

金属筐体内への設置を考慮した 小型折返しモノポールアンテナの研究

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

中川 雄太

令和3年2月

目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 金属筐体内への設置を考慮したアンテナの課題	3
1.3 研究の目的	4
1.4 本論文の構成	5
第2章 金属近接時のアンテナ特性の定量評価	7
2.1 まえがき	7
2.2 VSWR 値の変動に着目した定量評価	8
2.3 ダイポールアンテナの金属近接時のアンテナ特性	9
2.4 逆Lアンテナの金属近接時のアンテナ特性	12
2.5 まとめ	17
第3章 高インピーダンス化アンテナ	18
3.1 まえがき	18
3.2 グランド板付き折返しモノポールアンテナ	20
3.3 1面の金属壁に近接時の VSWR 特性	21
3.4 アンテナの高インピーダンス化	26
3.5 直交する2面の金属壁に近接時の VSWR 特性	32
3.5.1 $-z$ 方向と $-x$ 方向の近接	33

3.5.2	-y 方向と-z 方向の近接	35
3.5.3	-x 方向と-y 方向の近接	37
3.5.4	-x 方向および-z 方向に近接する金属板の影響	40
3.6	金属平板間に設置したアンテナの VSWR 特性	45
3.6.1	金属平板間距離変化時の VSWR 特性	45
3.6.2	アンテナ設置位置変化時の VSWR 特性	49
3.7	まとめ	53

第4章 入力インピーダンスの切替型アンテナ 55

4.1	まえがき	55
4.2	追加素子の接続による入力インピーダンスの切替	56
4.2.1	アンテナ構成	56
4.2.2	追加素子の接続による高インピーダンス化検討	59
4.2.3	スイッチング素子による追加素子の接続制御	60
4.2.4	追加素子幅による入力インピーダンスの変化量の調整	65
4.3	複数の追加素子による入力インピーダンスの可変	66
4.3.1	アンテナ構成	66
4.3.2	アンテナ特性	68
4.3.3	CMA による考察	72
4.3.4	測定結果	74
4.4	切替型アンテナの入力インピーダンス調整	78
4.4.1	L モデル及び H モデルの設計	78
4.4.2	H モデルの入力インピーダンスの最適化	81
4.4.3	金属近接時の VSWR 特性評価	82
4.5	直交する 2 面の金属壁に近接時の VSWR 特性	84

4.5.1	-z 方向と-x 方向の近接	84
4.5.2	-y 方向と-z 方向の近接	86
4.5.3	-x 方向と-y 方向の近接	89
4.6	直交する 3 面の金属壁に近接時の VSWR 特性.....	91
4.6.1	$d_x = 0.01\lambda$ の時の VSWR 特性	92
4.6.2	$d_x = 0.1\lambda$ の時の VSWR 特性	94
4.7	測定結果.....	96
4.8	まとめ	102
 第 5 章 結論		103
 付録A CMA を用いた金属近接時の電流特性変化の考察		106
 謝 辞		112
 参考文献		113
 研究業績		118

第1章 序 論

1.1 研究背景

近年，IoT(Internet of Things)の進展によりパーソナルコンピューターや移動体通信機器に加え，家電や各種輸送機器，建物や工場など，世界中のありとあらゆるものがネットワークにつながるようになってきている．図 1.1 で示す通り，世界のIoT デバイス(無線通信端末)の数は継続的に増加しており，今後も増加傾向にあると予測されている[1]．IoT デバイス数の分野別の内訳は，通信分野が最も多いが近年では市場が飽和状態にあるといわれており，今後は低成長が見込まれている．一方，コネクテッドカーの普及が進む自動車，スマート工場やスマートシティが拡大している産業用途，デジタルヘルスケア市場が拡大している医療の各分野については今後も高成長が予測され，デバイス数の増加が見込まれている．

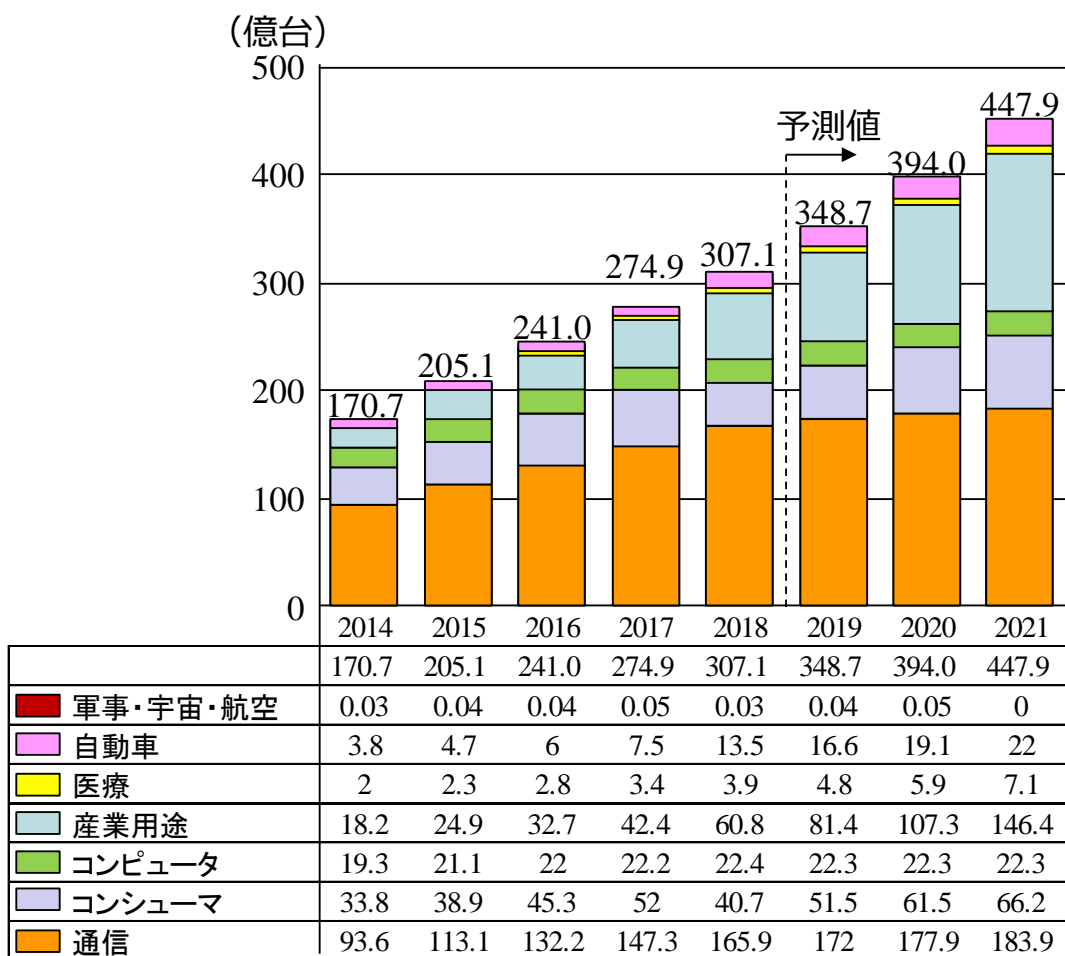


図 1.1 世界の IoT デバイス数の推移及び予測^[1]．

高成長が予測される分野において、自動車と産業用途では図 1.2 に示すような IoT の活用事例がある。自動車分野については、自動運転、インフラ協調システム、緊急通報、運行管理への応用がある。また、産業用途については生産情報の収集、故障予知や故障診断、機器の制御、遠隔監視への応用がある。しかし、これらの用途への応用を実現するには、自動車や各種機器の状態のセンシングが必要となる。現在、センシングデータの取得には有線が多く使われているが、機器の可動部等の有線の配線が困難、または不便となる部位では無線通信の利用が検討されている[2]-[9]。また、自動車や産業用途に使用される各種工作機器には金属が多く使用されている。さらに、無線端末の設置が想定される自動車のエンジンルームや車室内、各種工作機器の内部といった環境は、周辺を金属に囲まれた空間となっており、無線通信品質が劣化する可能性がある[10]-[11]。想定される影響としては、電波伝搬特性では金属に囲まれることによるマルチパスフェージングの発生[12]-[13]、アンテナ特性に関しては入力インピーダンス特性の変化による VSWR の劣化などが考えられる[14]-[17]。これらの無線通信品質が劣化する要因のなかでも、アンテナが金属に囲まれた空間でも正常に動作することが重要であると捉え、本論文ではアンテナの入力インピーダンス特性の変化に着目する。

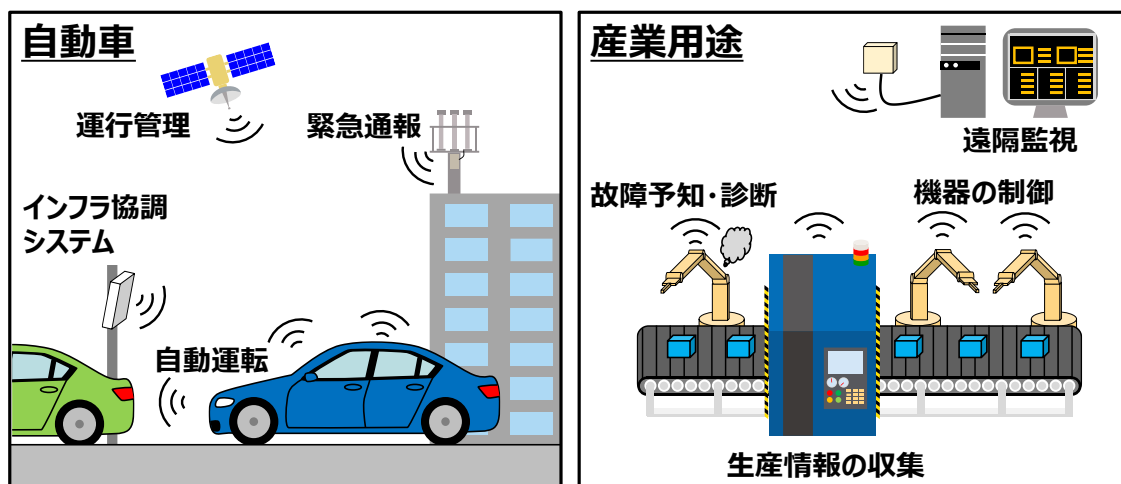


図 1.2 IoT の活用事例.

