際に作製する際のサイズを考慮し、設計周波数を 6 GHz とした。設計した相反空間バンドパスフィルタのユニットセルを図 4.5 に示す。ユニットセルは

- 正方形パッチ 2 枚
- 小さい穴が 4 つ空いた誘電体基板 2 枚
- 大きい穴が 4 つ空いた地板
- 大きい穴が 4 つ空いた金属板 1 枚
- 細い金属棒 4 本

から構成されている。入射した平面波を入射面にあるパッチで共振させ、集まった電流が金属棒を伝って金属板の穴の中を通過して反対側のパッチを励振させ、再放射させる仕組みになっている。パッチと地板、金属板、金属棒は PEC として、誘電体基板は厚さ 0.73 mm、比誘電率 4.3、誘電正接 0.025 の FR4 として解析した。各パラメータを表 4.1 に示す。このときの S パラメータは図 4.6(a) のようになった。 $S_{1(0)1(0)}$ と $S_{2(0)2(0)}$ は線が重なっており、設計周波数である 6.0 GHz 付近において -10 dB 以下、 $S_{1(90)1(0)}$ と $S_{2(90)2(0)}$ は -80 dB 以下となっており、入射波の反射は十分低い。また $S_{2(0)1(0)}$ と $S_{1(0)2(0)}$ は線が重なっており、6.0 GHz において -2.8 dB の損失で入射側とは反対方向へ再放射している。 $S_{2(90)1(0)}$,

表 4.1: 相反空間バンドパスフィルタの各パラメータ [mm]

R_{out}	R_{inn}	SP_P	SP_h	L_P	L_U	h_T
4.0	1.3	1.5	3.0	14.0	15.0	3.0

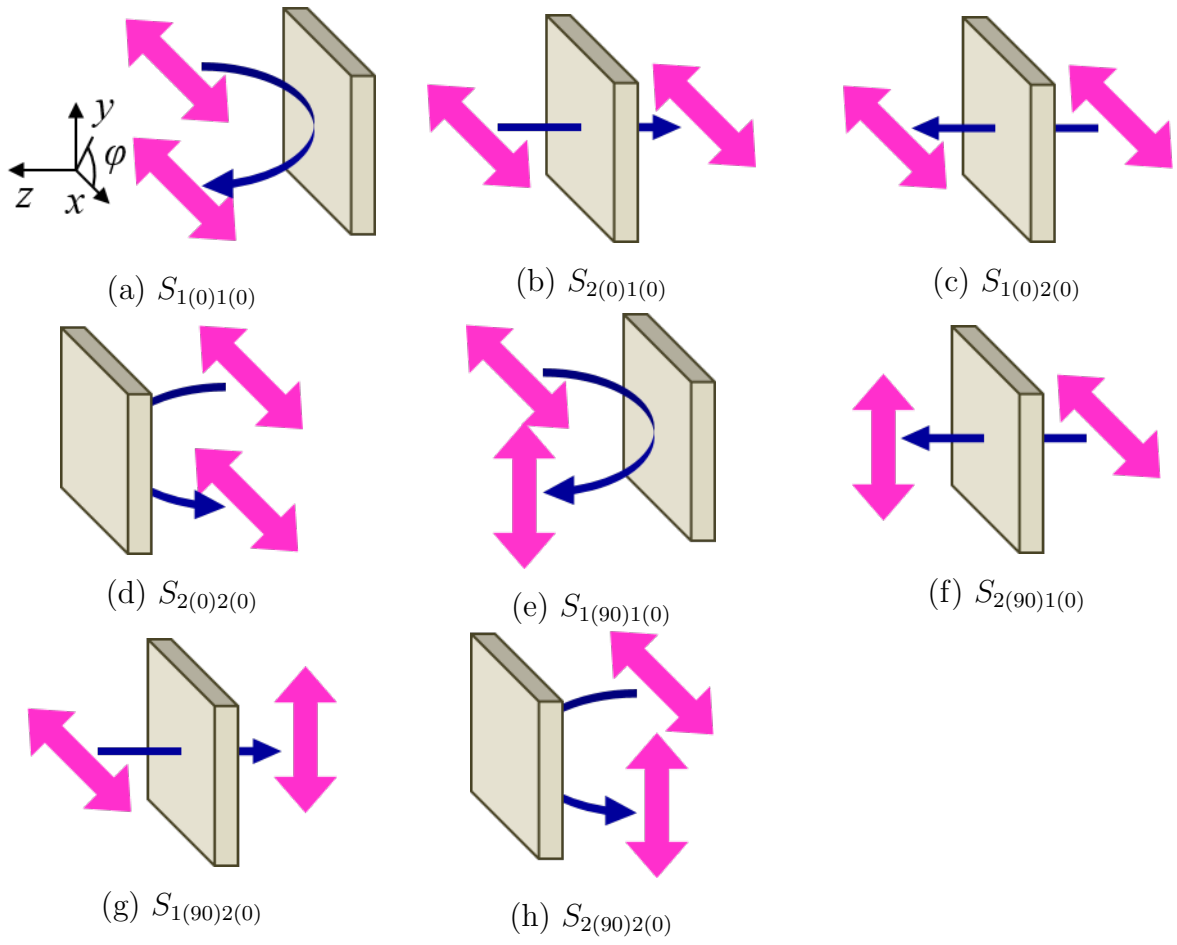
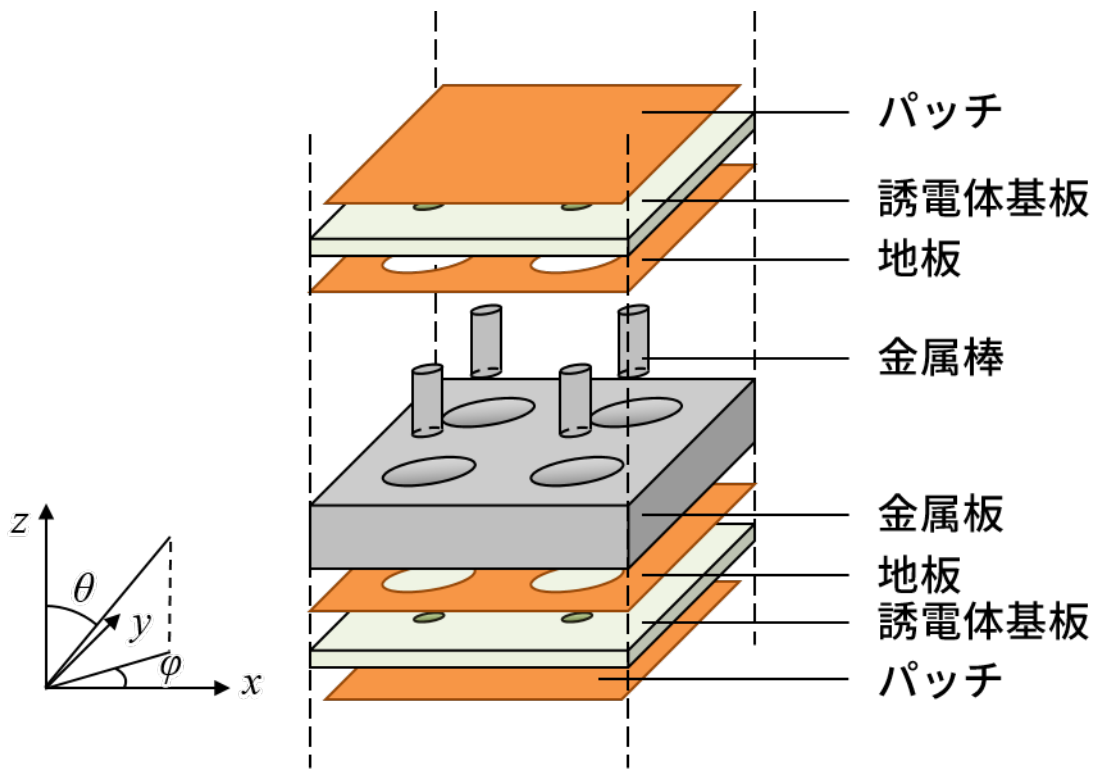
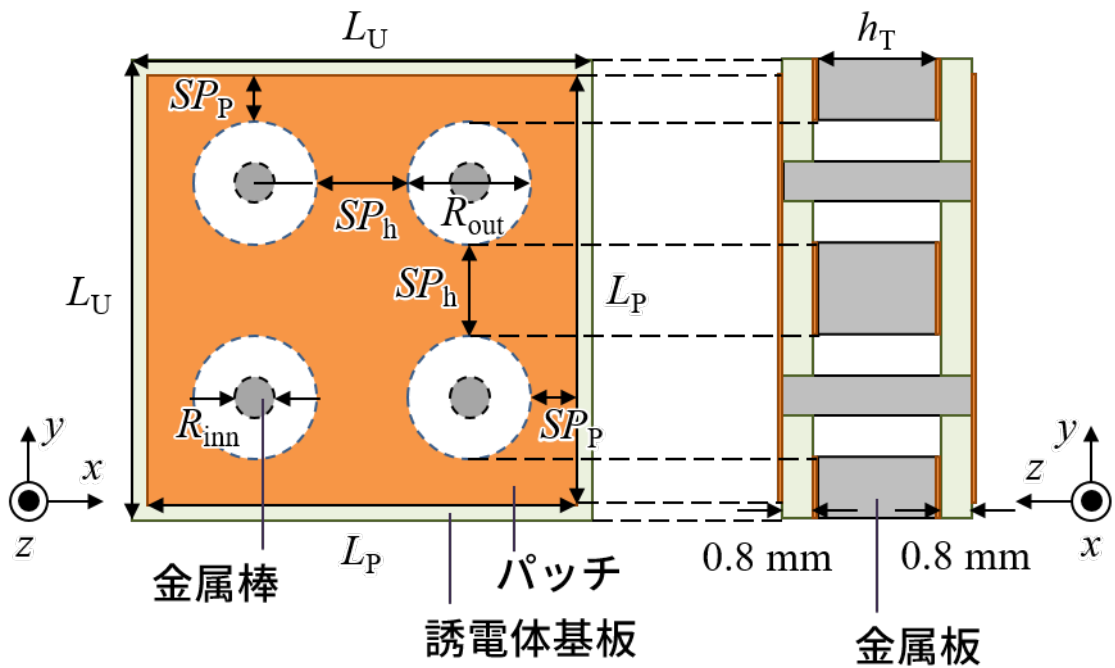


図 4.4: S パラメータ表記

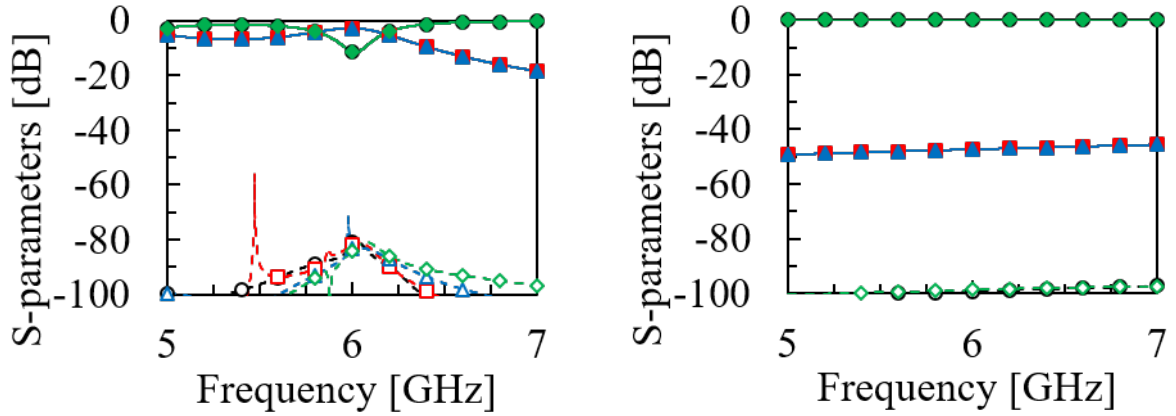


(a) 概略図



(b) ジオメトリ

図 4.5: 相反空間バンドパスフィルタ



(a) 図 4.5 の構造

(b) パッチ素子を除いた構造

図 4.6: 相反空間バンドパスフィルタの S パラメータ

($S_{1(0)1(0)}$: 黒丸・直線, $S_{1(90)1(0)}$: 黒枠丸・破線, $S_{2(0)1(0)}$: 赤四角・直線, $S_{2(90)1(0)}$: 赤枠四角・破線, $S_{1(0)2(0)}$: 青三角・直線, $S_{1(90)2(0)}$: 青枠三角・破線, $S_{2(0)2(0)}$: 緑菱形・直線, $S_{2(90)2(0)}$: 緑枠菱形・破線)

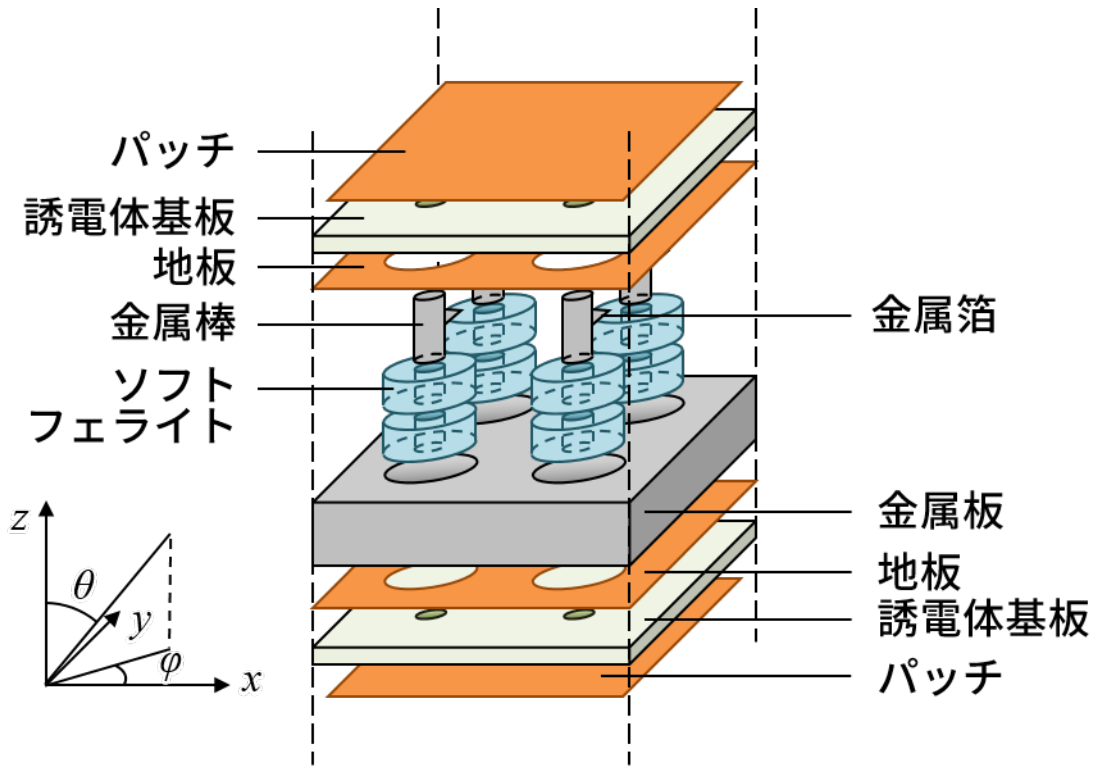
$S_{1(90)2(0)}$ は -80 dB 以下となっており、回転した偏波は透過していない。この結果から図 4.5 に示す構造は相反空間バンドパスフィルタとして動作していると言える。また、各パラメータは変えずにパッチ素子のみ取り除いた場合の S パラメータは図 4.6(b) である。図 4.6(a) では入射した平面波に対して構造物が相反空間バンドパスフィルタの役割を果たしているが、図 4.6(b) ではそうになっていない。 $S_{1(0)1(0)}$ と $S_{2(0)2(0)}$ は線が重なって全反射、 $S_{2(0)1(0)}$ と $S_{1(0)2(0)}$ も線が重なっており、 -50 dB ほどとほぼ透過していない。 $S_{1(90)1(0)}$ と $S_{2(90)2(0)}$ は -100 dB, $S_{2(90)1(0)}$ と $S_{1(90)2(0)}$ は -130 dB 程度である。このことから相反空間バンドパスフィルタは金属板の穴だけでなくパッチ素子によってもバンドパスフィルタの特性を得ているとわかる。

4.2.2 非相反空間バンドパスフィルタへの拡張

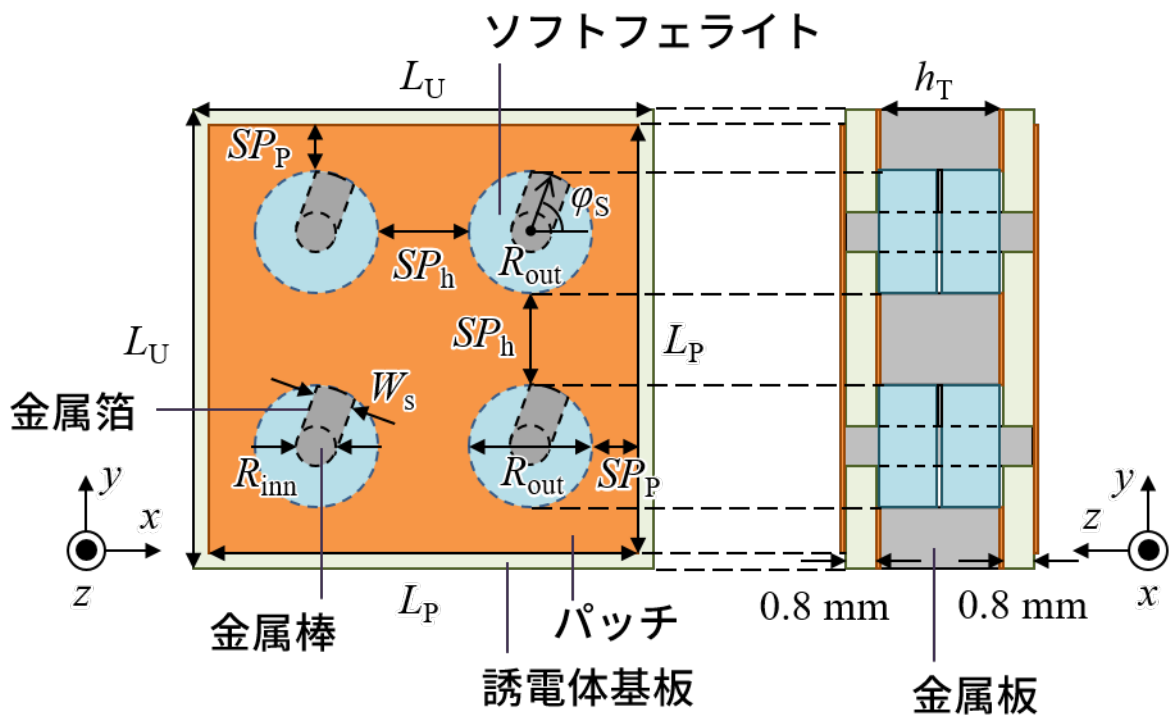
相反空間バンドパスフィルタを基にした非相反空間バンドパスフィルタを図 4.7 に示す。各パラメータは表 4.2 である。非相反空間バンドパスフィルタのユニットセルは相反空間バンドパスフィルタのユニットセルの構成物に加え、

表 4.2: 非相反空間バンドパスフィルタの各パラメータ [mm]

R_{out}	R_{inn}	SP_P	SP_h	L_P	L_U	W_S	ϕ_S	h_T
4.0	1.3	1.5	3.0	14.0	15.0	1.3	70	3.0



(a) 概略図



(b) ジオメトリ

図 4.7: 非相反空間バンドパスフィルタ (4つ穴)

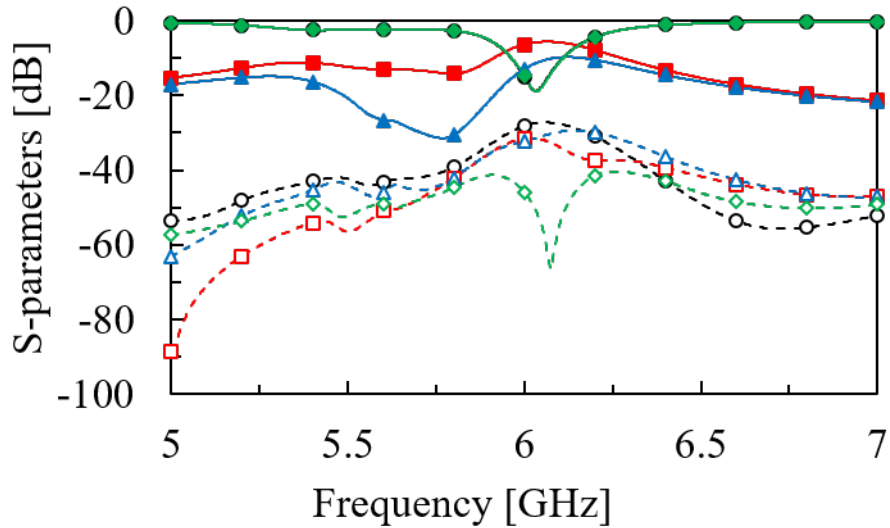


図 4.8: 非相反空間バンドパスフィルタの S パラメータ

($S_{1(0)1(0)}$: 黒丸・直線, $S_{1(90)1(0)}$: 黒枠丸・破線, $S_{2(0)1(0)}$: 赤四角・直線, $S_{2(90)1(0)}$: 赤枠四角・破線, $S_{1(0)2(0)}$: 青三角・直線, $S_{1(90)2(0)}$: 青枠三角・破線, $S_{2(0)2(0)}$: 緑菱形・直線, $S_{2(90)2(0)}$: 緑枠菱形・破線)

- 薄く小さい金属箔 4 枚
- 中空円筒の磁化されたソフトフェライト 8 個

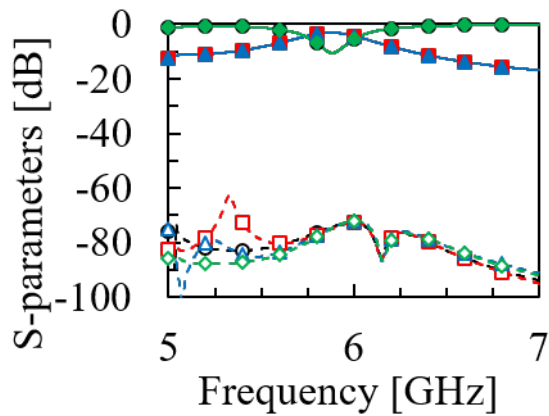
から構成されている。透過量に非相反性を付与するためには時間反転対称性と空間反転対称性を同時に破る必要がある [10]。時間反転対称性を破るために非相反素子である磁化されたソフトフェライトを、空間反転対称性を破るため金属箔を金属板の穴部分に挿入している。ソフトフェライトには Exxelia Temex 社製のタイプ D1 ($M_s=1400$ [Gauss], $g_{eff}=2.0$, gyromagnetic line width=110 [Oe], $\epsilon=15.5$, $\tan\delta=0.0002$) と呼ばれるものを仮定し、 $+y$ 方向に 400 Oe の磁界を印加した。こうすることで伝搬する電波が金属棒の片側に寄るエッジガイドモード [11] での伝搬となる。なお、この解析においてはソフトフェライトの磁化の方法は考慮せず、解析ソフトの物性値設定機能を用いてフェライトが磁化されている状況を仮定した。このときの S パラメータは図 4.8 になった。 $S_{1(0)1(0)}$ と $S_{2(0)2(0)}$ は線が重なっており、設計周波数の 6.0 GHz に近い共振周波数の 6.03 GHz 付近において -10 dB 以下、 $S_{1(90)1(0)}$ と $S_{2(90)2(0)}$ は -30 dB 以下となっており、入射波の反射は十分低い。また $S_{2(0)1(0)}$ は -5.8 dB, $S_{1(0)2(0)}$ は -11.5 dB となっており、6.03 GHz において透過係数に 5.7 dB の差が生まれ、透過係数が非相反になっている。 $S_{2(90)1(0)}$, $S_{1(90)2(0)}$ は -30 dB 以下となっており、回転した偏波の透過は回転していないものと比較して十分小さい。以上より伝搬方向により透過係数が 5.7 dB の差がつく設計周波数がおよそ 6.0 GHz の非相反空間バンドパスフィルタが設計された。

4.3 非相反の要因

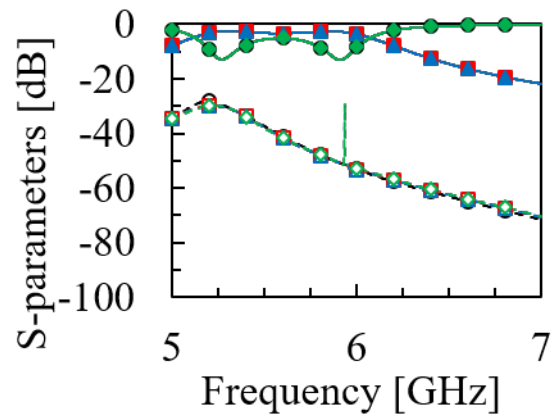
ここで、図 4.7 からフェライトもしくは金属片をそれぞれ取り除いた場合の S パラメータを図 4.9 に示す。どちらの場合も $S_{2(0)1(0)}$ と $S_{1(0)2(0)}$ の線が重なっており非相反性が失われている。フェライトも金属片もない場合は相反空間バンドパスフィルタ (図 4.5) となる。このことから相反空間バンドパスフィルタの透過特性に非相反性を持たせるためにはフェライトと金属片のどちらも必要であることがわかる。以降でフェライトと金属片がどのように非相反性の獲得に影響するかを調べることで、提案した非相反空間バンドパスフィルタが非相反性を獲得した要因を探る。

4.3.1 フェライトの物性値による非相反性の変化

ここではフェライトに関わる数値を変化させ、非相反性への影響を見る。なお S パラメータは入射波と反射波の偏波が同じもののみを載せる。まずフェライトの誘電正接を変化させたときの S パラメータと損失分布を図 4.10 に示す。なお S パラメータは入射波と反射波の偏波が同じもののみを載せる。図 4.10(a) をみると、それぞれの S パラメータの各線が重なっており、非相反性はみられない。印加磁界を 0 にしたときの S パラメータを図 4.11 に示す。図 4.11 をみると、 S_{21} と S_{12} の線が重なっており非相反性がなくなっている。このときフェライトに磁界を印加することで、フェライトが複素透磁率を持ち磁気損失が発生している。ここで、誘電正接の大小と印加磁界の有無を組み合わせた 4 通りの場合について損失分布を図 4.12 に示す。 $-z$ から $+z$ 方向に向かって入射する平面波に対する損失を表し、 $-z$ 側のフェライトの金属片に接する面を切り取っている。この図より透過量に差がつき非相反となる要因は磁化されたフェライトによる磁気損失が主であることがわかる。