1.2 金属筐体内への設置を考慮したアンテナの課題

これまで金属や人体等の物体の近接によるアンテナ特性の劣化を抑制する研究は多数報告されている。アンテナ素子の切替を用いる方法は文献[17]-[18]がある。文献[17]は、コンプリメンタリスプリットリング共振器 (CSRR) 構造を利用した帯域通過フィルタ(CSRR 帯域通過フィルタ)を利用している。2素子のプリントダイポールアンテナに接続している給電線路の各アンテナ素子付近にCSRR 帯域通過フィルタを装荷し、人体が一方のアンテナ素子、及びCSRR 帯域通過フィルタに近接する事によって、CSRR 帯域通過フィルタの特性が変化し電力の反射量が増加する。そのため、他方の人体の近接していないアンテナ素子への電力分配量が増加し放射効率が改善する。文献[18]は、折返し構造のスロットアンテナ素子が4素子配列されたアンテナに対して人体が近接したとき、人体の近接状況に応じて給電するアンテナ素子を適切に選択することで、放射効率の低下を抑制している。これらの手法は、あらかじめ複数のアンテナ素子を設置する必要があり、デバイスサイズの増加につながる。自動整合回路を用いる手法は文献[19]-[20]がある。文献[19]は、人体に近接したノーマルモードヘリカルアンテナの整合状態をバラクタダイオードによって変化させ、不整合損を除去する方法である。整合状態は最適化アルゴリズムの一種である再急降下法を用いた制御回路によって自動整合される。文献[20]は、可変インピーダンス整合回路部、定在波検出回路部及び差動増幅回路部から構成されるリアルタイム負荷追従インピーダンス自動整合回路(R-TLT 回路)を用いてインピーダンスの自動整合を行う手法である。R-TLT 回路はアナログ信号処理のみでインピーダンス整合を行う為、整合に要する時間の短縮が期待できる。これらの手法は、常に良好なインピーダンス整合状態は保たれるが、検出回路や制御回路、整合回路が必要となり、デバイスサイズの増加につながる。また、フィードバック制御を行うためには、複雑な制御も必要となる。メタマテリアルを利用する方法は文献[21]-[22]がある。文献[21]は、60 GHz 帯のダイポール形状のオンチップアンテナにAMC(Artificial magnetic conductor)を適用している。AMCとして動作する、2層構造で構成する周期配置された正方形パッチ素子をアンテナ素子とグラウンド板の間に設置することで、イメージ電流の影響を軽減し、アンテナの放射効率を改善している。文献[22]は、グラウンド板上にビアとパッチ素子から構成するマッシュルーム構造のEBG素子を使用している。EBG素子の形状を適切に設計することで反射位相を制御し、イメージ電流の影響を軽減することで、良好な反射特性を得ている。これらの手法は、メタマテリアル実現する素子の構造が複雑であることや、設置するスペースの確保が必要となる。放射パターンの形状を制御する方法は文献[14],[24]がある。文献[14]は、並列共振モードを利用するH型アンテナ

ナを用いることで、アンテナの放射パターンを金属と近接する方向と逆方向に FB 比 13.6dB のビームを形成、および並列共振を利用することで、金属板上に設置した状態でも良好なインピーダンス特性を維持している。文献[24]は、ウェアラブルアンテナを想定し、銅を編み込んだ繊維によってパッチアンテナを形成している。FB 比 9dB のビームを有しており、放射が弱い方向に人体が近接しても良好な反射特性を維持している。これらの手法は、放射パターンの自由度の低下により通信範囲が限定されてしまう。これまでに報告された方法ではいずれも、アンテナサイズや放射パターンへの影響が発生する。

RFID タグにおいても、アンテナと同様に金属や人体等の物体の近接によるアンテナ特性の劣化を抑制する研究は多数報告されている[25]-[27]。文献[25]は、無指向性の放射パターンを有するダイポールアンテナタグをマイクロストリップパッチ構造のタグのアダプタ上に設置することで、背面方向の放射が抑制され金属面への取り付け時の影響を軽減した。さらに、マイクロストリップパッチを 2 個並列配置し、これらをマイクロストリップ線路で接続することで、ビームが鋭くなり読み取り可能距離がダイポールアンテナタグ単体と比較して約 4.1 倍に増加する。文献[26]は、ダイポールアンテナタグと取り付け面の間に高誘電体基板材料であるセラミックを設置することによって、タグの小型化と取り付け面との絶縁性を高めることによってイメージ電流の影響を軽減し、金属面に設置したことによる放射特性の劣化を抑制している。文献[27]は、マッシュルーム構造の金属パッチが二層構造となってる EBG 素子をタグの基板として用いている。EBG 素子の反射位相を所望の周波数帯域で $90^\circ \pm 45^\circ$ となるよう制御することによって、金属面に設置した影響を軽減し利得が改善する。RFID タグにおいてもこれまでに報告された方法では、タグのアダプタや誘電体材料、EBG 素子の設置スペースが必要となり RFID タグ全体のサイズが増加してしまう。また、文献[25]、[27]では、背面方向の放射を抑制している為、電波を透過する材料に RFID タグを取り付けた場合でも、通信可能な方向は限定されてしまう。

本研究では、機器の内部に設置を想定するため、アンテナサイズが増大しない方法が望ましい。また、アンテナはアンテナ周囲の近接物体が少ない環境へ設置する事も想定している為、放射パターンに制約があった場合、通信可能な方向が限定されてしまう。

1.3 研究の目的

本論文では、自由空間内および金属が近接する環境でも動作する、金属筐体内への設置を考慮したアンテナを、アンテナ素子部の調整等の簡易な方法での実現を目的とする。はじめに、アンテナが金属に近接したときの基礎特性を把握し、定量評価の基準値を示す。次にアンテナに金属が近接することによって入力抵

抗が低下する環境では、高インピーダンス化アンテナの検討を行い、実使用環境を想定する解析モデルによって、その適用範囲を示す。また、アンテナに金属が近接することによって、入力抵抗の上昇または低下が発生する環境では、入力インピーダンス切替型アンテナの検討を行い、その適用範囲を示す。

1.4 本論文の構成

本論文では、自由空間内および金属が近接する環境でも動作する、金属筐体内への設置を考慮したアンテナを設計し、その適用範囲を検討した。本論文は、これら一連の研究をまとめたものであり、5章から構成されている。図 1.3 に本論文の構成を示す。

以下、各章の概要を示し、本論文の流れを述べる。

第1章「序論」では、研究背景として、近年のIoT 端末の増加と使用環境を示し、金属筐体内への設置を考慮したアンテナの課題について述べ、本研究の目的と全体構成を示した。

第2章「金属近接時のアンテナ特性の定量評価」では、周辺環境に対するロバスト性を定量的に評価するため、アンテナ特性変化に対する定量評価の基準値として $VSWR \leq 3(2.4 \text{ GHz})$ を示す。また、金属近接時のアンテナ特性について、簡易構造のアンテナを用いて基礎特性の把握を行う。

第3章「高インピーダンス化アンテナ」では、金属筐体内への設置を考慮したアンテナとして、グラウンド板付き折返しモノポールアンテナ(FMA)を使用した高インピーダンス化アンテナを提案する。また、金属に囲まれたアンテナの設置環境を金属の直方体で簡易化して考え、様々な設置条件を想定した検討を行う。これらの設置環境に高インピーダンス化アンテナを適用し、定量評価の基準値で評価を行い、基準値を満たすアンテナ設置位置の割合によって高インピーダンス化アンテナの効果を確認する。

第4章「入力インピーダンス切替型アンテナ」では、第3章の検討で明らかとなった、アンテナが金属板に近接する方向によって入力抵抗の上昇、または低下が発生する異なる影響に対応するため、入力インピーダンス切替型アンテナを提案する。提案するアンテナは FMA に追加素子を接続することによる入力インピーダンス可変の基礎検討を行い、所望の2種類の入力インピーダンス値を有するアンテナを設計する。続いて、3章の検討と同じ条件で定量評価基準の $VSWR \leq 3$ で評価を行い、基準値を満たすアンテナ設置位置の割合によって高インピーダンス化アンテナの効果を確認する。

第5章「結論」では本研究のまとめを述べる。

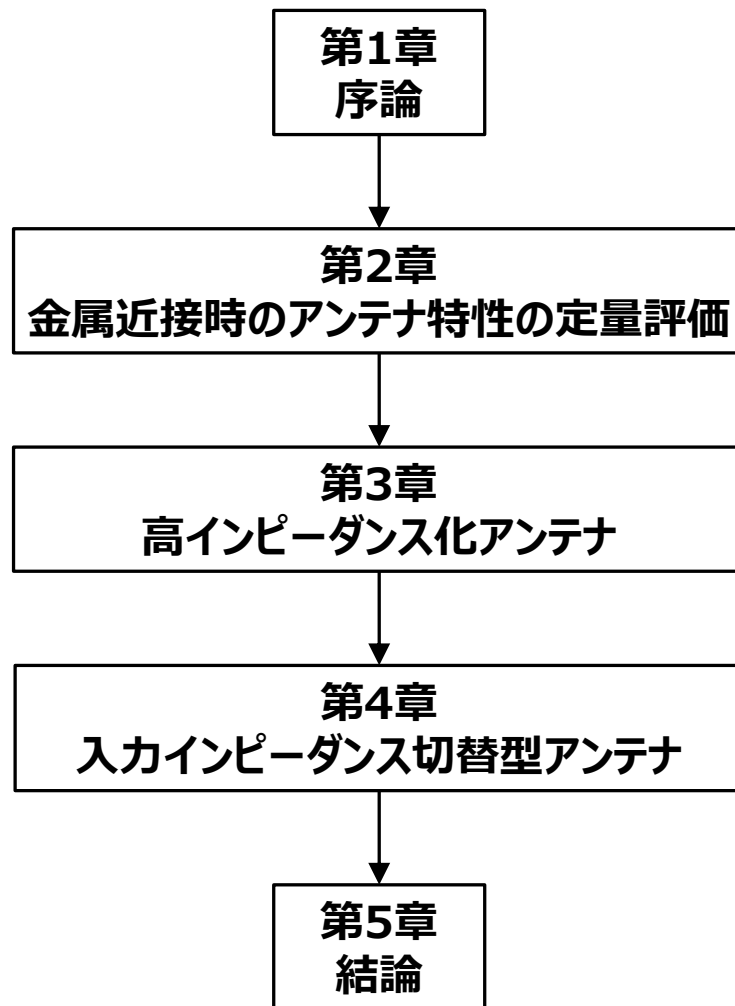


図 1.3 本論文の構成.

第 2 章 金属近接時のアンテナ特性の定量評価

2.1 まえがき

様々なアンテナや設置環境において、周辺環境に対するロバスト性を定量的に評価するため、アンテナ特性変化に対する評価基準を示す。アンテナのロバスト性、すなわちアンテナが安定して動作する状態に対する評価については、これまで様々な研究がなされている[28]-[32]。文献[28]-[29]半径 a の球内の任意のアンテナ構造と電流分布に対して球の外側の電磁界を直交球面波で表し、回路問題としてアンテナの Q (quality factor)を求めている。文献[30]-[32]では、近接物体によるインピーダンス変動に着目し、任意形状のアンテナの電氣的体積について検討している。本研究では給電系のインピーダンスを規定するため、VSWR 値を評価基準に用いる。また、金属近接時のアンテナ特性について、簡易構造の半波長ダイポールアンテナと逆 L アンテナ[33]-[34]を用いて基礎特性の検討を行う。

本章では、2.2 で VSWR 値の変動に着目した定量評価基準を示し、2.3 でダイポールアンテナの金属近接時のアンテナ特性を検討する。2.4 では逆 L アンテナの金属近接時のアンテナ特性を検討し、2.5 でまとめを行う。

2.2 VSWR 値の変動に着目した定量評価

整合状態の変動を定量評価するため、近接物体によって変動する反射係数 δ_{Γ} から VSWR 値を計算し評価指標に用いる。反射係数は式(2.1)で求められる。

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.1)$$

ここで、 Z_0 は給電線の特徴インピーダンス、 Z_L はアンテナの負荷インピーダンスである。したがって、近接物体によって変動する反射係数 δ_{Γ} は式(2.2)で求められる。

$$\delta_{\Gamma} = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad (2.2)$$

ここで、 Z_i は近接物体によって変化したアンテナの入力インピーダンスで、式(2.2)によって、近接物体によって変化した反射係数が求まり、式(2.3)で VSWR 値を求める。

$$VSWR = \frac{1 + |\delta_{\Gamma}|}{1 - |\delta_{\Gamma}|} \quad (2.3)$$

本検討では移動体通信機器の設計で用いられる $VSWR = 3$ を基準値とし、VSWR 値が基準値以下に収まっていればアンテナが安定して動作する状態とする。また、 $Z_0 = 50 \Omega$ とする。

2.3 ダイポールアンテナの金属近接時のアンテナ特性

金属近接時のアンテナ特性変化の基礎検討として、簡易構造のアンテナであるダイポールアンテナを用いて検討を行う。図 2.1 に検討に使用するアンテナの構造を示す。アンテナはアンテナ素子の全長が 0.47λ で y 軸方向に長さを有し、アンテナ素子の中央に給電点を有するダイポールアンテナを用いる。 λ は 2.4 GHz の波長とし、設計したアンテナの自由空間内での 2.4 GHz の入力インピーダンスは $71.4 - j1.8 \Omega$ 、VSWR 値は 1.43 となる。