(a) フェライトを取り除いた場合



(b) 金属片を取り除いた場合

図 4.9: 非相反空間バンドパスフィルタから一部パーツを取り除いた場合の S パラメータ
 $(S_{1(0)1(0)} : \text{黒丸} \cdot \text{直線}, S_{1(90)1(0)} : \text{黒枠丸} \cdot \text{破線}, S_{2(0)1(0)} : \text{赤四角} \cdot \text{直線}, S_{2(90)1(0)} : \text{赤枠四角} \cdot \text{破線},$
 $S_{1(0)2(0)} : \text{青三角} \cdot \text{直線}, S_{1(90)2(0)} : \text{青枠三角} \cdot \text{破線}, S_{2(0)2(0)} : \text{緑菱形} \cdot \text{直線}, S_{2(90)2(0)} : \text{緑枠菱形} \cdot \text{破線})$

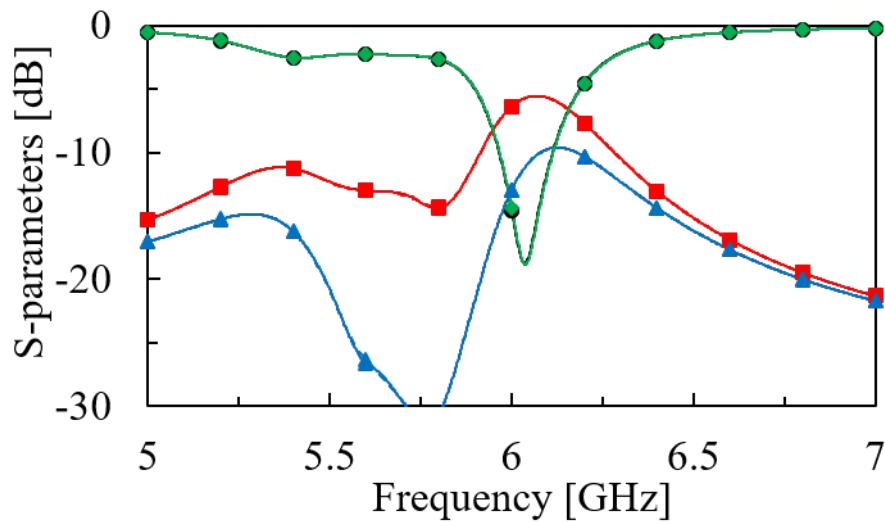


図 4.10: $\tan \delta$ を変化させた場合

$(S_{1(0)1(0)} : \text{黒丸}, S_{2(0)1(0)} : \text{赤四角}, S_{1(0)2(0)} : \text{青三角}, S_{2(0)2(0)} : \text{緑菱形},$
 $\tan \delta = 0.0002 : \text{直線}, \tan \delta = 0 : \text{破線})$

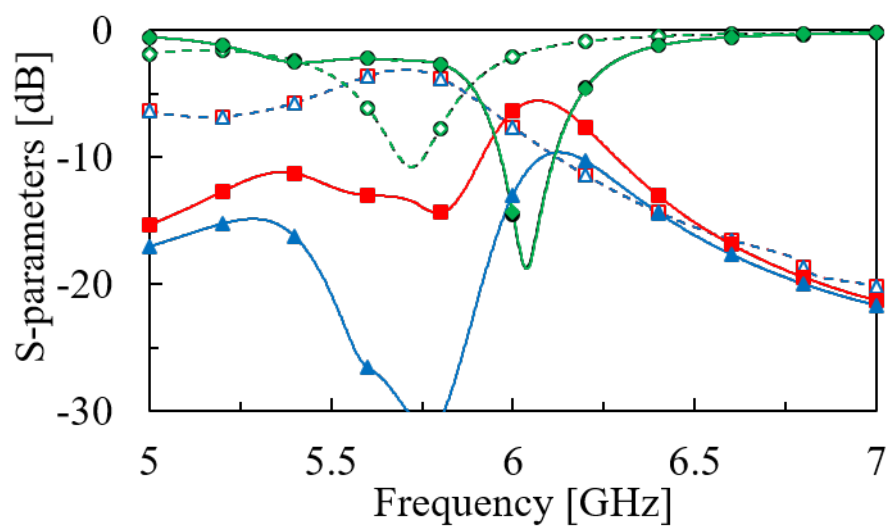
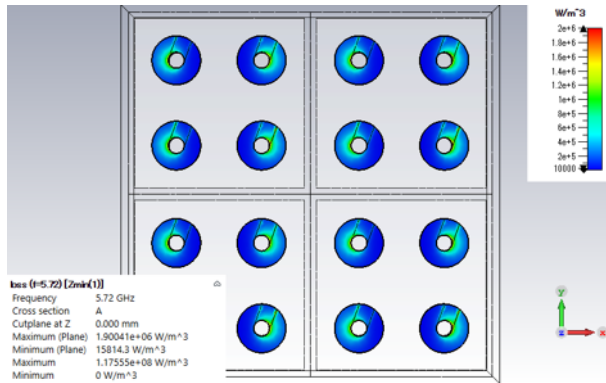
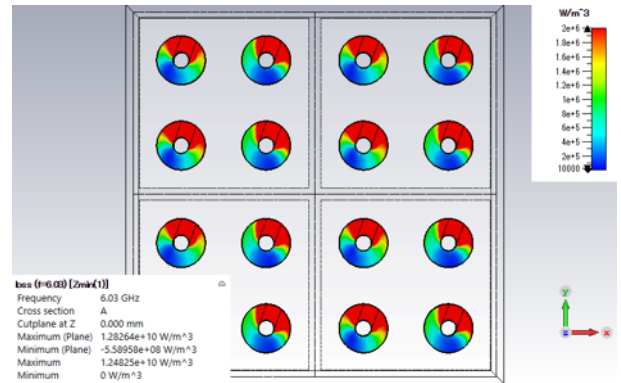


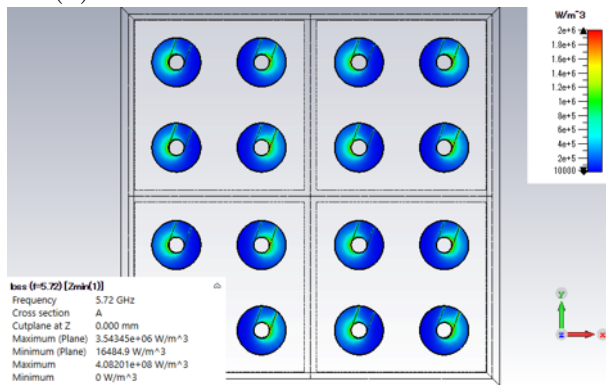
図 4.11: 印加磁界を変化させた場合
 $(S_{1(0)1(0)} : \text{黒丸}, S_{2(0)1(0)} : \text{赤四角}, S_{1(0)2(0)} : \text{青三角}, S_{2(0)2(0)} : \text{緑菱形},$
 印加磁界 400 Oe : 直線, 印加磁界 0 Oe : 破線)



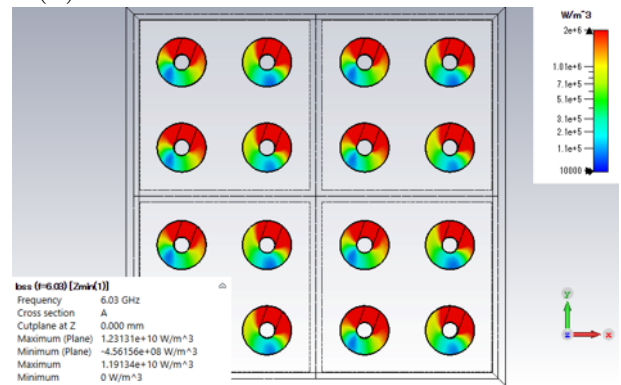
(a) $\tan \delta = 0$ で磁界を印加しない場合



(b) $\tan \delta = 0.0002$ で磁界を印加する場合



(c) $\tan \delta = 0.0002$ で磁界を印加しない場合



(d) $\tan \delta = 0$ で磁界を印加する場合

図 4.12: 損失分布

4.3.2 金属片による非相反性の変化

金属片の可変な数値として挙げられるのは

- 長さ
- 幅
- 角度

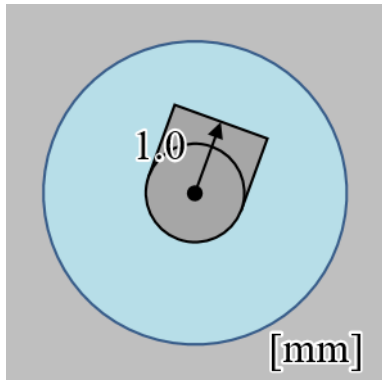
である。それぞれの2つのパラメータを固定し、残りの1つのみを変えて解析する。またユニットセル内の4つの金属片について全て等しく変更を加えるものとする。

長さを変えた場合

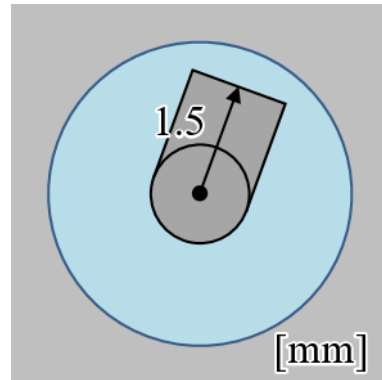
金属片の長さを図4.13に示す6通りに変えて解析をした。金属片の幅 W_S と角度 ϕ_S は図4.7および表4.2のままである。このときのSパラメータは図4.14のようになった。図4.14(a)~(f)全てにおいて非相反になっていない。もしパッチ素子で励振された電波が金属棒を伝わらずに金属板の穴の部分を通り反対側のパッチ素子へと伝搬していたり、金属片に当たった電波がパッチ素子との間で乱反射をしてフェライトの損失となっているのであれば、図4.14(a)~(f)のどれかで非相反となってもおかしくはない。このことから提案構造の非相反空間バンドパスフィルタにおいては金属棒と金属板が接続されている必要があり、前項の結果も踏まえると本構造の透過損失はパッチから金属棒を伝わり金属片を橋渡しとして金属板へと電流が流れゆく際のフェライトによる磁気的な損失によるものだといえる。非相反の要因である透過係数の差はこの磁気的な損失が伝搬方向によって異なるためである。

幅を変えた場合

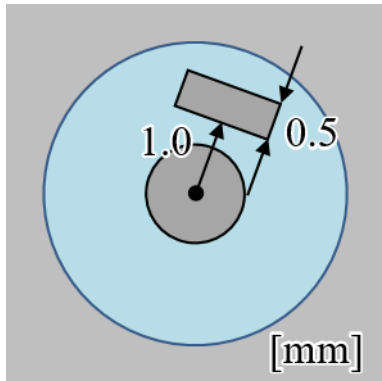
金属片の幅を表4.2の $W_S = 1.3$ から 0.4, 0.8 へ変えて解析をした。金属片の長さや角度 ϕ_S は図4.7および表4.2のままである。 $W_S = 0.4$ のときの $S_{2(0)1(0)}$ は -3.7 dB, $S_{1(0)2(0)}$ は -12.1 dB で差は 8.4 dB, $W_S = 0.8$ のときの $S_{2(0)1(0)}$ は -4.4 dB, $S_{1(0)2(0)}$ は -11.2 dB で差は 6.8 dB となった。図4.8つまり $W_S = 1.3$ のときの $S_{2(0)1(0)}$ は -5.8 dB, $S_{1(0)2(0)}$ は -11.5 dB で差は 5.7 dB であった。 W_S を変化させると $S_{1(0)2(0)}$ よりも $S_{2(0)1(0)}$ に影響が出ている。金属片に当たった電波がパッチ素子との間で乱反射をしてフェライトの損失となっているのであれば、 $S_{2(0)1(0)}$ のような変化が $S_{1(0)2(0)}$ にも顕著に表れており、 W_S が太いほど反射する面積が広くなり損失も大きくなるはずである。金属片が細ければ順方向に流れる電流が金属板へと流れる量を減らすことができ、結果として順方向の通過特性が良くなるのではないかと考えられる。



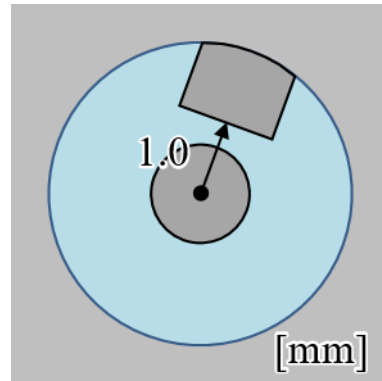
(a) 金属棒と接続する短めの金属片の場合



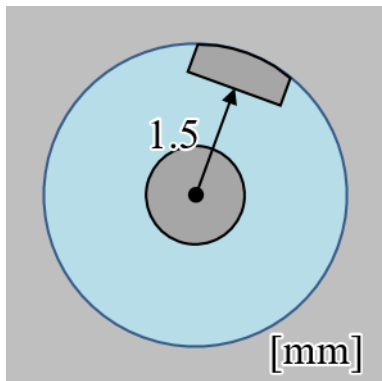
(b) 金属棒と接続する長めの金属片の場合



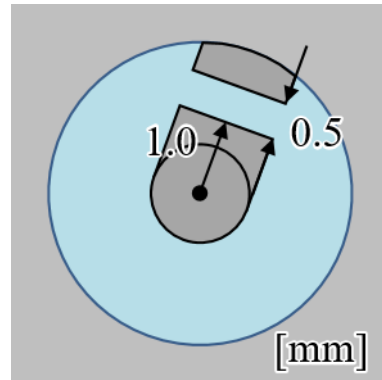
(c) 金属棒と接続しない場合



(d) 金属板と接続する長めの金属片の場合

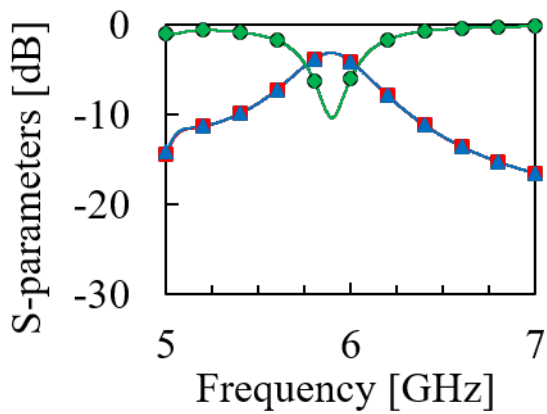


(e) 金属板と接続する短めの金属片の場合

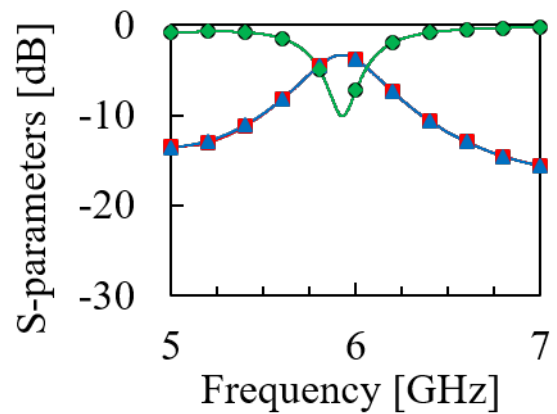


(f) 金属棒と金属板を接続しない金属片の場合

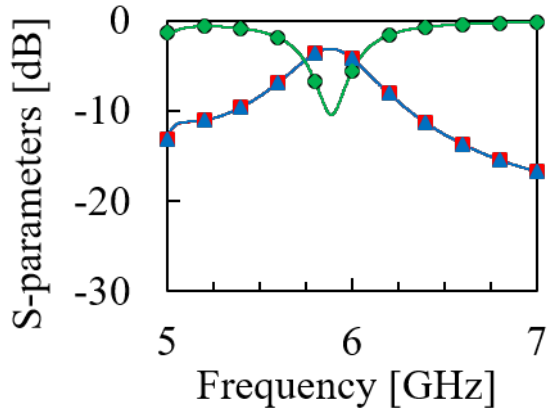
図 4.13: 金属片の長さを変えた場合のジオメトリ



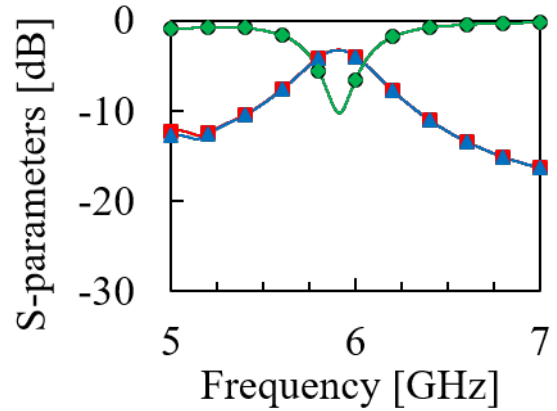
(a) 金属棒と接続する短めの金属片の場合



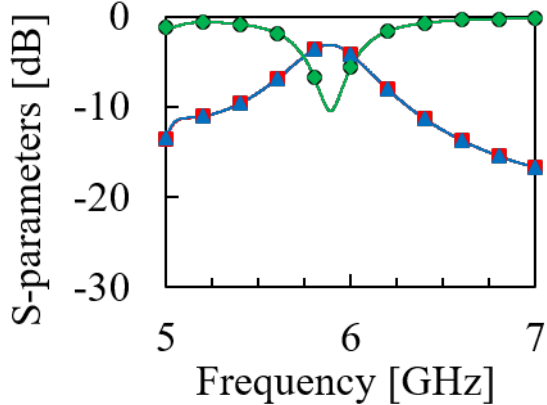
(b) 金属棒と接続する長めの金属片の場合



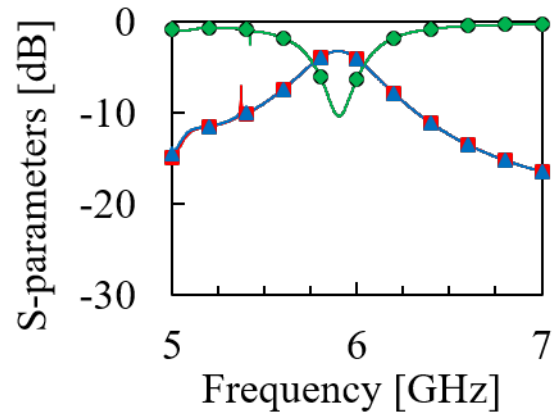
(c) 金属棒と接続しない場合



(d) 金属板と接続する長めの金属片の場合



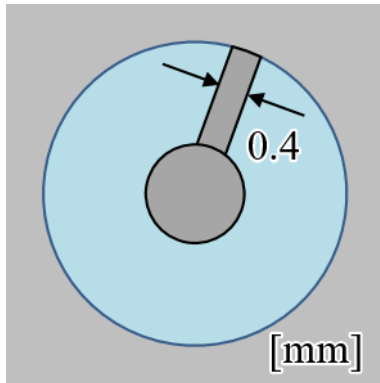
(e) 金属板と接続する短めの金属片の場合



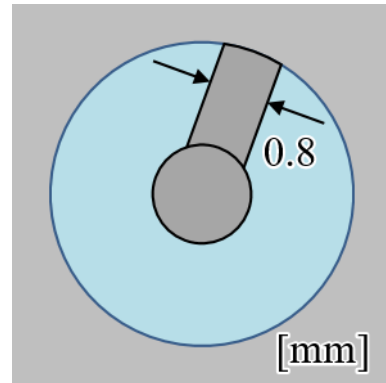
(f) 金属棒と金属板を接続しない金属片の場合

図 4.14: 金属片の長さを変えた場合の S パラメータ

($S_{1(0)1(0)}$: 黒丸, $S_{2(0)1(0)}$: 赤四角, $S_{1(0)2(0)}$: 青三角, $S_{2(0)2(0)}$: 緑菱形)

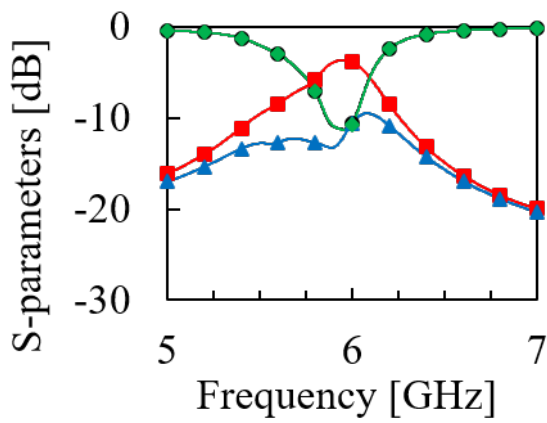


(a) 幅 $W_S = 0.4$ mm の場合

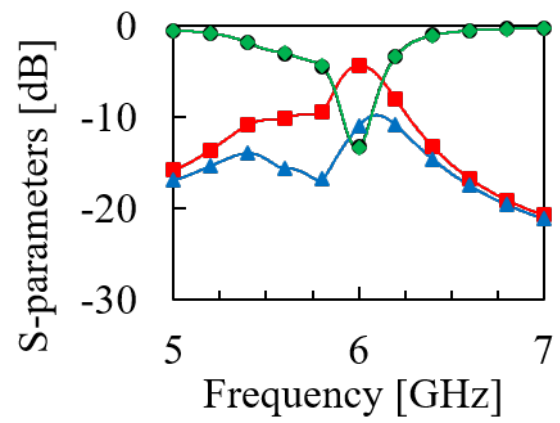


(b) 幅 $W_S = 0.8$ mm の場合

図 4.15: 金属片の幅を変えた場合のジオメトリ



(a) 幅 $W_S = 0.4$ mm の場合



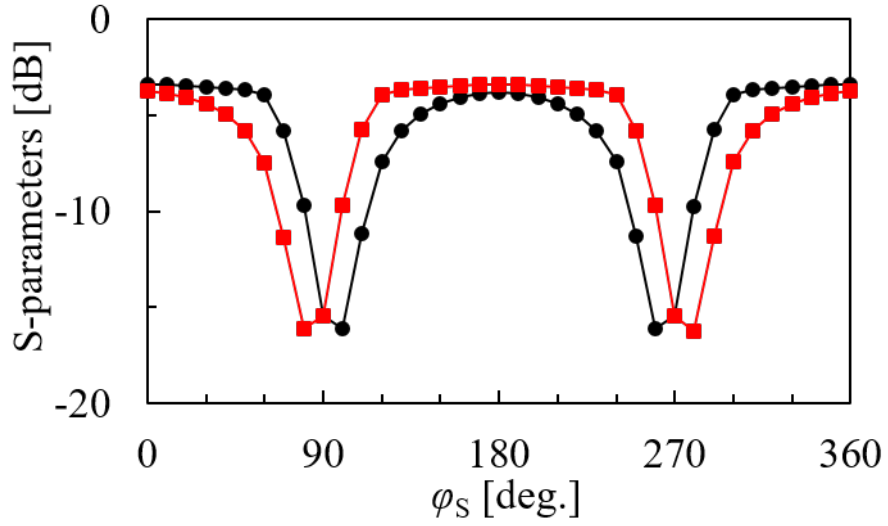
(b) 幅 $W_S = 0.8$ mm の場合

図 4.16: 金属片の幅を変えた場合の S パラメータ

($S_{1(0)1(0)}$: 黒丸, $S_{2(0)1(0)}$: 赤四角, $S_{1(0)2(0)}$: 青三角, $S_{2(0)2(0)}$: 緑菱形)

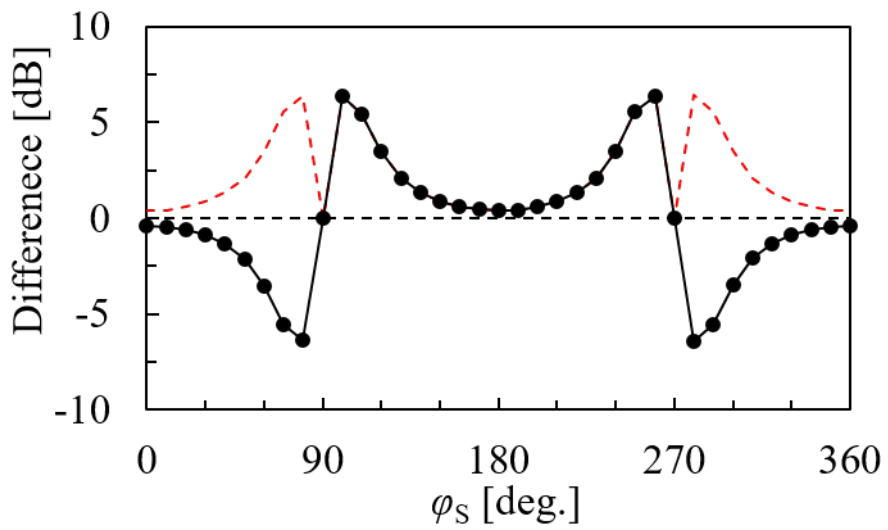
角度を変えた場合

最後に金属片の角度 ϕ_S を 0 deg. から 10 deg. 刻みに 360 deg. まで変化させたときの $S_{1(0)2(0)}$ と $S_{2(0)1(0)}$ の $S_{1(0)1(0)}$ が一番低くなる周波数での値とその差分を図 4.17 に示す. どの角度においても $S_{1(0)1(0)}$ が一番低くなる周波数はおよそ 6.03 GHz から 6.08 GHz の間である. 図 4.17(a) をみると $\phi_S = 90$ deg. 毎に対称性をもっている. これは入射平面波の偏波と金属片の角度と磁界の印加方向の関係性によるものである. また図 4.17(b) より, 本構造において透過係数の差が一番大きくなるのは $\phi_S = 80$ deg. の場合だとわかる. しかし透過係の差が大きくなるほど透過係数自体が低くなるため, 順方向の透過係数と透過量の差分のどちらを優先するかによって金属片の角度を決めることになる. 金属棒に沿って流れる電流は磁化されたフェライトの影響により, 金属棒のまわりを回転しながら伝搬していく. その際金属片が特定の角度であれば反対側のパッチに到達する前に金属片を渡り金属板へと電流が流れることで磁気損失となる.