設計したアンテナを用いて金属近接時のアンテナ特性の解析を行う。解析にはモーメント法の電磁界シミュレータである Altair 社の FEKO を使用する。図 2.2 に解析モデルを示す。アンテナが金属板（無限地板）に近接する解析モデルとなる。金属板への近接方向はダイポールアンテナの素子長方向に対して垂直および平行に近接する $-y$ 方向と $-z$ 方向の 2 条件とする。アンテナと金属板の距離はそれぞれ d_y と d_z と定義する。なお、アンテナの原点は図 2.2 に示す通り、アンテナ素子の $-y$ 方向の端部とする。解析では d_y 及び d_z を 0.01λ から 1λ まで変化したときのアンテナ特性を解析する。

解析結果の VSWR 特性を図 2.3 に示す。アンテナと金属が近接すると VSWR 特性の劣化が発生する。解析結果を 2.2 で定義した基準値で評価すると、アンテナの $-y$ 方向の近接に対しては全ての距離 d_y で $\text{VSWR} \leq 3$ となる結果となった。しかし、アンテナの $-z$ 方向の近接に対しては $\text{VSWR} \leq 3$ を満足する距離は $d_z \geq 0.1\lambda$ である。図 2.4 に金属近接時のインピーダンス特性を、図 2.5 に金属近接時の電流特性をそれぞれ示す。なお、電流値はアンテナの給電点における値とする。アンテナの $-z$ 方向が近接時、 $d_z \leq 0.3\lambda$ で電流値の増加による入力抵抗の低下、および容量性リアクタンスの増加が発生している。また、電流値はリアクタンスが 0 となる $d_z = 0.05\lambda$ 付近で急峻な変化が発生している。これらの結果から、アンテナの $-z$ 方向が近接時の VSWR の劣化は、アンテナ素子の電流と平行な逆相のイメージ電流が金属板に発生することにより、アンテナの電流値が増加し、入力抵抗が低下することで発生する。アンテナの $-y$ 方向が近接時は $d_y \leq 0.23\lambda$ で電流値の低下による入力抵抗の上昇、および $d_y \leq 0.1\lambda$ で誘導性リアクタンスが増加している。これらの結果から、アンテナの $-y$ 方向が近接時の VSWR の劣化は、アンテナ素子の電流と同方向に同相のイメージ電流が金属板に発生する事により、誘導性リアクタンスの増加による入力インピーダンスの不整合によってアンテナの電流値が低下し、入力抵抗が上昇することで発生する。

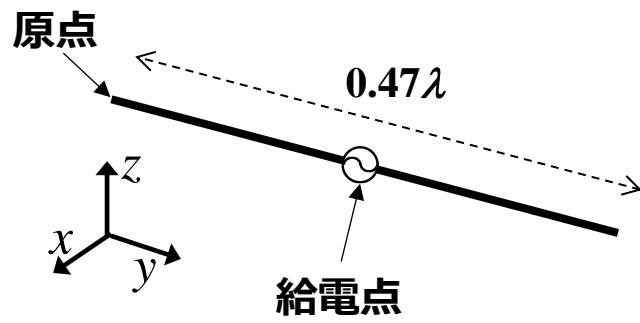


図 2.1 アンテナ構造.

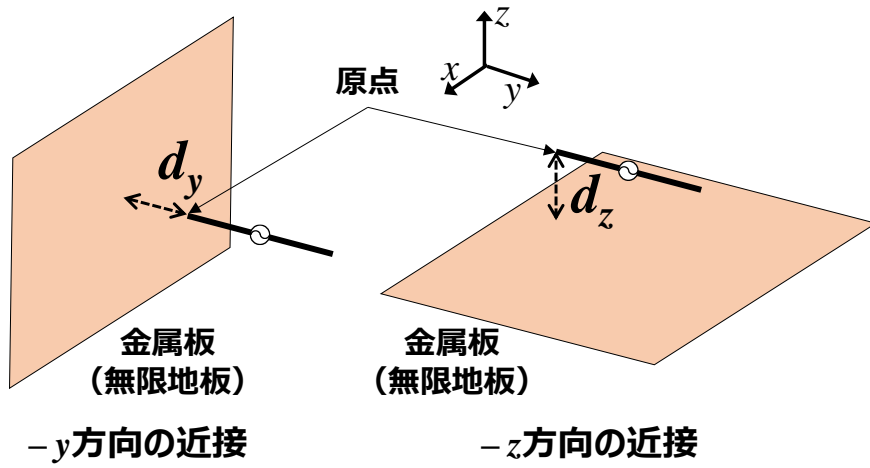


図 2.2 解析モデル.

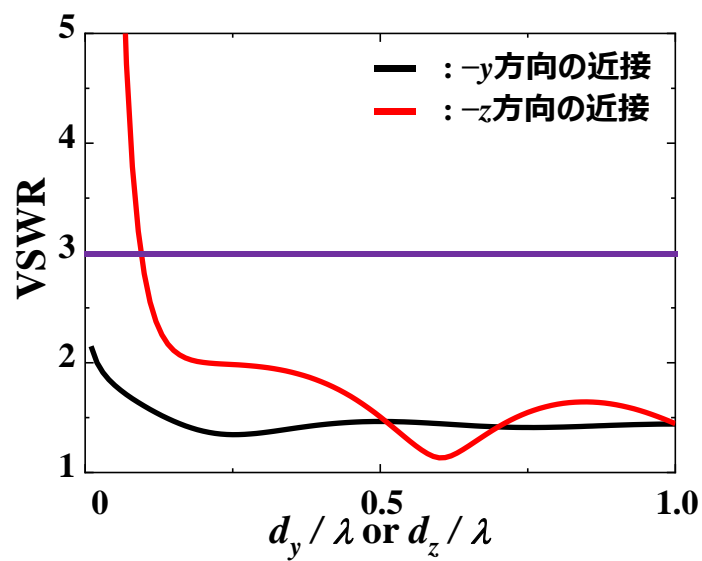


図 2.3 金属近接時の VSWR 特性.

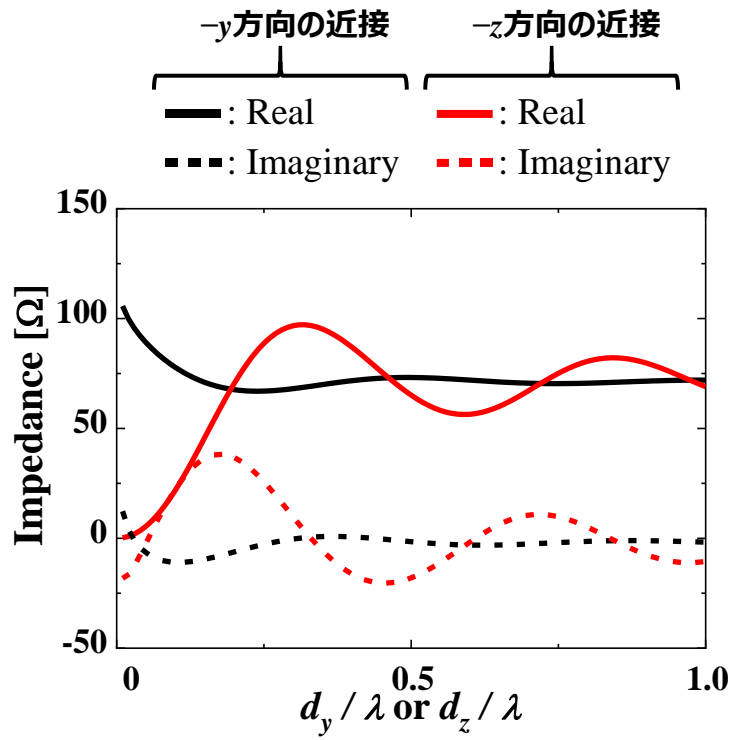


図 2.4 金属近接時の入力インピーダンス特性.

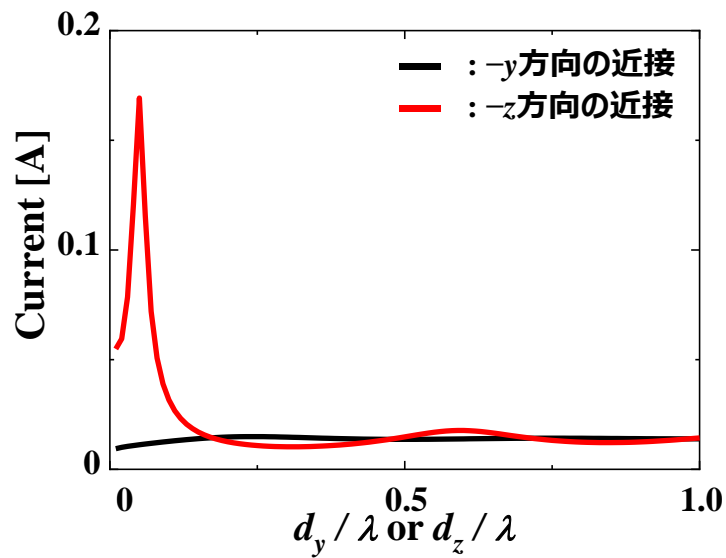


図 2.5 金属近接時の電流特性.

2.4 逆 L アンテナの金属近接時のアンテナ特性

本研究では、機器内部等の狭小な空間にアンテナを設置することを想定している。そのため、低背化された小型なアンテナである逆 L アンテナを使用して金属近接時のアンテナ特性の検討を行う。

図 2.6 に検討に使用するアンテナの構造を示す。逆 L アンテナはイメージ理論を用いてグラウンド板上に設置されたモノポールアンテナを途中で折り曲げた構造であるが、本章の検討では基礎特性の把握のためグラウンド板の影響を排除した検討を行いたい。そのため、アンテナ素子のイメージとなる部分もモデル化する構造とする。アンテナは全長 0.25λ のモノポールアンテナを高さ 0.1λ で折り曲げた逆 L アンテナを想定するため、アンテナ素子の垂直部が 0.2λ 、アンテナ素子の水平部がそれぞれ 0.15λ となる。設計したアンテナの自由空間内での 2.4 GHz の入力インピーダンスは $30.7 - j0.8 \Omega$ 、VSWR 値は 1.63 となる。

図 2.7 に解析モデルを示す。アンテナの各方向に金属板（無限地板）が近接する解析モデルとなる。金属板の近接方向はアンテナに対して $-x$ 方向と $-y$ 方向と $-z$ 方向の 3 条件で解析を行う。アンテナと金属板の距離はそれぞれ d_x と d_y と d_z と定義する。なお、アンテナの原点は図 2.7 で示す通り、アンテナ素子の垂直部の $-z$ 方向の端部とする。解析では d_x , d_y , d_z をそれぞれ 0.01λ から 1λ まで変化したときのアンテナ特性を解析する。解析結果の VSWR 特性を図 2.8 に示す。アンテナと金属が近接することによっていずれの近接方向においても VSWR 特性の劣化が発生する。ここで、2.2 で定義した $VSWR \leq 3$ の基準値で評価すると、アンテナの $-x$ 方向の近接に対しては $d_x \geq 0.15\lambda$ 、 $-y$ 方向の近接に対しては $d_y \geq 0.16\lambda$ 、アンテナの $-z$ 方向の近接に対しては $d_z \geq 0.02\lambda$ の距離がそれぞれ必要となる。図 2.9 に金属近接時のインピーダンス特性を、図 2.10 に金属近接時の電流特性をそれぞれ示す。これらの結果から、VSWR 特性の劣化は次の通り発生する。アンテナの $-x$ 方向と $-y$ 方向が金属板に近接したとき、電流値の増加による入力抵抗の低下が発生している。これは 2.3 における検討でアンテナの素子の電流と金属板が平行に近接する条件と同様の影響で、イメージ電流によって電流値の増加が発生する。このとき、リアクタンスの変化について、 $-x$ 方向の近接は容量性リアクタンスが増加し、2.3 における検討と同様の変化をしている。しかし、アンテナ素子の水平部と金属板が近接すると図 2.11(a)の電流分布で示す通り、これらの間に逆相電流が発生し誘導性リアクタンスが増加する。増加した誘導性リアクタンスは、アンテナ素子の垂直部と金属板が近接する事により発生する容量性リアクタンスと相殺され、 $-y$ 方向の近接は、 $d_y = 0.01\lambda$ 付近においてもリアクタンスの変化はわずかとなっている。アンテナの $-z$ 方向が金属板に近接したとき、電流値の減少による入力抵抗の上昇が発生している。これは

2.3における検討でアンテナの素子の電流と金属板が直交して近接する条件と同様の影響で、アンテナの電流と同方向に同相のイメージ電流が発生することによって、誘導性リアクタンスの増加が発生する。さらに、図 2.11(b)の電流分布で示す通りアンテナ素子の水平部が金属板に近接することで発生する逆相電流により誘導性リアクタンスが増加し、入力インピーダンスの不整合により電流値が低下する。

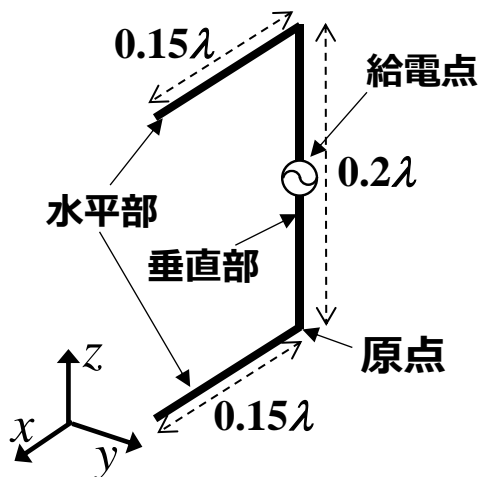


図 2.6 アンテナ構造.

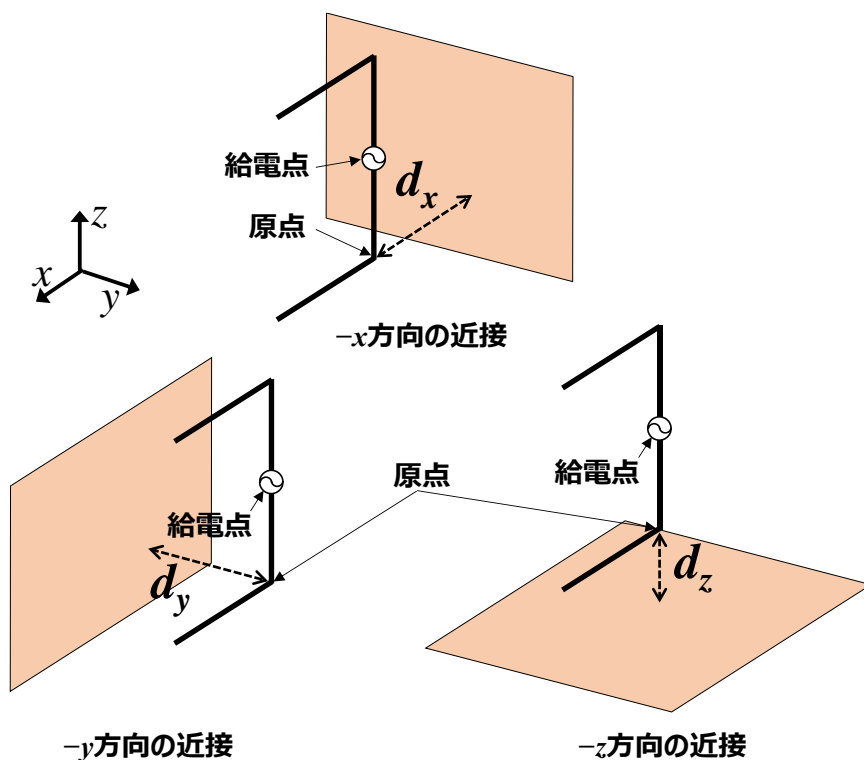


図 2.7 解析モデル.

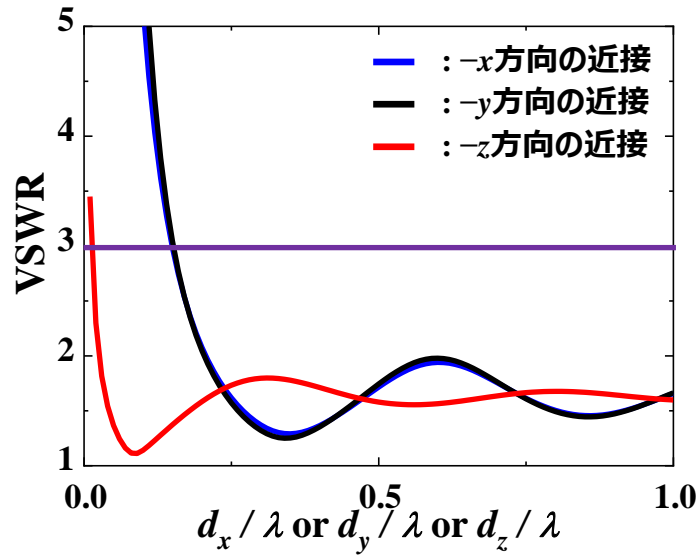


図 2.8 金属近接時の VSWR 特性.

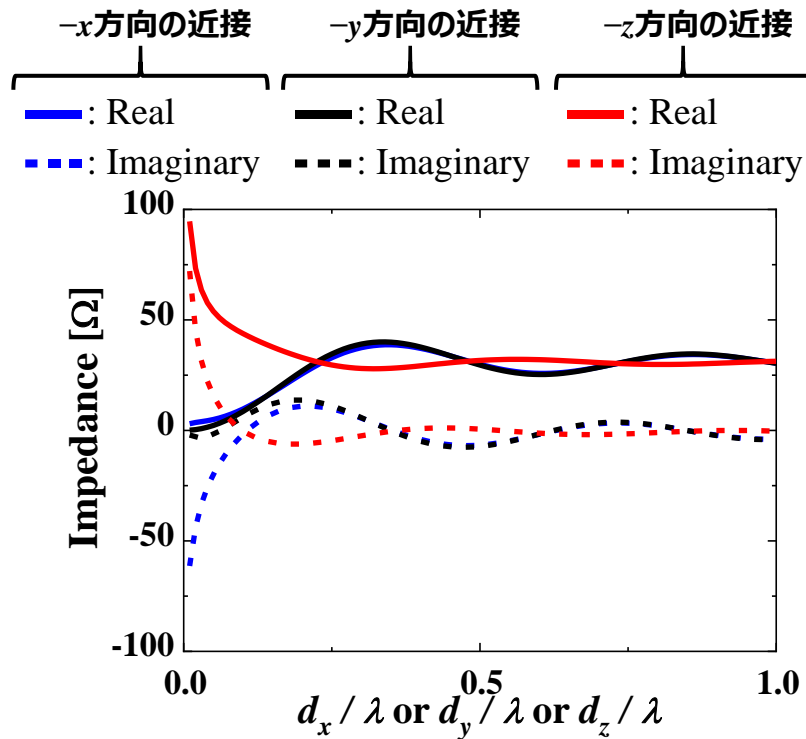


図 2.9 金属近接時の入力インピーダンス特性.

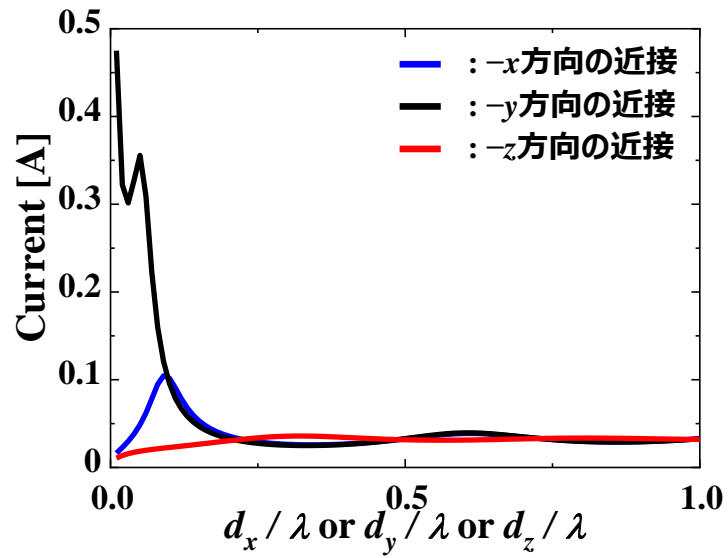
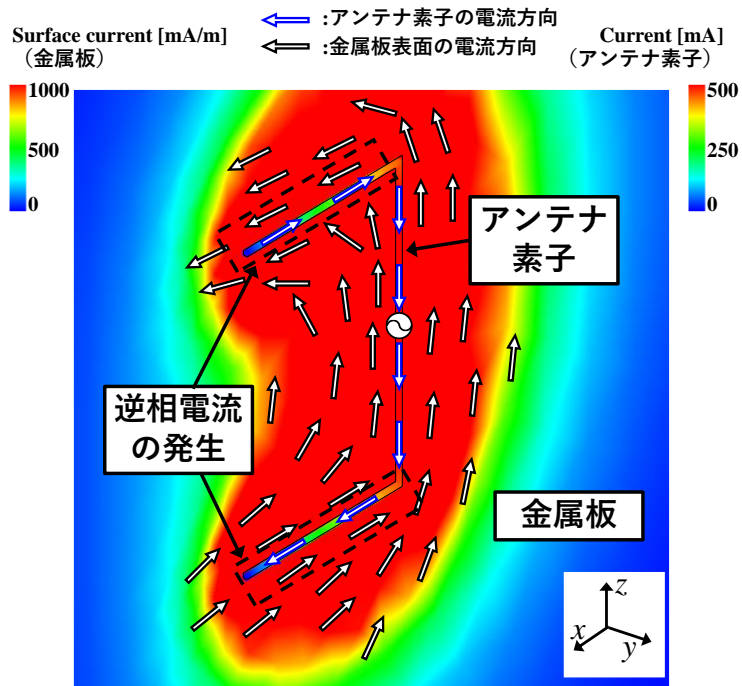
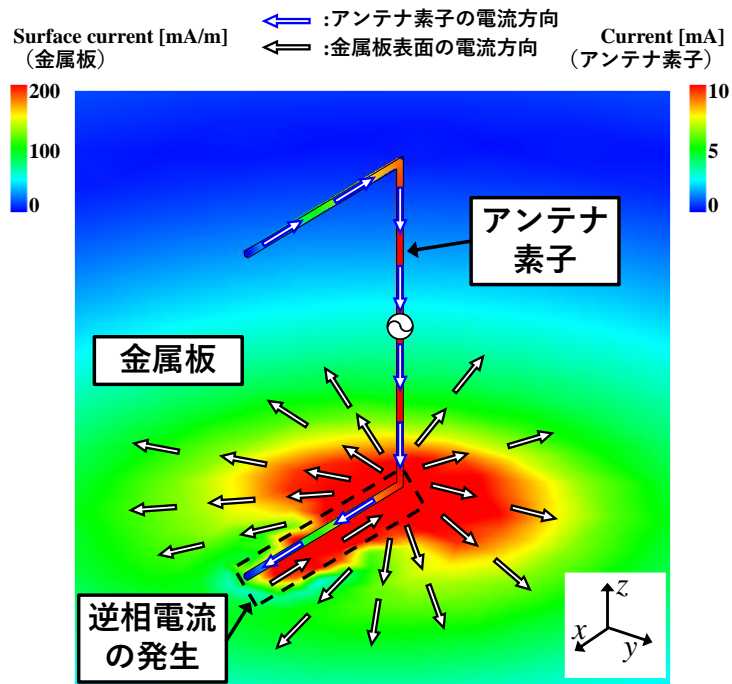


図 2.10 金属近接時の電流特性.



(a) $-y$ 方向の近接 ($d_y = 0.01\lambda$).



(a) $-z$ 方向の近接 ($d_z = 0.01\lambda$).

図 2.11 金属近接時の電流分布 (2.4 GHz).