(a) 透過係数

($S_{2(0)1(0)}$: 黒丸, $S_{1(0)2(0)}$: 赤四角)



(b) 透過係数の差

$|S_{2(0)1(0)}| - |S_{1(0)2(0)}|$: 黒丸・直線, $||S_{2(0)1(0)}| - |S_{1(0)2(0)}||$: 赤破線

図 4.17: 金属片のを回転させた場合の透過係数

4.4 実験

4.4.1 磁界の印加方法

解析上は回路や設備を想定せずともソフトフェライトに磁界を印加することは可能である。しかし実際に作製する際のことを考えた設計もする必要がある。ソフトフェライトへの磁界の印加方法には

1. ユニットセル内部に磁石を組み込む
2. ユニットセル外部の磁界印加用の器具から印加する

の2種類が考えられるが、今回使用を想定しているフェライトに解析上で印加している磁界は 400 Oe である。外部から磁界を印加する装置としては電磁石が考えられるが、2次元アレー化した非相反空間バンドパスフィルタ全体に 400 Oe の磁界を均等かけるには大電力が必要となる。そのため、構造全体ではなく各フェライトごとに磁界を印加できるよう、ユニットセル内部に磁石を組み込む方法を考える。前項では金属板に空いていた4つの穴全てにソフトフェライト、金属棒、金属箔（以降ではまとめて非相反素子と呼ぶ）を装荷していた。そのうち対角線上にある2つを磁石に置き換え、ユニットセルを図4.4.1のような構成に変える。これには磁石を挿入するスペースの確保とともに、使用するフェライト数を削減するという意図もある。前項までの解析では磁界は $+y$ 方向にかけられていた。それにあわせて磁石は径方向に極が着磁されたものを使用すれば、図4.4.1に示すように隣接するユニットセルの磁石に向けた磁力線を描くのではないかと考えた。この構造でのSパラメータは図4.4.1のようになった。なお、この解析に磁石そのものを組み込むことはできないため、前節までと同様にソフトフェライトと磁石という実験状況の仮定ではなく、物性値の設定によって磁化されたソフトフェライトとして解析している。Sパラメータは4つの穴全てに非相反素子を装荷していた場合と大きく異なる傾向を示している。図4.7の構造では $S_{1(0)1(0)}$ と $S_{2(0)2(0)}$ 、 $S_{1(90)1(0)}$ と $S_{2(90)2(0)}$ がそれぞれ重なっており、なおかつ全ての反射係数は設計周波数の 6.0 GHz において -10 dB 以下であった。しかし図4.4.1の構造では $S_{1(0)1(0)}$ と $S_{2(0)2(0)}$ 、 $S_{1(90)1(0)}$ と $S_{2(90)2(0)}$ がそれぞれ重なっているのには変わらないが、反射が非常に大きくなっている。 $S_{1(90)1(0)}$ と $S_{2(90)2(0)}$ が大きくなるということは構造物に平面波が入射した際に偏波が 90 deg. 回転して反射していることを表す。ここで相反空間バンドパスフィルタに立ち返って原因を究明する。

図4.4.1のように穴を対角線上の2つにした相反空間バンドパスフィルタのユニットセルを図4.4.1に示す。このときのSパラメータは図4.4.1のようになり、非相反素子と磁石のある図4.4.1と同様に反射が大きくなっている。このことから反射が大きくなる原因は非相反素子にないことがわかる。ここで、金属板の穴が対角線上の2つの場合、4つの場合の構造物における $+z$ 方向から偏波角 $\phi = 0$ deg. の平面波が入射した場合の構造物の共振周波

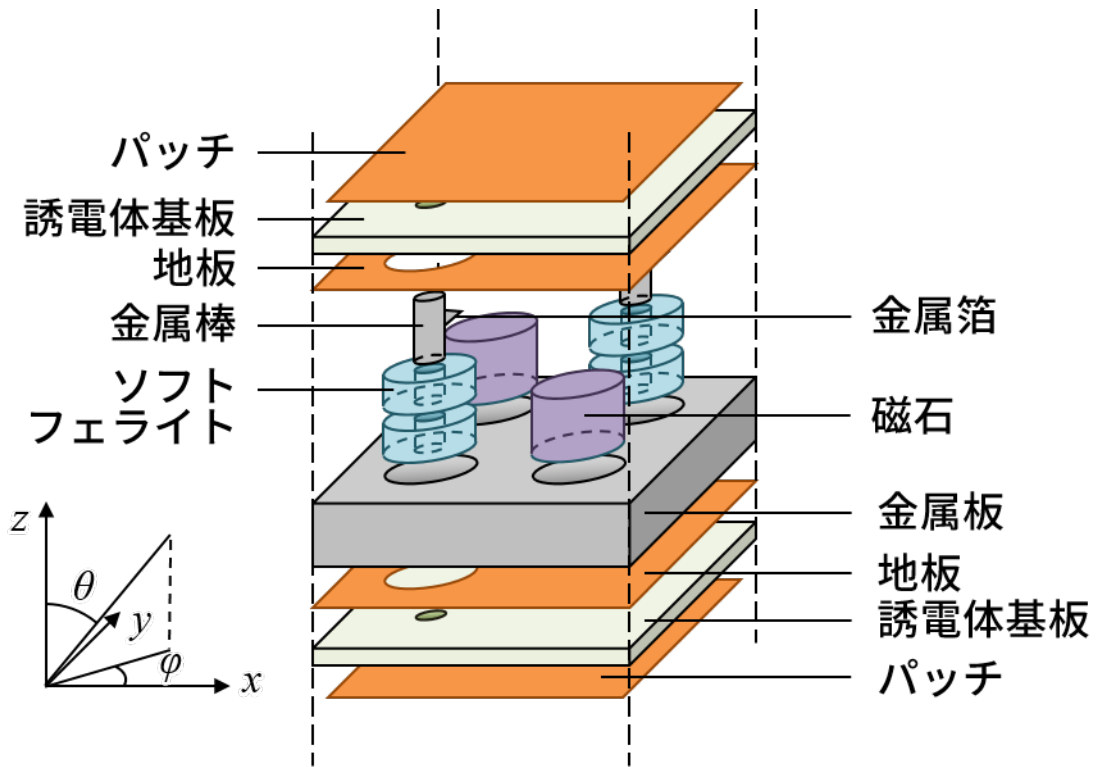


図 4.18: 非相反空間バンドパスフィルタ (2つ穴) の概略図

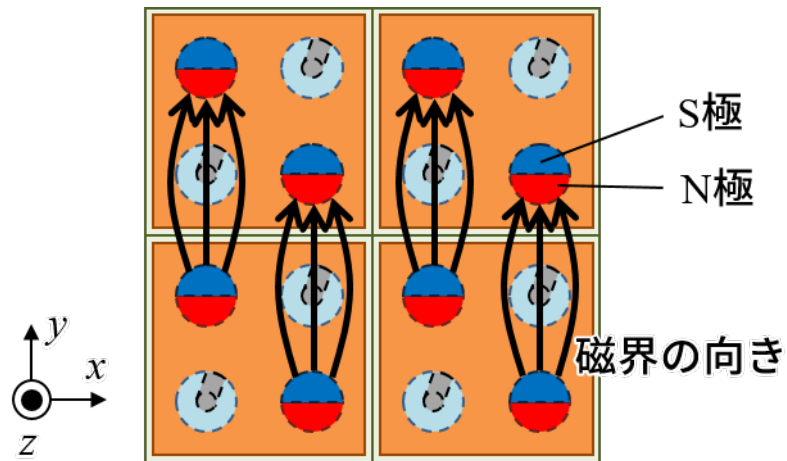


図 4.19: ユニットセル内の磁石による磁界印加

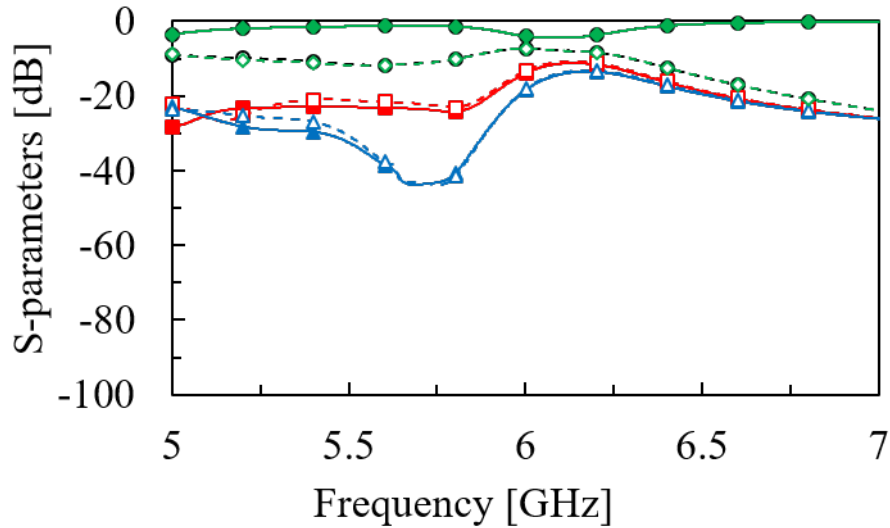


図 4.20: ユニットセル内の磁石により磁界を印加されたときの S パラメータ

数における電界分布に注目する． 図 4.4.1 に 6.0 GHz における入射平面波の各位相角での電界分布を示す． 穴が 4 つの場合の図 4.4.1(b) では位相角が進むごとにパッチの $\pm x$ 方向のふちの電界分布が強弱を繰り返していることがわかる． しかし穴が 2 つの図 4.4.1(c) では電界分布の強弱がパッチのふちに沿って回転しており， そののちに反射していることがわかった． このことから本構造において非相反素子は各ユニットセルに 4 つ装荷する必要があり， 図 4.4.1 のように対角線上にのみ非相反素子を挿入した場合反射特性は， 空間バンドパスフィルタの特性としては適切でないといえる． しかし， 平面波の入射方向による透過係数の違いは表れており非相反性の確認はできるため， 図 4.4.1 のような対角線上に 2 つ非相反素子のある構成で設計をする．

表 4.3: 2 つ穴相反空間バンドパスフィルタの各パラメータ [mm]

R_{out}	R_{inn}	SP_P	SP_h	L_P	L_U	h_T
4.0	1.3	1.5	3.0	14.0	15.0	3.0

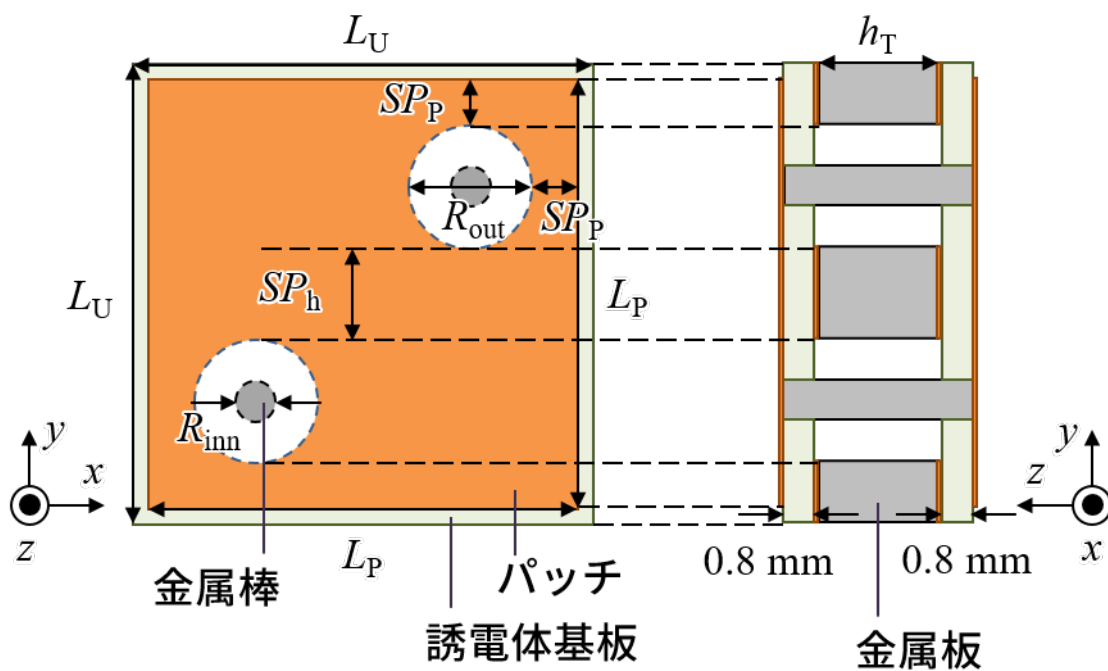
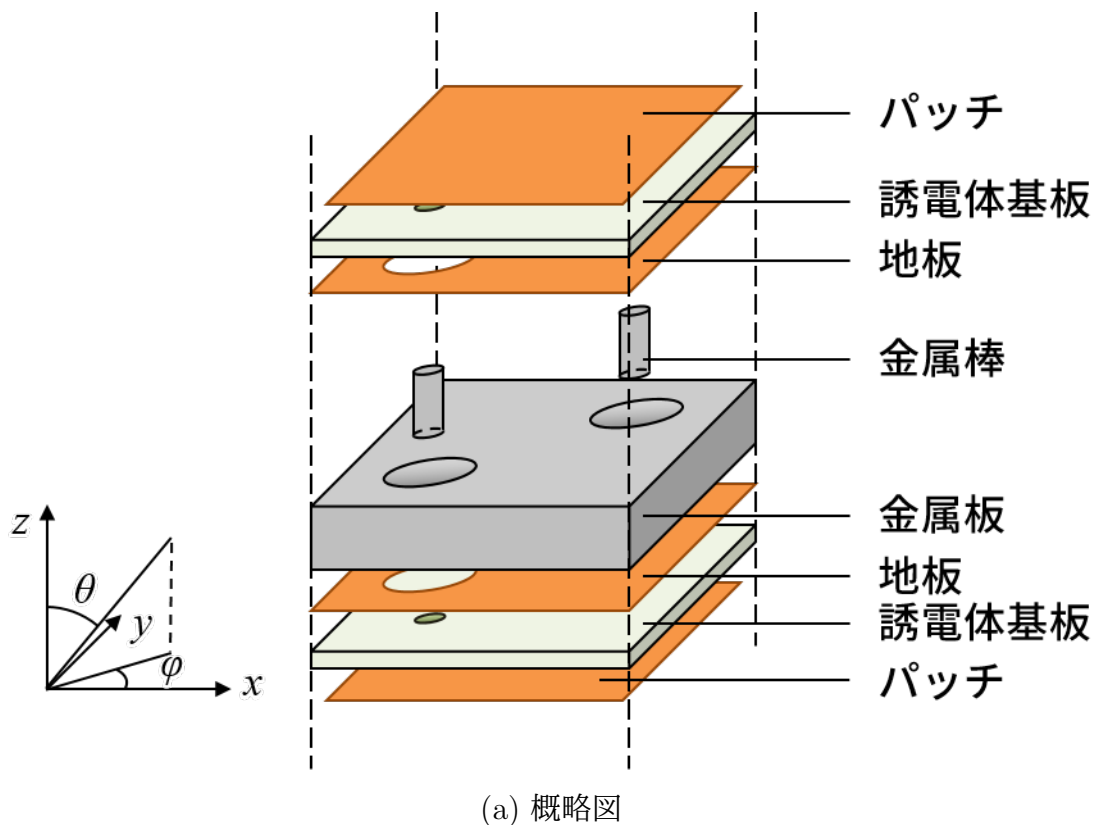