2.5 まとめ

本章では、様々なアンテナや設置環境において周辺環境に対するロバスト性を定量的に評価するため、近接物体によって変動する入力インピーダンスから計算する VSWR 値を評価指標とした。また、VSWR 値は 2.4 GHz において VSWR ≤ 3 を定量評価基準として示した。

また、金属近接時のアンテナ特性変化について、簡易構造のダイポールアンテナ及び逆 L アンテナを用いて基礎特性の検討を行った。検討には電磁界シミュレータを使用し、アンテナの各方向に金属板を近接した時のアンテナ特性変化を確認した。

ダイポールアンテナを用いた検討の結果、アンテナ素子長方向と垂直に金属板が近接する $-y$ 方向の近接のときは、いずれの距離においても VSWR ≤ 3 の基準値を満たす。しかし、アンテナと近接する金属板にアンテナ素子の電流と同相のイメージ電流が発生するため、誘導性リアクタンスの増加による入力インピーダンスの不整合によってアンテナの電流値が低下し、入力抵抗が上昇することで VSWR 特性がわずかに劣化する。一方、アンテナ素子と平行に金属板が近接する $-z$ 方向の近接のときは、金属板に発生するイメージ電流によるアンテナの電流値の増加で VSWR 特性が劣化する。そのため、VSWR ≤ 3 の基準値を満たすには $d_z \geq 0.1\lambda$ の距離が必要となる。

逆 L アンテナを用いた検討では、アンテナのグラウンド板の影響を排除するため、グラウンド板によってイメージとなる部分もモデル化したアンテナを用いた。逆 L アンテナを用いた検討の結果、アンテナ素子の垂直部と金属板が平行に近接するアンテナの $-x$ 方向と $-y$ 方向の近接では、VSWR ≤ 3 の基準値を満たすには $d_x \geq 0.15\lambda$ と $d_y \geq 0.16\lambda$ の距離が必要となる。この VSWR 値の劣化は、ダイポールアンテナの検討と同様にイメージ電流による電流値の増加するためである。また、アンテナ素子の水平部と金属板が平行に近接するアンテナの $-z$ 方向の近接では、基準値を満たすには $d_z \geq 0.02\lambda$ の距離が必要となる。この VSWR 値の劣化は、ダイポールアンテナの検討と同様にアンテナ素子の電流と同相のイメージ電流が金属板に発生、およびアンテナ素子の水平部が金属板に近接することで発生する逆相電流により誘導性リアクタンスが増加し、入力インピーダンスの不整合により電流値が低下し、入力抵抗が上昇することで発生する。

第3章 高インピーダンス化アンテナ

3.1 まえがき

2章で金属近接時のアンテナ特性変化の定量評価基準を示し、簡易構造のアンテナを用いて基礎特性を把握した。本章では実使用環境を想定した検討を行う。図3.1にアンテナの使用形態イメージを示す。アンテナはセンシング等の用途で機器内部へ設置される場合、電子回路基板上へ実装する形態が考えられる。そのため、電子回路基板上への実装を考慮すると小型かつ低背なアンテナを電子回路基板の端部へ設置することが望ましい。また、2章の検討で、アンテナが金属板に近接することで、入力インピーダンスが変動することが明らかとなったことから、アンテナは素子形状で簡単に入力インピーダンスの調整が可能であることが望ましい。その為、アンテナ素子は入力インピーダンスのステップアップが可能な折返し構造を有することとする。これらの条件から、グラウンド板付き折返しモノポールアンテナ(FMA)を用いて検討を行う。次に、FMAを用いて、金属近接時のアンテナ特性を検討すると、入力抵抗の低下に起因したVSWRの劣化を確認した。そこで、あらかじめアンテナの入力インピーダンスを高く設計することで、このVSWR特性の劣化を抑制可能と考え、金属筐体内への設置を考慮したアンテナとして高インピーダンス化アンテナを提案する。

このアンテナを用いて、図3.2に示すように金属に囲まれたアンテナの設置環境を金属の直方体で簡易化して考え、様々な設置条件を想定した検討を行う。これら設置環境に高インピーダンス化アンテナを適用し、定量評価基準のVSWR ≤ 3 で評価を行い、基準値を満たすアンテナ設置位置の割合によって高インピーダンス化アンテナの効果を確認する。また、金属近接時のアンテナの特性変化に関しては、実使用環境を想定して低背化およびグラウンド板を使用してモノポール化した影響を、2章の簡易構造のアンテナを用いた検討で得られた基礎特性と比較し考察を行う。

本章では、3.2で実使用形態を想定した、グラウンド板付き折返しモノポールアンテナを設計し、3.3で実使用環境を想定して金属壁が1面から近接時のVSWR特性の検討を行う。3.4では3.3の検討結果より、アンテナの高インピーダンス化検討を行い、3.5で直交する2面の金属壁に近接時のVSWR特性の検討を行う。3.6では2枚の金属板が対向する、金属平板間に設置したアンテナのVSWR特性の解析を行う。3.7で本章のまとめを行う。

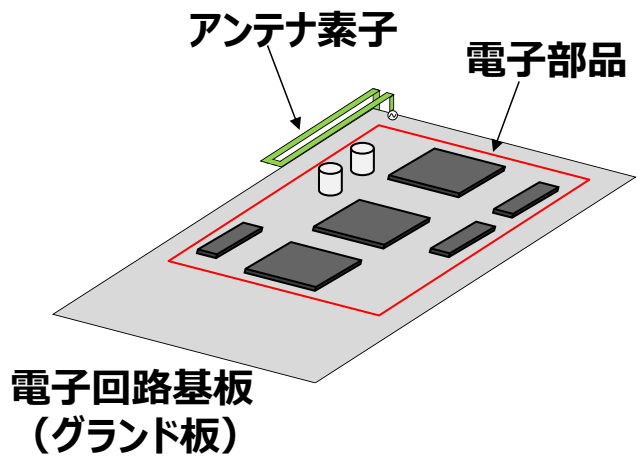


図 3.1 アンテナの使用形態イメージ.

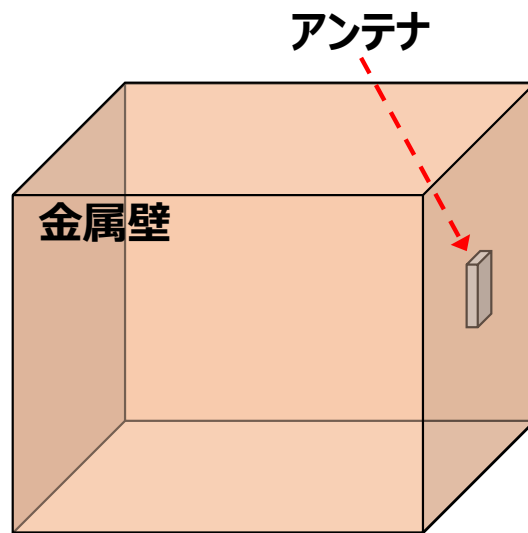


図 3.2 アンテナの設置環境.

3.2 グランド板付き折返しモノポールアンテナ

検討に使用する FMA の構造を図 3.3 に示す. また, 表 3.1 にアンテナのパラメータを示す. アンテナ素子は, 幅 w_1 および w_2 の 2 つの平行な金属ストリップで構成されている. 2 本の金属ストリップの一端は, 幅 0.008λ , 長さ s の金属ストリップで接続され, 折返し構造となっている. 他端の幅 w_1 のストリップはグランド板に接続し, 幅 w_2 のストリップは給電点に接続する. 金属ストリップの全長は $l+h$ で, 低背化のために高さ h で折り曲げている. アンテナ素子は, $0.64\lambda \times 0.4\lambda$ のグランド板上に設置する. アンテナ素子の設置位置は, グランド板上の $-x$ 方向と $-y$ 方向の端部とする. アンテナ素子およびグランド板の材料は銅とする. 表 3.1 のパラメータで設計したアンテナを検討の初期モデルとして 36Ω モデルと定義する. なお, 36Ω モデルは幅 0.008λ のストリップを, ストリップ幅と同じ間隔を空けて折り返す構造とするため, w_1, w_2, s は 0.008λ とする. アンテナ素子の合計長 ($l+h$) は無限地板上に折り曲げを行わない状態の線状モノポールアンテナを設置したとき, リアクタンスがほぼ 0 となる 0.24λ とする. アンテナ素子の折り曲げ高さ h は, アンテナ素子の合計長を保ったまま h を変化したとき, 2.4 GHz の VSWR 値が最も良くなる高さとする. このとき, h は試作を考慮し, 2.4 GHz で 1 mm となる 0.008λ ステップで変化させる. また, アンテナの入力インピーダンスは, 今後高インピーダンス化の検討を行うこと, および本研究で基準とする特性インピーダンスが 50Ω であることを考慮し, 入力抵抗が 50Ω 以下になるとなる条件とした. これらの条件を満たす h として 0.024λ に設定する. 36Ω モデルを 2.4 GHz の波長で設計したときの自由空間内における 2.4 GHz の入力インピーダンスは $36 + j2.6 \Omega$ となる.

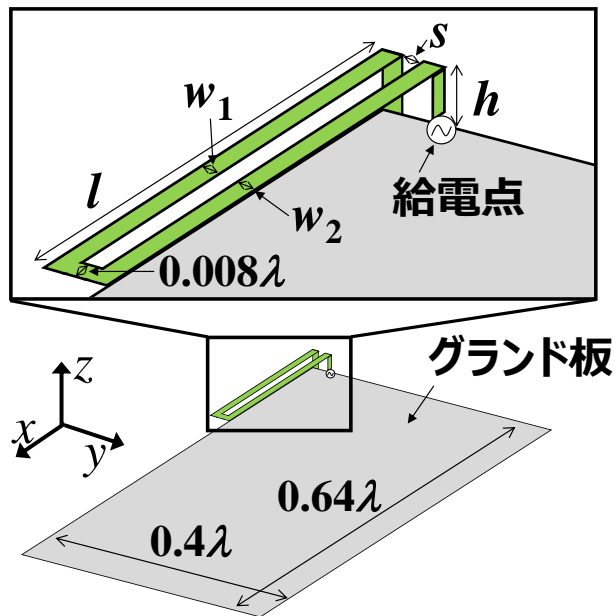


図 3.3 FMA の構造.

表 3.1 アンテナパラメータ.

w_1	w_2	s	l	h
0.008λ	0.008λ	0.008λ	0.216λ	0.024λ

3.3 1面の金属壁に近接時の VSWR 特性

金属で囲まれたアンテナの設置環境を金属の直方体で簡易化し検討を行う。図 3.4 で示す通り、アンテナを金属壁に設置し、アンテナが 1 面の金属壁に近接することを想定する。図 3.5 に解析モデルを示す。金属壁にみたてた金属板(無限地板)にアンテナの $-z$ 方向がアンテナのグラウンド板に対して平行に近接する。このとき、アンテナの $-z$ 方向以外の金属壁はアンテナから十分離れている想定とする。アンテナの原点は図 3.6 に示す通り、アンテナのグラウンド板の $-x$ 方向と $-y$ 方向の端部とする。アンテナと金属板の距離は d_z と定義する。図 3.7 に d_z 変化時の VSWR 特性を示す。アンテナと金属板が近接すると VSWR 特性の劣化が発生し $VSWR \leq 3$ を満たすには $d_z \geq 0.04\lambda$ の距離が必要となる。この時の入力インピーダンス特性を図 3.8 に、電流特性を図 3.9 に示す。これらの結果から、アンテナと金属板が近接すると電流値の増加による入力抵抗の低下に起因した、VSWR の劣化が発生する。また、図 3.10 に $d_z = 0.01\lambda$ のときの 2.4 GHz の電流分布図を示す。金属板に発生する電流はアンテナ素子を中心とした方向となっており、その位相変化もアンテナ素子に連動して変化している。したがって、金属

板とアンテナが近接することで金属板とアンテナのグランド板が結合し、アンテナ素子のグランド板として作用するサイズが大きくなったため、アンテナの電流値の増加を引き起こしたと考える。この金属板の近接条件は、2章の検討で得られた基礎特性のいずれの結果とも異なり、グランド板を使用したアンテナ特有の影響である。

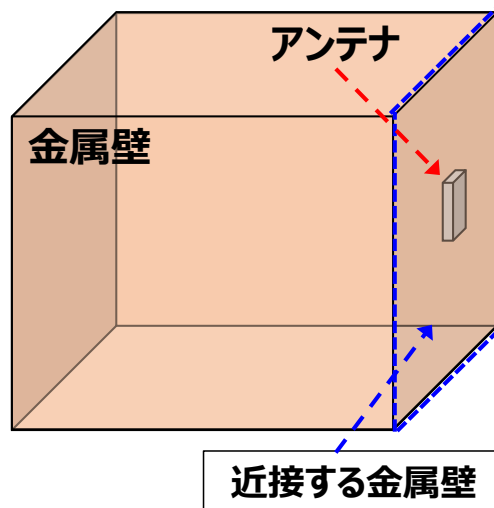


図 3.4 金属壁が近接する設置環境.

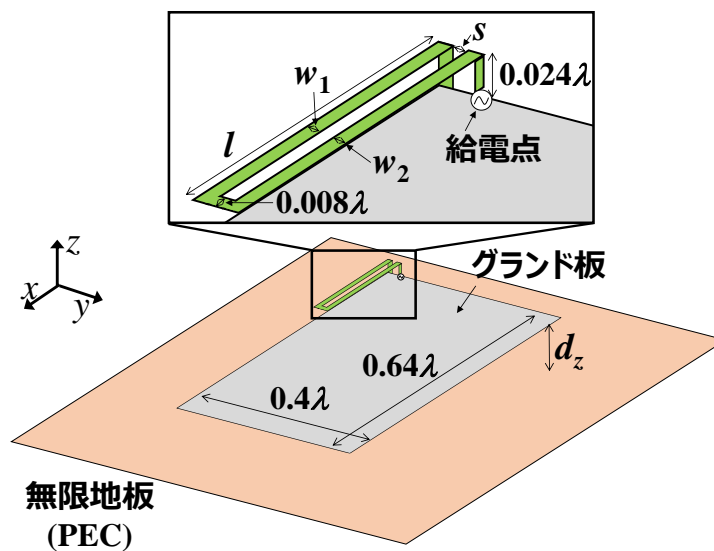


図 3.5 解析モデル.

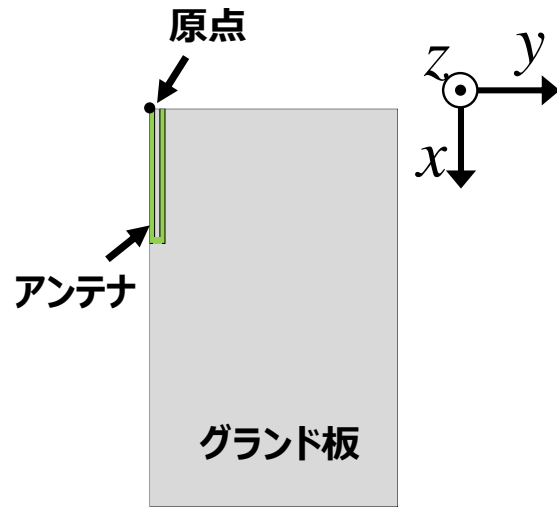


図 3.6 アンテナ原点位置.

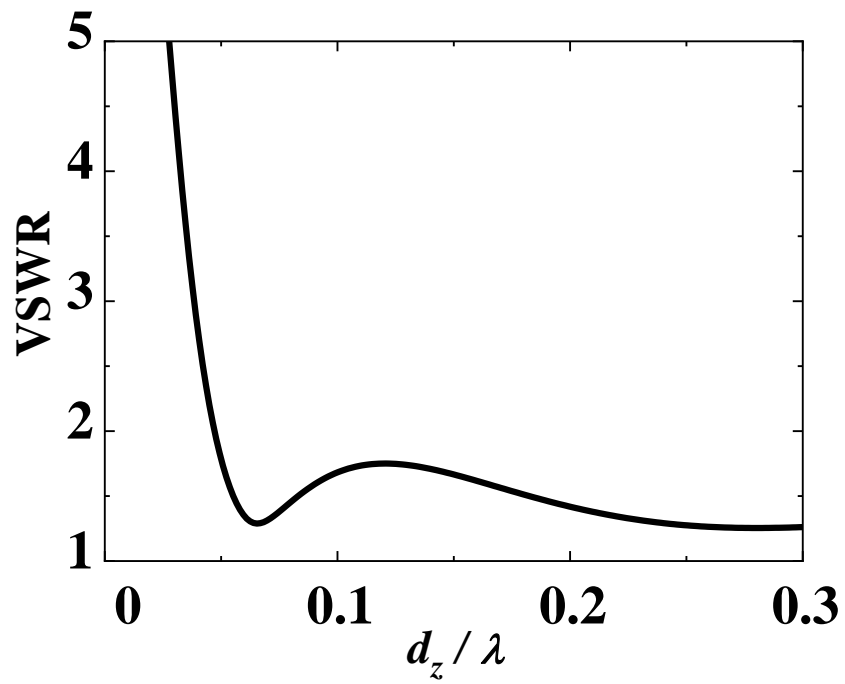


図 3.7 金属近接時の VSWR 特性.

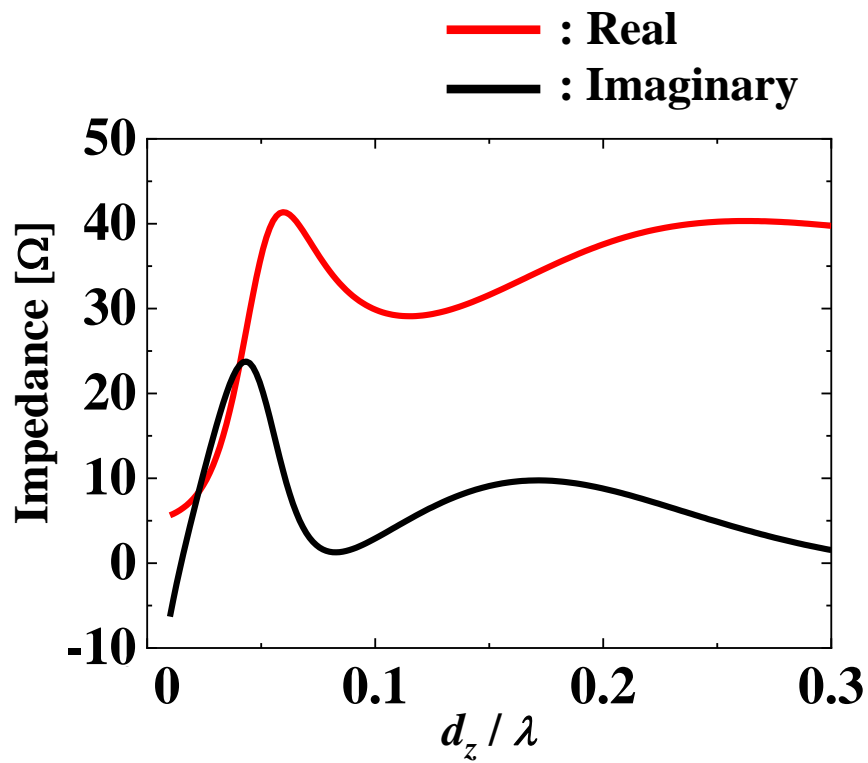


図 3.8 金属近接時の入力インピーダンス特性.

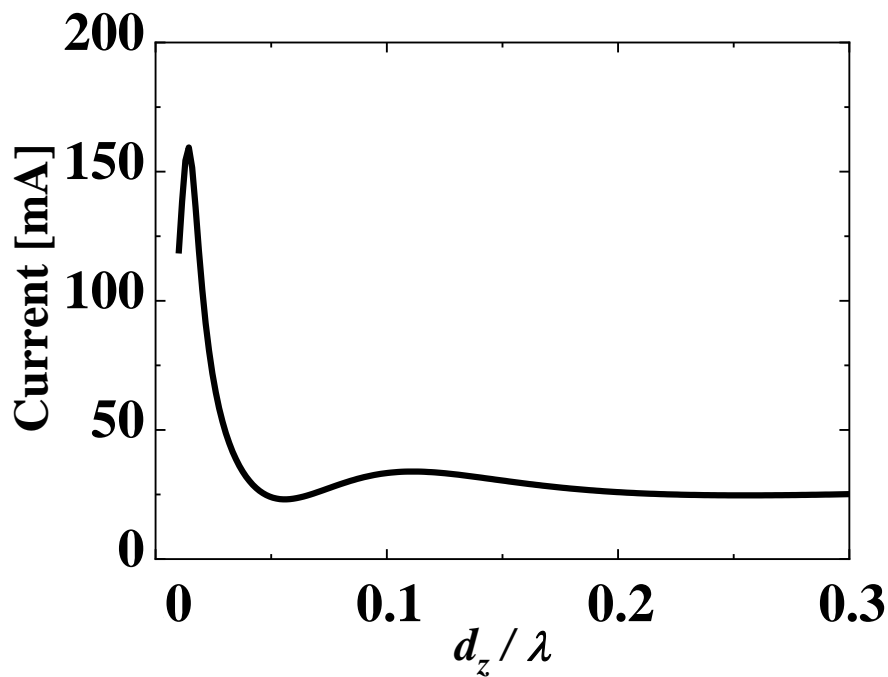
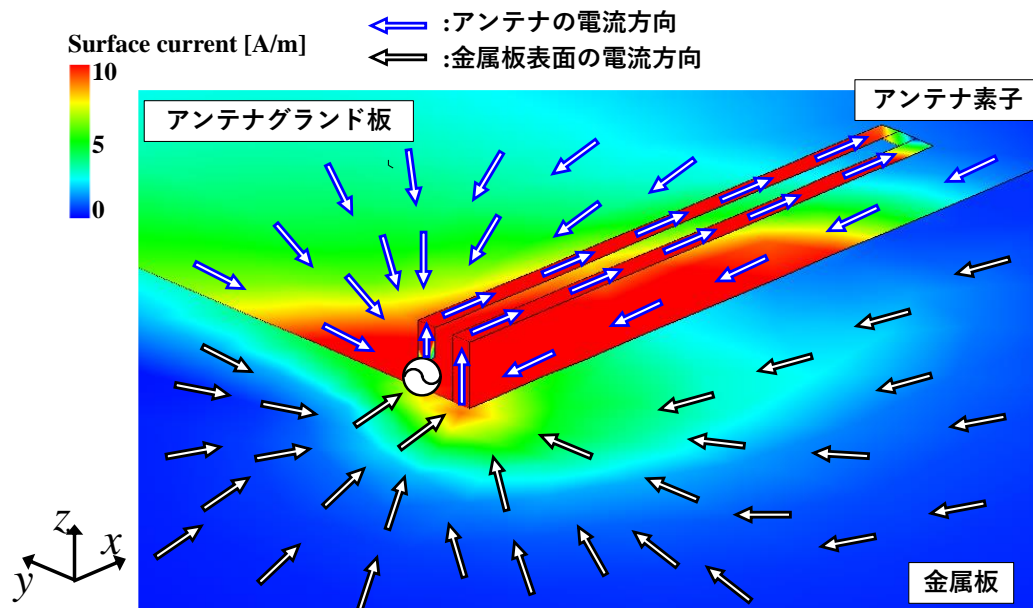
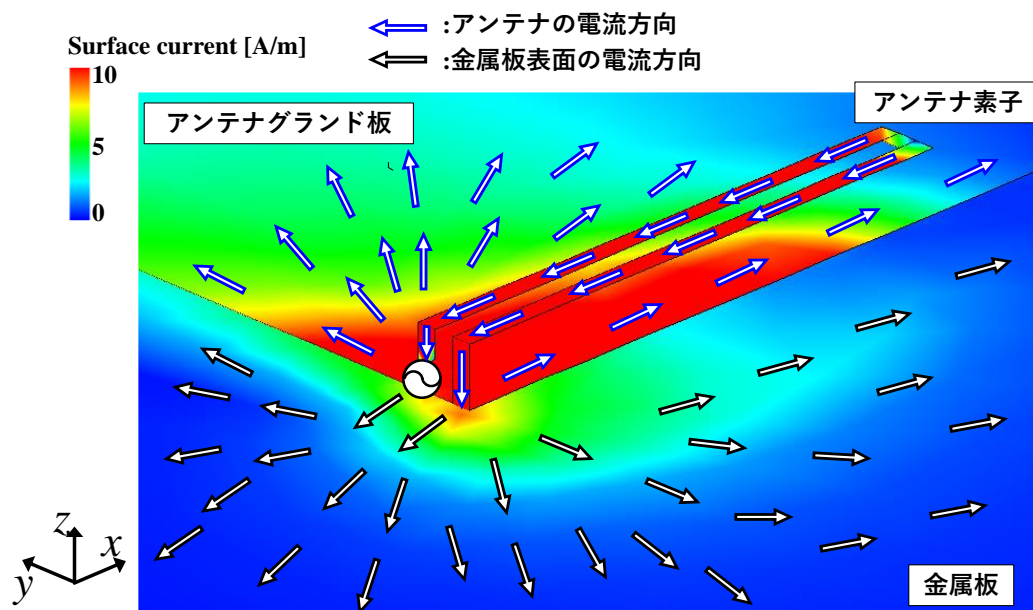


図 3.9 金属近接時の電流特性.