図 4.21: 相反空間バンドパスフィルタ (2つ穴)

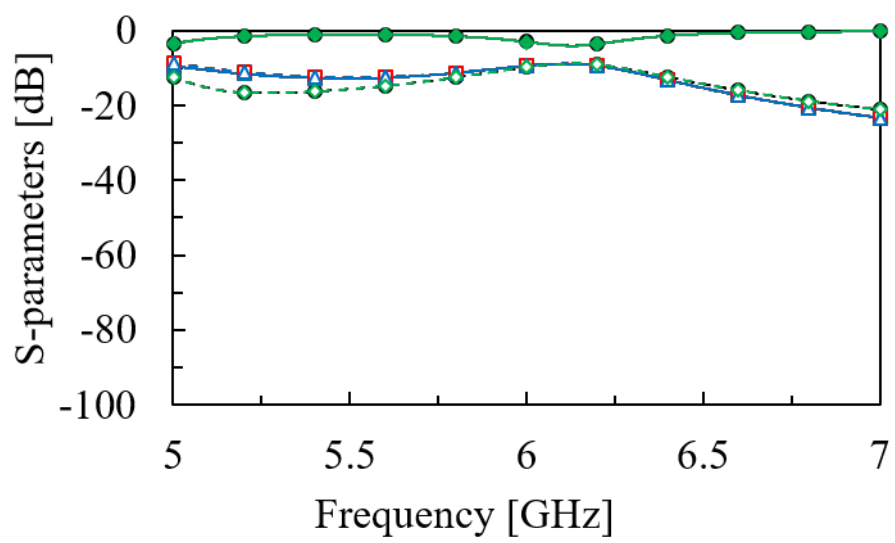
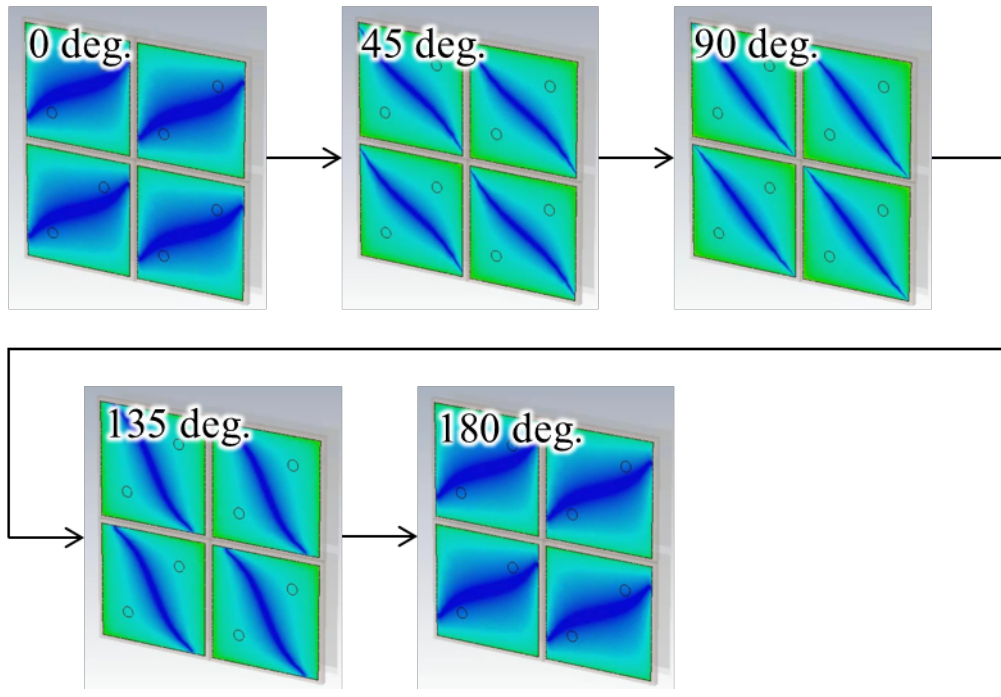
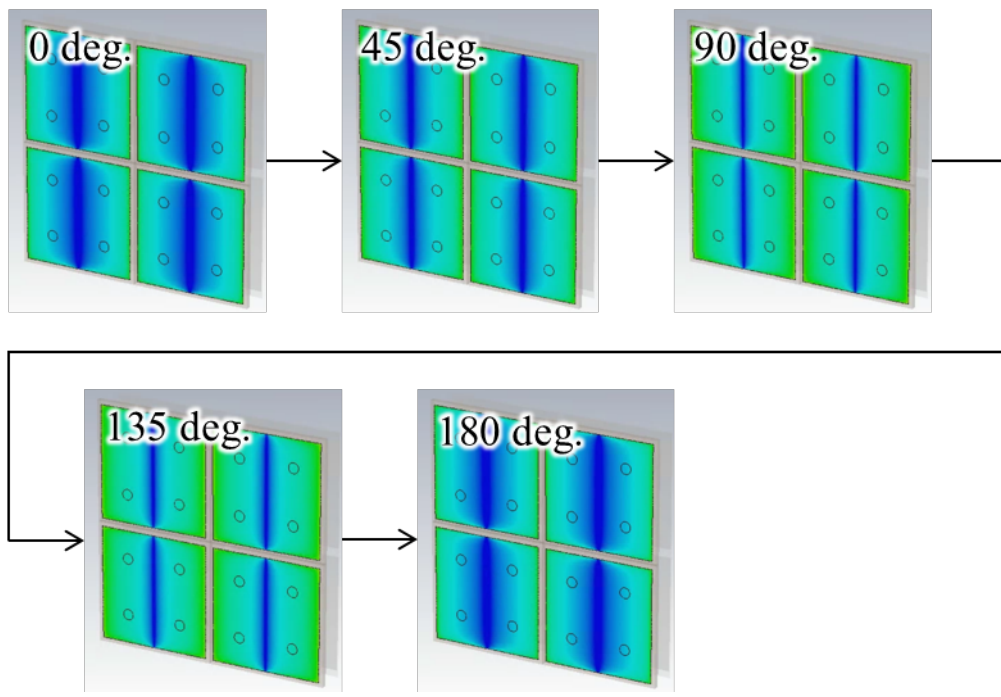


図 4.22: 2つ穴相反空間バンドパスフィルタのSパラメータ



(a) 穴2つ



(b) 穴4つ

図 4.23: 相反空間バンドパスフィルタのパッチ面の電界分布

4.4.2 磁石による磁界の強さの解析

実験をするにあたり，フェライトに適切な磁界を印加できる磁石とその磁石とフェライトの距離を決定する必要がある．図 4.4.2 のような解析モデルを用いて，フェライト位置における磁界の強さを解析した．磁石には簡単に入手可能なサマコバ磁石もしくはネオジム磁石を想定し，金属板は実際に作製する際に使用する真鍮とした．磁石の種類やフェライトとの距離を表 4.4 に示す 5 種類へ変えた際の，図 4.4.2 における磁界強度の分布と，真ん中のフェライト位置の空洞部分を抜粋したものが図 4.4.2(e) である．このなかでフェライト位置により均一に磁界が印加されているのは図 4.4.2(e) である．よって実験にはネオジム磁石 (N40) を使用し，ジオメトリは図 4.4.2 とする．なお誘電体基板には比誘電率 3.9，誘電正接 0.025，厚さ 0.73 mm の FR4 を使用する．

表 4.4: 磁界強度解析における各数値

	種類	材質	サイズ [mm]	フェライトとの距離 d [mm]
A.	サマコバ	SC20	$\Phi 1.9 \times 3$	1.0
B.	ネオジム	N50	$\Phi 1.5 \times 3$	1.0
C.	ネオジム	N40	$\Phi 1.8 \times 3$	1.0
D.	ネオジム	N40	$\Phi 1.8 \times 3$	1.5
E.	ネオジム	N40	$\Phi 1.8 \times 3$	1.1