(a) phase = 0°.



(b) phase = 180°.

図 3.10 金属近接時の 2.4 GHz の電流分布 ($d_z = 0.01\lambda$).

3.4 アンテナの高インピーダンス化

3.3 の検討で金属近接時，アンテナの $-z$ 方向の近接は入力抵抗の低下に起因する VSWR 特性の劣化が発生する事を確認した．そのため，あらかじめ入力インピーダンスを高く設計したアンテナを用いることで VSWR 値の劣化抑制の検討を行う．折返しダイポールアンテナの入力インピーダンスは式(3.1)で求められ，ステップアップ比の選択によって調整可能である[35]-[37]．このとき， Z_{in} は折返しダイポールアンテナの入力インピーダンス， Z_d は半波長ダイポールアンテナの入力インピーダンス， v_i^2 は電流分配率， $1/v_i^2$ はステップアップ比を表す．

$$Z_{in} = \frac{Z_d}{v_i^2} \quad (3.1)$$

折返しダイポールアンテナはイメージ理論によりモノポール化可能である．また，ストリップラインを用いた FMA のステップアップ比は図 3.5 のアンテナ構造で定義する w_1, w_2, s の値に依存する[38]．ステップアップ比を式(3.2)と表したとき， a は式(3.3)で求められる．この時， c は w_1, w_2, s と図 3.11 のアンテナ素子の断面図で表す関係となる．

$$\frac{1}{v_i^2} = (1 + a)^2 \quad (3.2)$$

$$a = \frac{\ln(4c+2[(2c)^2 - (\frac{w_2}{2})^2]^{1/2} - \ln(w_2))}{\ln(4c+2[(2c)^2 - (\frac{w_1}{2})^2]^{1/2} - \ln(w_1))} \quad (3.3)$$

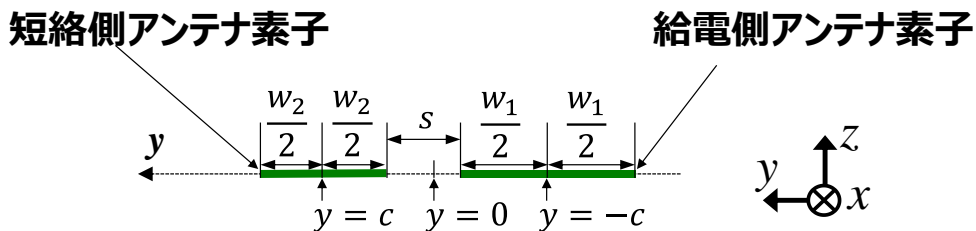


図 3.11 アンテナ素子の断面図.

本検討ではアンテナ素子形状により，入力インピーダンスの異なるアンテナを設計し，金属の近接による VSWR 値の劣化抑制に最適な入力インピーダンス

値を検討する．最適値の基準としては， $VSWR \leq 3$ を満たす d_z を最も小さくできるステップアップ比を最適値とする．アンテナの設計条件は以下の3つとする．
 ①ステップアップ比が4の36Ωモデルに対して約2倍から5倍のステップアップ比を有するアンテナを設計する．
 ②アンテナの w_1, w_2, s の合計を 0.024λ とする．
 ③ w_2 の最小値を 0.0016λ とする．表3.2に設計した各ステップアップ比を有するモデルのアンテナパラメータを示す．表3.3に自由空間内に設置した各ステップアップ比を有するモデルの2.4 GHz 入力インピーダンスを示す．ステップアップ比の増加に伴い，入力抵抗が上昇していることがわかる．

表 3.2 各ステップアップ比を有するモデルのアンテナパラメータ．

		w_1	w_2	s	l	
ステップアップ比	4	0.008λ	0.008λ	0.008λ	0.216λ	36Ωモデル
	7.8	0.0088λ	0.0016λ	0.0136λ	0.2144λ	
	12.7	0.0144λ	0.0016λ	0.008λ	0.2144λ	
	15.1	0.016λ	0.0016λ	0.0064λ	0.2144λ	
	21.3	0.0184λ	0.0016λ	0.004λ	0.2144λ	

表 3.3 各ステップアップ比を有するモデルの2.4 GHz の入力インピーダンス (自由空間内設置時)．

		入力インピーダンス	
ステップアップ比	4	$36.2 + j2.6 \Omega$	36Ωモデル
	7.8	$70.9 + j0.3 \Omega$	
	12.7	$102 - j11.8 \Omega$	
	15.1	$115 - j16 \Omega$	
	21.3	$143 - j20.6 \Omega$	

設計した入力インピーダンスの異なる4種類のアンテナを使用して，金属近接時のVSWR特性の解析を行う．解析は3.3と同様の条件で，図3.3に示す解析モデルで各ステップアップ比を有するモデルに入れ替えて解析する．解析結果を図3.12のVSWR特性のグラフに示す．図3.12には比較対象としてステップアップ比が4の36ΩモデルのVSWR特性も示す．解析結果より，いずれの高インピーダンス化アンテナにおいても，36Ωモデルと比較して $VSWR \leq 3$ を満たす金属板とアンテナの近接距離 d_z を小さくできている．また， $d_z < 0.05\lambda$ の範囲ではステップアップ比が21.3のモデルが $VSWR \leq 3$ を満たす金属板とアンテナ

の近接距離 d_z を最も小さくできているが、 $0.05\lambda \leq d_z \leq 0.07\lambda$ の範囲で $VSWR > 3$ となっている。そのため、本検討におけるステップアップ比の最適値は 15.1 とする。ステップアップ比 15.1 のモデルを 115 Ω モデルと定義する。以上の検討より、アンテナの $-z$ 方向に金属壁が近接する環境で、基準値の $VSWR \leq 3$ を満たす金属板とアンテナの近接距離 d_z 範囲は、36 Ω モデルは $d_z \geq 0.04\lambda$ 、115 Ω モデルでは $d_z \geq 0.02\lambda$ となっている。したがって、提案する高インピーダンス化アンテナである 115 Ω モデルの使用により、金属の近接に対するロバスト性の向上を確認した。

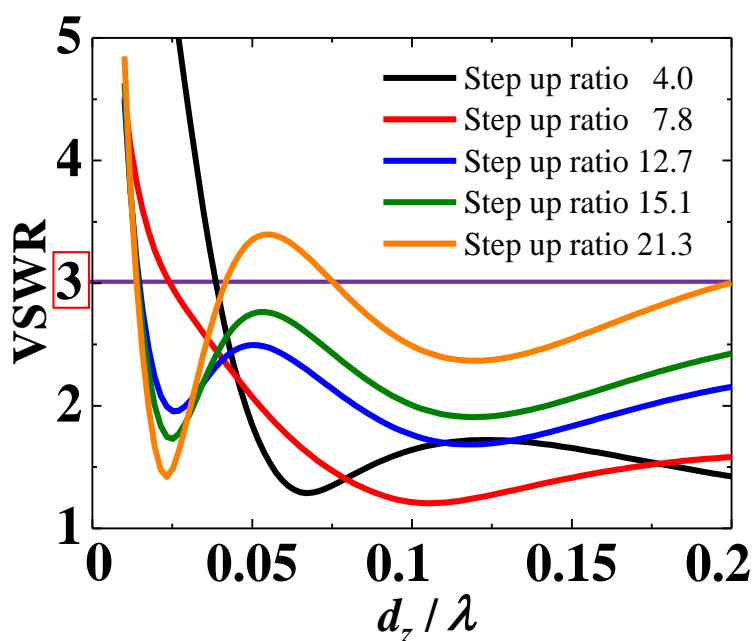


図 3.12 各モデルの金属近接時の VSWR 特性(2.4 GHz).

図 3.13 に 2.4 GHz の放射パターンを示す。自由空間内に設置した 36 Ω モデルと 115 Ω モデルの指向性利得を比較する。放射パターンは zx 面、 yz 面、 xy 面をそれぞれ示す。放射パターンの比較の結果、ステップアップ比の調整による放射パターンへの影響はほとんど発生しない。図 3.14 に金属近接時の 2.4 GHz の放射パターンを示す。アンテナと金属との距離が $d_z = 0.03\lambda$ のときの 36 Ω モデルと 115 Ω モデルの動作利得を比較する。放射パターンは zx 面、 yz 面、 xy 面をそれぞれ示す。 zx 面、 yz 面の放射パターンはそれぞれ $\theta = 90 \text{ deg.}$ の xy 面に無限地板が存在するため、 $90 \text{ deg.} < \theta < 270 \text{ deg.}$ の範囲を表示していない。放射パターンの比較の結果、 $d_z = 0.03\lambda$ においては 115 Ω モデルの放射が大きい結果となった。これは、金属が近接する環境において高インピーダンス化を行ったアンテナを使用する事で、VSWR 特性の改善効果が得られたためである。図 3.15 に d_z 変化

時の+z 軸方向の放射特性を示す. グラフに表示する結果は, 36 Ωモデルと 115 Ωモデルにおける zx 面の放射パターンでの $\theta=0$ deg. 方向の E_ϕ 偏波である. 放射特性の比較より, $d_z \leq 0.05\lambda$ で 115 Ωモデルの放射が大きくなっている. この結果は高インピーダンス化アンテナを使用する事による VSWR 特性の改善傾向と一致する. 以上の結果から, 高インピーダンス化アンテナの使用によって, 金属近接時の放射特性も改善することを確認した.