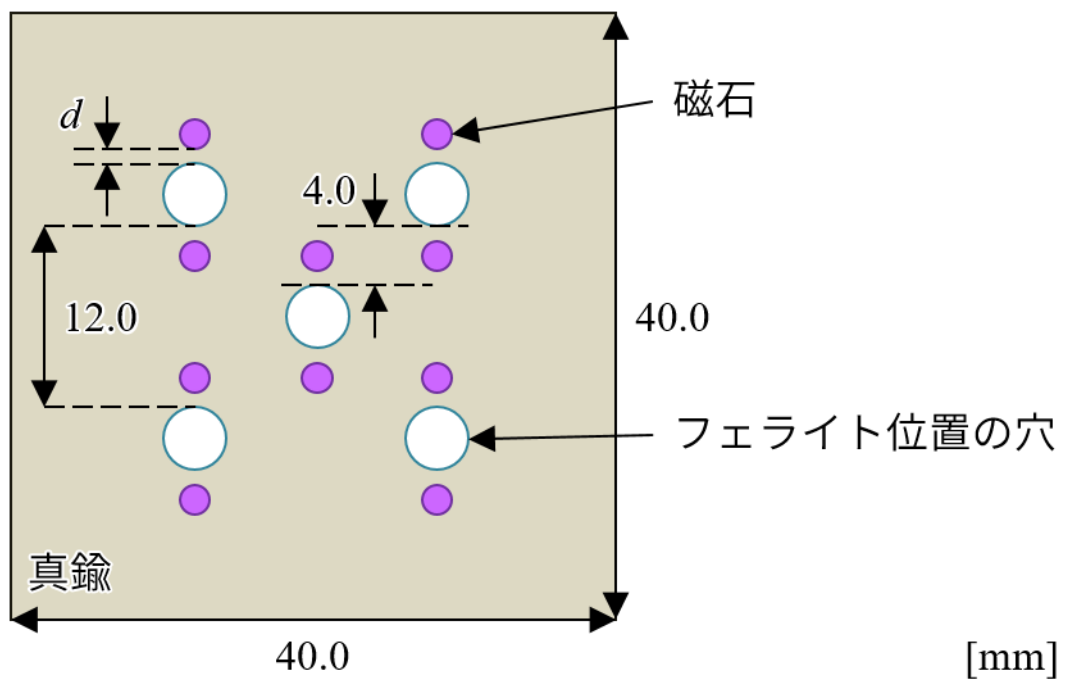


図 4.24: 磁界強度解析における解析モデル

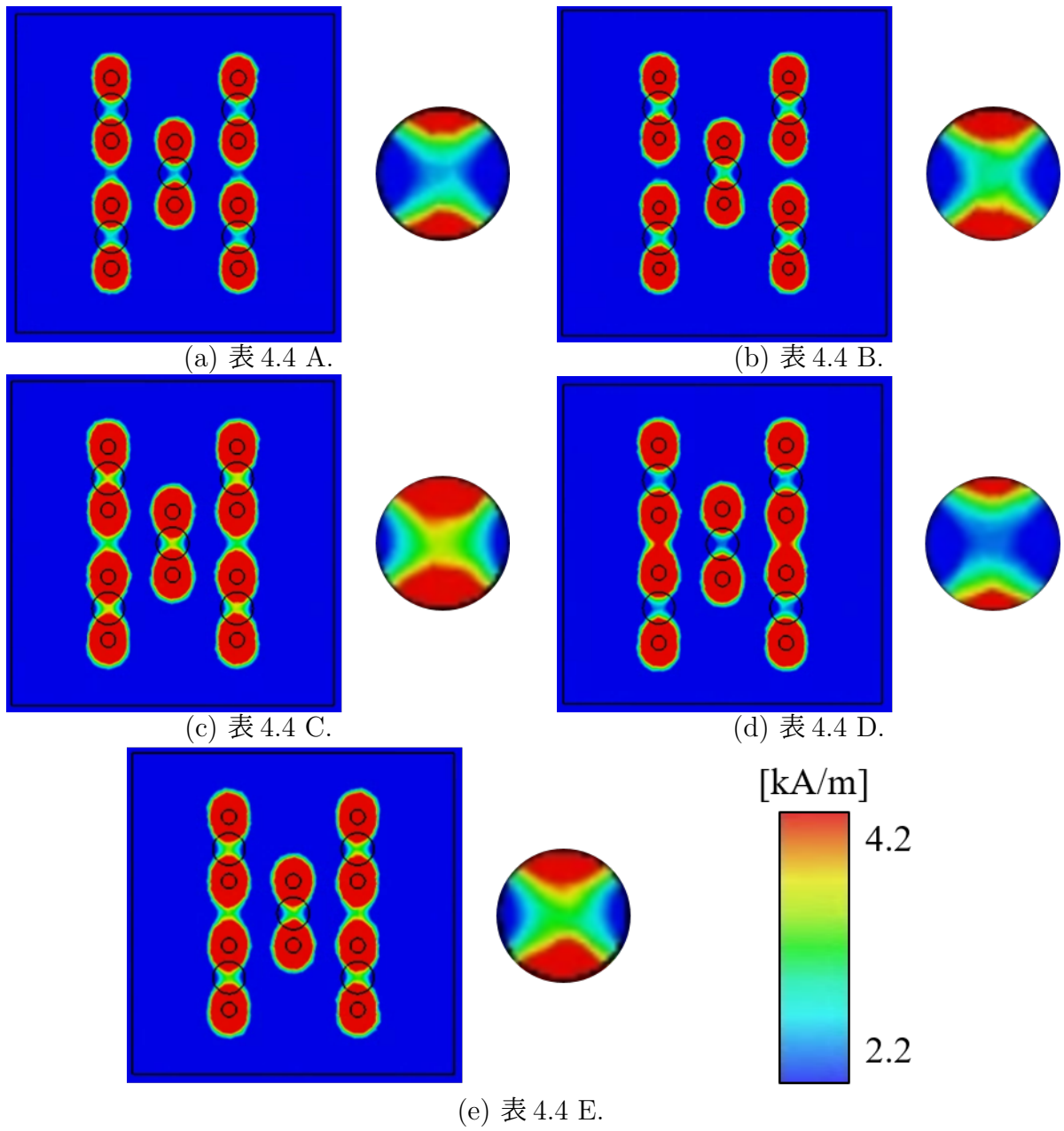


図 4.25: 磁石による磁界強度の分布

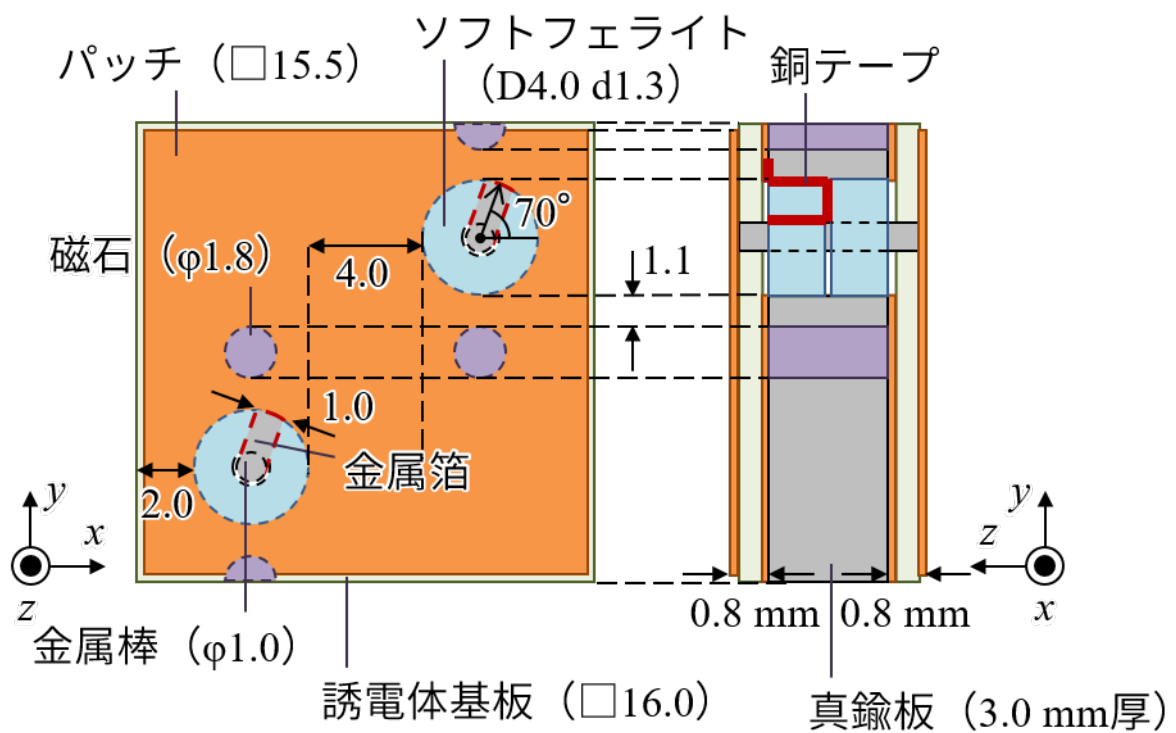


図 4.26: 実験時のジオメトリ

4.4.3 実測

前節で示したジオメトリのユニットセルを 3×4 個並べた非相反空間バンドパスフィルタを作成した。図 4.4.3 に全体と内部構造の写真を載せる。金属箔は銅テープのテープでない面がフェライトに沿うように金属棒と金属板に貼ることで実現した。また金属棒の両端とパッチは銅テープによって接続されている。解析では無限アレーの非相反空間バンドパスフィルタに入射するのは平面波だったが、本実験では極めて少ない個数のアレーであるため、平面波の入射は難しい。そのため直線偏波パッチアンテナを入力に用いる。測定時の配置を図 4.4.3 に示す。比較はパッチアンテナが対向しているのみの場合と、その対向しているパッチアンテナの間に非相反空間バンドパスフィルタがある場合の 2 種類を測定し比較した。パッチアンテナと非相反空間バンドパスフィルタの表面との間の距離はどちらも 5 cm である。測定した S パラメータは図 4.4.3 のようになった。パッチアンテナの反射係数が -10 dB 以下となる周波数帯域 5.45 GHz から 5.55 GHz の S パラメータを非相反空間バンドパスフィルタの有無ごとに取り出したものを図 4.4.3(b), (c) に示す。5.45 GHz から 5.55 GHz までの S_{21} と S_{12} の差の平均値はパッチアンテナのみの場合は 0.25 dB、パッチアンテナ間に非相反空間バンドパスフィルタがある場合は 2.84 dB となった。この結果より、提案構造が入射方向によって透過特性に非相反性を持つことが確認された。

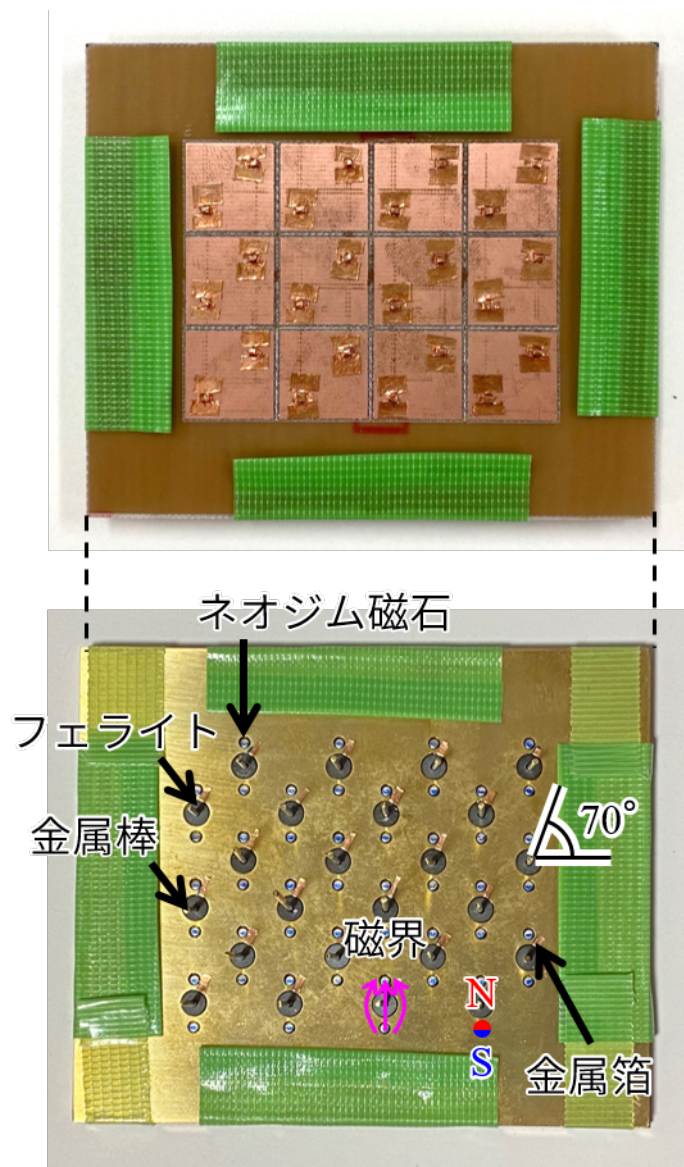
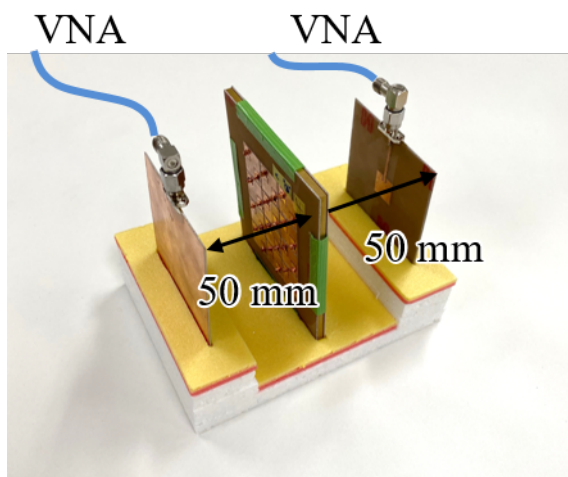
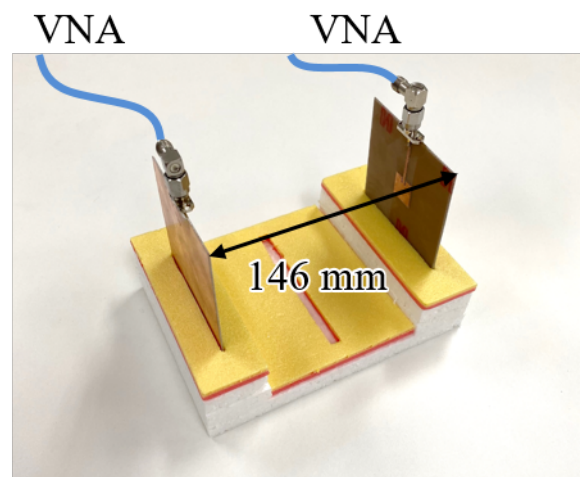


図 4.27: 実際に作製した非相反空間バンドパスフィルタ

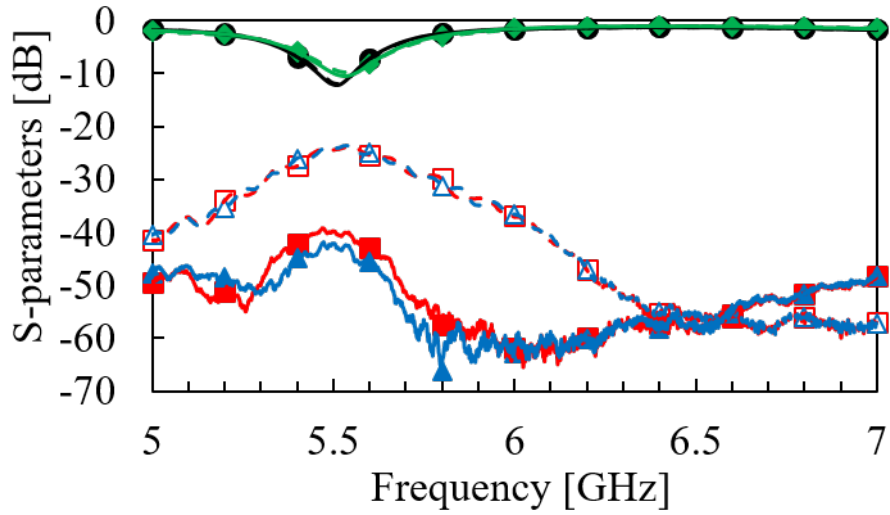


(a) フィルタがある場合



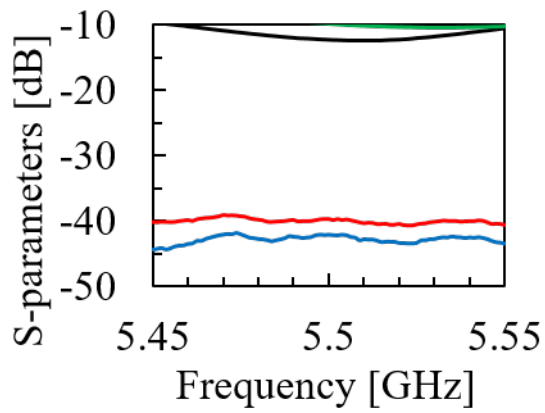
(b) パッチアンテナのみの場合

図 4.28: 実験の配置

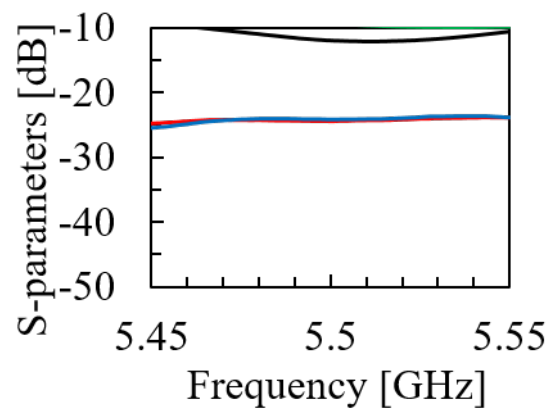


(a) 対向した2本のパッチアンテナによるSパラメータ

(S_{11} : 黒丸, S_{21} : 赤四角 S_{12} : 青三角, S_{22} : 緑菱形, 実線 : フィルタあり, 破線 : フィルタなし)



(b) フィルタがある場合



(c) パッチのみの場合

(S_{11} : 黒, S_{21} : 赤 S_{12} : 青, S_{22} : 緑)

図 4.29: 実験結果

4.5 結論

本章では非相反空間バンドパスフィルタを提案した．非相反空間バンドパスフィルタのユニットセルは

- 正方形パッチ
- 誘電体基板
- 地板
- 金属板
- 細い金属棒
- 金属片
- 中空円筒の磁化されたソフトフェライト

から構成されており，非相反性は磁化されたフェライトの磁気損失に由来する伝搬方向で異なる透過係数の差から得られる．金属棒と金属板が金属片によって接続されている場合のみ透過係数に差ができることから，磁気損失は入射平面波により励振されたパッチから金属棒を伝って反対面のパッチへ伝搬し，磁気光学効果により回転していた電流が金属片を渡って金属板へと流れる際に生まれると考えられる．また透過係数や透過係数の差は金属片の長さ幅，角度に影響されることから，金属片は本構造の非相反空間バンドパスフィルタ成立の鍵であるといえる．解析結果として，設計周波数 6 GHz 付近において電波の入射方向により透過係数に 5.7 dB の差をつけることができた．また，ネオジム磁石をユニットセルに組み込んでフェライトを磁化する構造の非相反空間バンドパスフィルタを実際に作製した．ユニットセルを 3×4 個並べ，対向する 2 本の直線偏波パッチアンテナの間に配置した．その結果，パッチアンテナの反射特性が -10 dB 以下となる帯域において，入射方向により異なる透過係数の差の平均値はパッチアンテナのみの場合は 0.25 dB，パッチアンテナ間に非相反空間バンドパスフィルタがある場合は 2.84 dB となった．この結果より，提案構造が入射方向によって透過特性に非相反性を持つことが確認された．

参考文献

- [1] 野口務, “両側面開放形線路を用いた磁気共鳴形エッジモードアイソレーター動作モード解析および広帯域化の検討一,” 信学論 B, Vol.J60-B, No.10, pp.736-742, Oct. 1977
- [2] 岡部隆博, 大下正秀, 篠原茂信, “真空蒸着 InSb 薄膜を用いた低磁界ミリ波アイソレーター”, 信学論 B, Vol.J57-B, No.4, pp.244-249, Oct. 1974
- [3] D. L. Sounas and C. Caloz, “Graphene-based non-reciprocal spatial isolator,” 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Spokane, WA, 2011, pp. 1597-1600, doi: 10.1109/APS.2011.5996606.
- [4] D. L. Sounas and C. Caloz, “Graphene for highly tunable non-reciprocal electromagnetic devices,” Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Chicago, IL, 2012, pp. 1-2, doi: 10.1109/APS.2012.6349123.
- [5] D. L. Sounas and C. Caloz, “Gyrotropic properties of graphene and subsequent microwave applications,” 2011 41st European Microwave Conference, Manchester, 2011, pp. 1142-1145, doi: 10.23919/EuMC.2011.6102014.
- [6] A. Parsa, T. Kodera and C. Caloz, “Ferrite Based Non-Reciprocal Radome, Generalized Scattering Matrix Analysis and Experimental Demonstration,” in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 3, pp. 810-817, March 2011, doi: 10.1109/TAP.2010.2103016.
- [7] T. Kodera, A. Parsa and C. Caloz, “Non-reciprocal ferrite antenna radome : The faradome,” 2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Charleston, SC, 2009, pp. 1-4, doi: 10.1109/APS.2009.5171697.
- [8] B. A. Khan, S. Gupta and C. Caloz, “Spatial nonreciprocal and nongyrotropic structure,” 2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Hobart, TAS, 2015, pp. 1-4.

- [9] Y. Yu, Y. Chen, H. Hu, W. Xue, K. Yvind and J. Mork, "Experimental demonstration of non-reciprocal transmission in a nonlinear photonic-crystal Fano structure," 2015 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), San Jose, CA, 2015, pp. 1-2, doi: 10.1364/CLEO_SI.2015.SF2H.5.
- [10] 上田哲也, "非相反メタマテリアルとその応用," 信学技報, A・P2013-65
- [11] 殷紀芳, 内藤喜之, 水本哲弥, "フェライトを用いた対称コプレーナ線路におけるエッジガイドモード," 信学論 C, Vol.J71-C, No.1, pp.152-154, Jan. 1988

第 5 章

結論

本研究ではパッシブデバイスによる電波伝搬の制御を目的とし、

- フリーアクセス伝送マット
- FSS 電波吸収体
- 非相反空間バンドパスフィルタ

を提案した。第 2 章では有線による 1 次元の通信と無線による 3 次元の通信の間に位置する 2 次元の通信を可能とするフリーアクセス伝送マットを提案した。フリーアクセス伝送マットは上部に配置されたアンテナの偏波にかかわらず結合するため、アンテナの向きを考慮することなく利用できる。第 3 章では誘電体基板 1 枚を使って中心周波数 10 GHz における電波吸収体を作成した。設計は電磁界解析ソフトを用いて行い、FSS の異なる 2 種類の FSS 電波吸収体を提案した。入射した電波の 90% の反射を抑制する帯域幅は、単純な形状のほうの FSS 電波吸収体で 3.3 %、複雑な形状のほうの FSS 電波吸収体で 5.9 % となった。先行研究と比較して特段広帯域とは言えないが、抵抗性インクを使用していないことや設計パラメータ数等を考慮すると、同等の性能であるといえる。第 4 章では構造体への電波の入射方向により透過係数の異なる非相反性空間バンドパスフィルタを提案した。磁化フェライトによるエッジガイドモードを利用しており、解析において透過係数に 5.7 dB の差をつけることに成功し、実験においても非相反性を確認することができた。

謝辞

本研究を進めるにあたり、学部4年次に配属されてから5年半の間、厳しくかつ丁寧に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します。本論文を審査して下さいました馬場俊彦教授、市毛弘一教授、久我宣裕准教授、西島喜明准教授に深く感謝致します。研究室での活動を支援して下さいました、新井教授の秘書 高橋恩氏に心より感謝致します。第4章非相反空間バンドパスフィルタの実験に関しまして、優しくご指導を賜りました竹村泰司教授に深く感謝致します。第4章の研究は、文部科学省科学技術人材育成費補助事業「ダイバーシティ研究環境実現イニシアティブ（牽引型）」により横浜国立大学から「ダイバーシティ*研究助成」の御支援を頂戴致しました。大変感謝しております。研究室で共に過ごした新井研究室の先輩皆様、同期、後輩たちに深く感謝致します。研究分野は違えども、苦楽を共有できたことでなんとか研究生活をやり遂げることができました、別の地で研究に励む友人たちに感謝とエールを送ります。最後に、これまであたたかく見守り、応援してくれた家族に深く感謝致します。

研究業績

1. 学術雑誌等(紀要・論文集も含む)に発表した論文, 著書

- (1) Yuka Shinozaki, Takuya Okura, Hiroyuki Arai, "Basic Performance of Free Access Transmission Line using Paper Substrate", IEICE Communication Express, Vol.6, No.6, pp.314-318, Jun. 2017.
- (2) 篠崎友花, 新井宏之, "ノッチ入り円形パッチを用いた FSS による電波吸収体", IEICE Trans. Antennas and Propag.Vol.J103-B, No.2, pp.90-99, Feb. 2020. DOI: 10.14923/transcomj.2019GTP0008
- (3) 篠崎友花, 新井宏之, "電波吸収体・電磁波シールド材の開発最前線—5Gに向けた設計と高性能化—", 第2編8章, シーエムシー出版, 2020年7月発行.

2. 国際会議における発表

- (4) Yuka Shinozaki, Takuya Okura, Hiroyuki Arai, "Coupling Characteristics between Two Dipole Antennas over Free Access Transmission Line using Paper Substrate", IEEE 2016 International Symposium on Antenna and Propagation(ISAP2016), 20393, Okinawa Japan, Oct. 2016.
- (5) Yuka Shinozaki, Hiroyuki Arai, "Free Access Transmission Line using Paper Substrate in Body Area Network", IEEE 2017 International Workshop on Electromagnetics (iWEM2017), PS-30, London, May. 2017.
- (6) Yuka Shinozaki, Hiroyuki Arai, "External Antenna Coupled with One-Dimensional Free Access Transmission Line", IEEE 2017 Asia Pacific Microwave Conference(APMC2017),WE2F3, Kuala Lumpur, Nov. 2017
- (7) Yuka Shinozaki, Hiroyuki Arai, "Microwave Absorber by FSS using Paper instead of Dielectric Substrate", IEEE 2018 International Workshop on Electromagnetics(iWEM2018), POS1.41, Nagoya, Aug. 2018
- (8) Yuka Shinozaki, Hiroyuki Arai, "A Single Layer Microwave Absorber Using FSS of Notched Circular Patch", IEEE 2018 International Symposium on Antenna

and Propagation(ISAP2018), WeP-52, Busan, Oct. 2018

- (9) Yuka Shinozaki, Hiroyuki Arai, “Reflection Characteristic of Bent FSS Wave Absorber”, IEEE 2019 International Workshop on Electromagnetics(iWEM2019), PID4140, Qingdao, Sept. 2019
- (10) Yuka Shinozaki, Hiroyuki Arai, “A Study of NON-reciprocal Spatial Band Pass Filter”, IEEE 2020 International Workshop on Electromagnetics(iWEM2020), PA1-031, Penghu, Aug. 2020

3. 国際会議における連名発表

- (10) Tran Thi Lan, Yuka Shinozaki and Hiroyuki Arai, “ A Flexible Transmission Line Using Coplanar Waveguide for On-body Link, ” Oct. 2017 ISAP, Phuket, Thai Land.

4. 国内学会・シンポジウムにおける発表

- (11) 篠崎友花, 大倉拓也, 新井宏之, “導電性インクを用いた1次元フリーアクセス伝送線路上のダイポールアンテナ間の結合特性”, 電子情報通信学会総合大会, B-1-96, 福岡, 2016年3月
- (12) 篠崎友花, 大倉拓也, 新井宏之, “導電性インクと発泡フォームによるフリーアクセス伝送線路の構造に関する検討”, 電子情報通信学会ソサエティ大会, B-1-105, 北海道, 2016年9月
- (13) 篠崎友花, Thi Lan Tran, 新井宏之, “一次元フリーアクセス伝送線路上のパッチアンテナ間の結合特性”, 電子情報通信学会総合大会, B-1-47, 名古屋, 2017年3月
- (14) 篠崎友花, 新井宏之, “一次元フリーアクセス伝送線路上の任意の場所に配置可能な放射素子の検討”, 電子情報通信学会ソサエティ大会, B-1-35, 東京, 2017年9月
- (15) 篠崎友花, 新井宏之, “ノッチ入り円形パッチを用いたFSSによる電波吸収体”, アンテナ・伝搬研究会 AP2018-168, 愛知, 2018年1月
- (16) 篠崎友花, 新井宏之, “フリーアクセス伝送線路に用いるバンドパスフィルタに関する一検討”, 電子情報通信学会総合大会, B-1-78, 東京, 2018年3月
- (17) 篠崎友花, 新井宏之, “円形パッチFSS電波吸収体のノッチ数による偏波ロバスト性に関する基礎検討”, 電子情報通信学会総合大会, B-1-28, 東京, 2019年3月

- (18) 篠崎友花, 新井宏之, “ノッチ入り円形パッチ FSS 電波吸収体の斜入射特性”, 電子情報通信学会ソサエティ大会, B-1-93, 大阪, 2019 年 9 月
- (19) 篠崎友花, 新井宏之, “非相反空間 BPF に関する基礎検討”, 電子情報通信学会総合大会, B-1-41, 広島, 2020 年 3 月

5. 国内学会・シンポジウムにおける連名発表

- (20) 大倉拓也, 篠崎友花, チャンティラン, 新井宏之, “人体周辺における近距離無線通信のためのフリーアクセス伝送線路”, 電子情報通信学会総合大会, BS-1-8, 福岡, 2016 年 3 月
- (21) Tran Thi Lan, Yuka Shinozaki, and Hiroyuki Arai, “Transmission Improvement of the Free Access Transmission Line Using Coplannar Waveguide Structure for BAN”, IEICE General Conference, Mar. 2017.