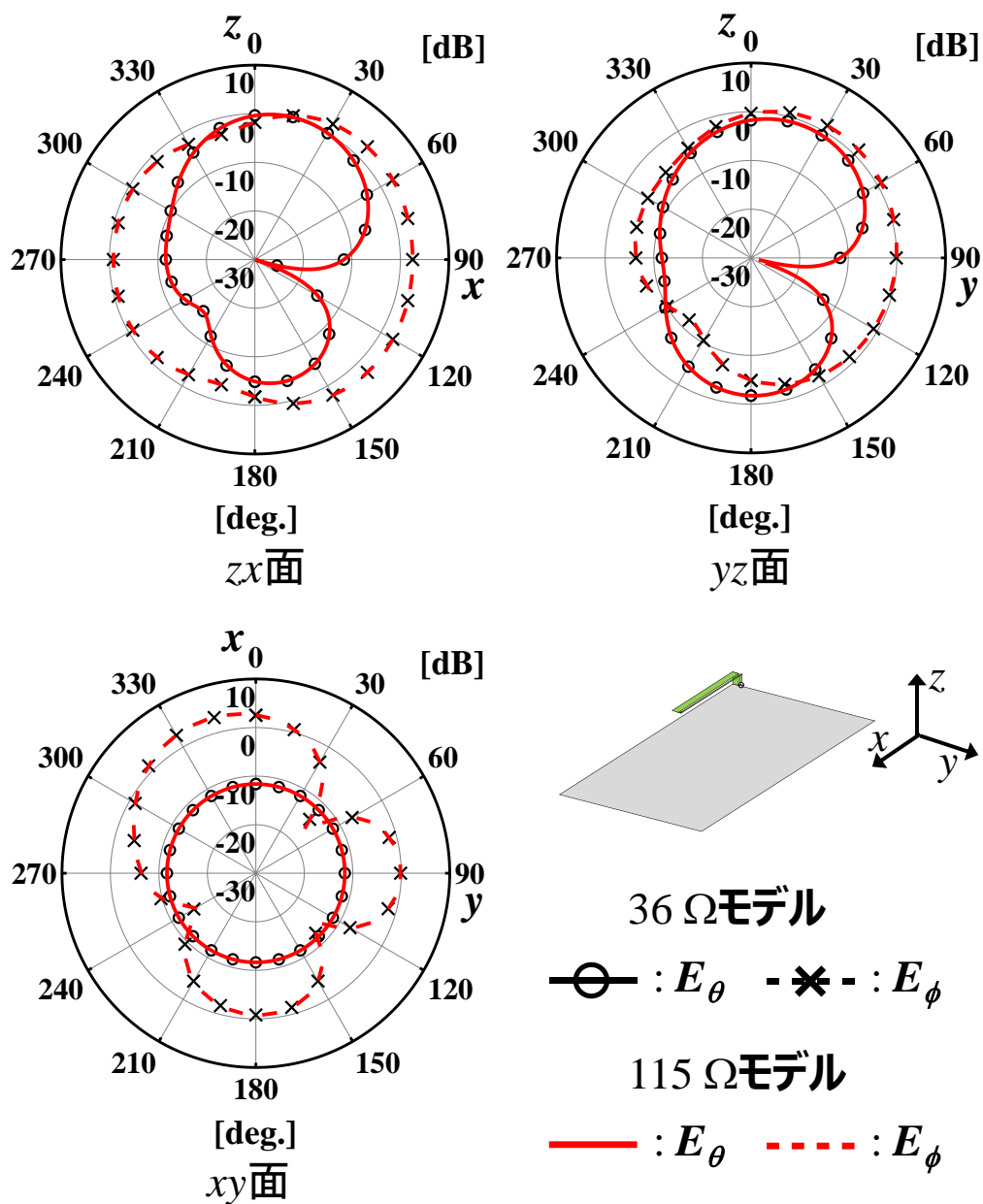


図 3.13 2.4 GHz の放射パターン.

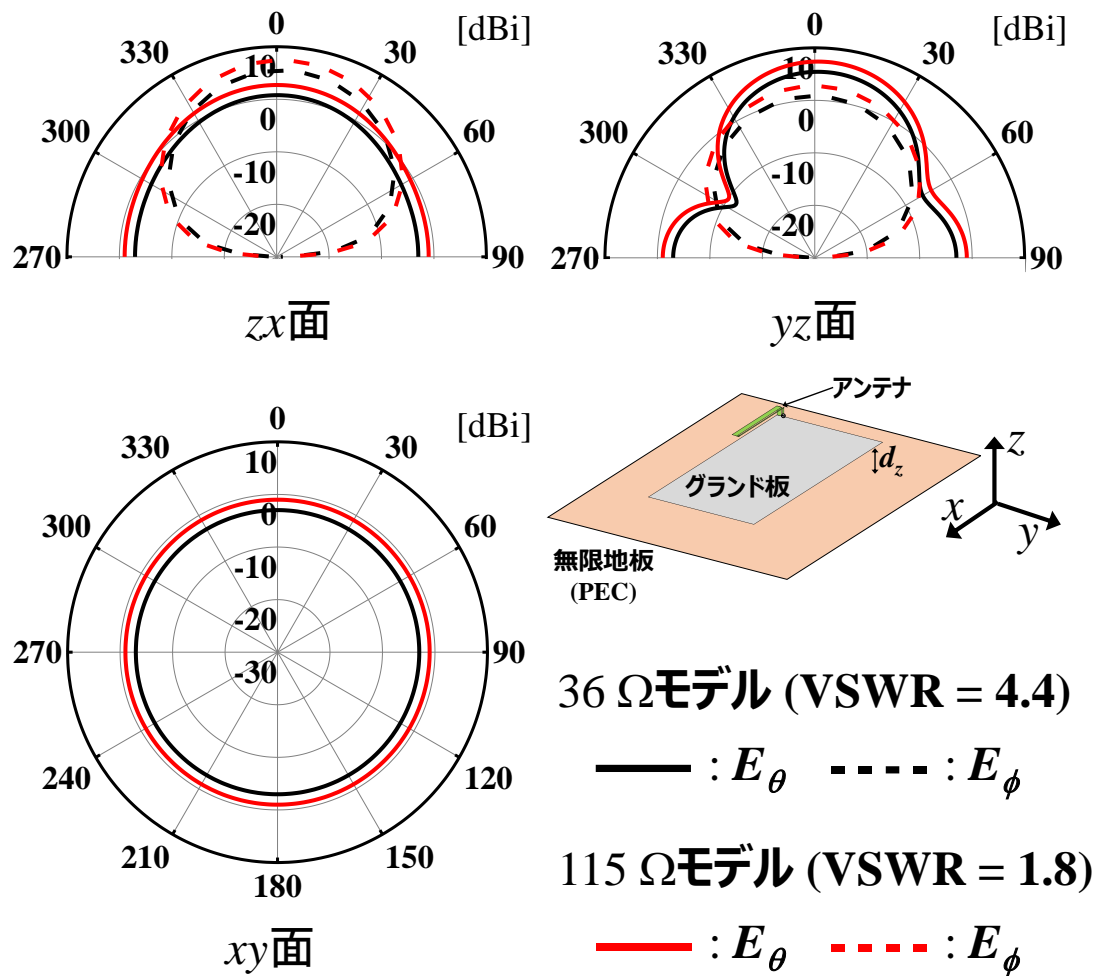


図 3.14 金属近接時の 2.4 GHz の放射パターン ($d_z = 0.03\lambda$).

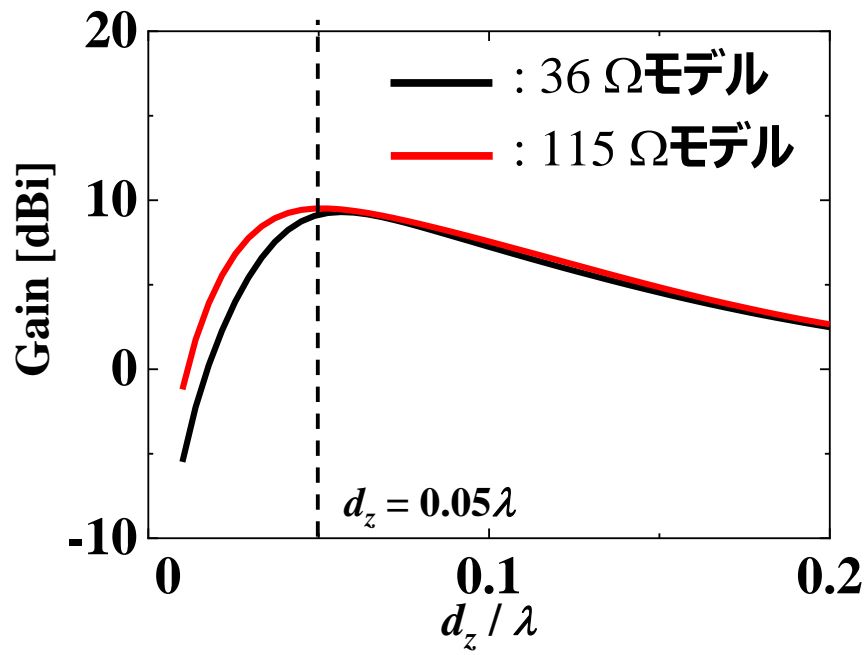


図 3.15 d_z 変化時の +z 軸方向の放射特性 (zx 面, $\theta = 0$ deg., E_ϕ).

3.5 直交する2面の金属壁に近接時の VSWR 特性

実使用環境を想定し、図 3.16 に示す直交する2面の金属壁にアンテナが近接する設置環境を検討する。想定する設置条件として、アンテナの $-z$ 方向に位置する金属壁に設置した際、 $-z$ 方向の金属壁と直交するもう一面の金属壁にアンテナが近接する環境を想定する。図 3.17 に解析モデルを示す。近接する金属板は $-z$ 方向の他に、アンテナ素子部に最も近接する $-x$ 方向と $-y$ 方向の2面を選定する。したがって、金属板の近接条件は $-z$ 方向と $-x$ 方向の近接、 $-y$ 方向と $-z$ 方向の近接、さらに新たに選定した2面の $-x$ 方向と $-y$ 方向の近接の合計3条件とする。また、近接する2面の金属壁以外はアンテナから十分距離が離れている想定とする。アンテナと金属板間の距離は、 $-x$ 方向の金属板との距離を d_x 、 $-y$ 方向の金属板との距離を d_y 、 $-z$ 方向の金属板との距離を d_z と定義する。アンテナの原点は図 3.6 のアンテナ原点位置で定義した通り。金属板は3.3の解析で使用した無限地板から有限に変更し、1辺が 2λ の正方形の板とする。図 3.17 に示す各モデルでアンテナと2枚の金属板との距離がそれぞれ 0.01λ から 1λ の範囲で変化したときの VSWR 特性の解析を行い、解析結果は、各アンテナ設置位置での VSWR 値を2次元分布図として示す。分布図の1マスは 0.01λ の距離を表す。各マスの色は VSWR 値を表し、白色は VSWR 値が3以下、赤色は VSWR 値が3より大きいことを表す。なお、分布図の表示範囲は2面の金属壁が直交して接続する付近で、VSWR 値の変動が顕著な範囲を表示する。解析は $36\ \Omega$ モデルと $115\ \Omega$ モデルでそれぞれ行い結果を比較し高インピーダンス化アンテナの効果を確認する。

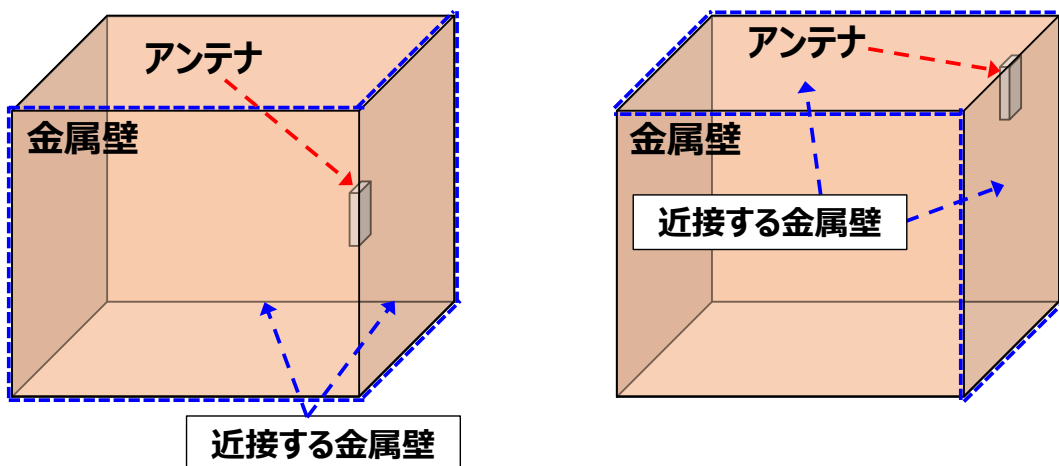


図 3.16 直交する2面の金属壁に近接する設置環境。

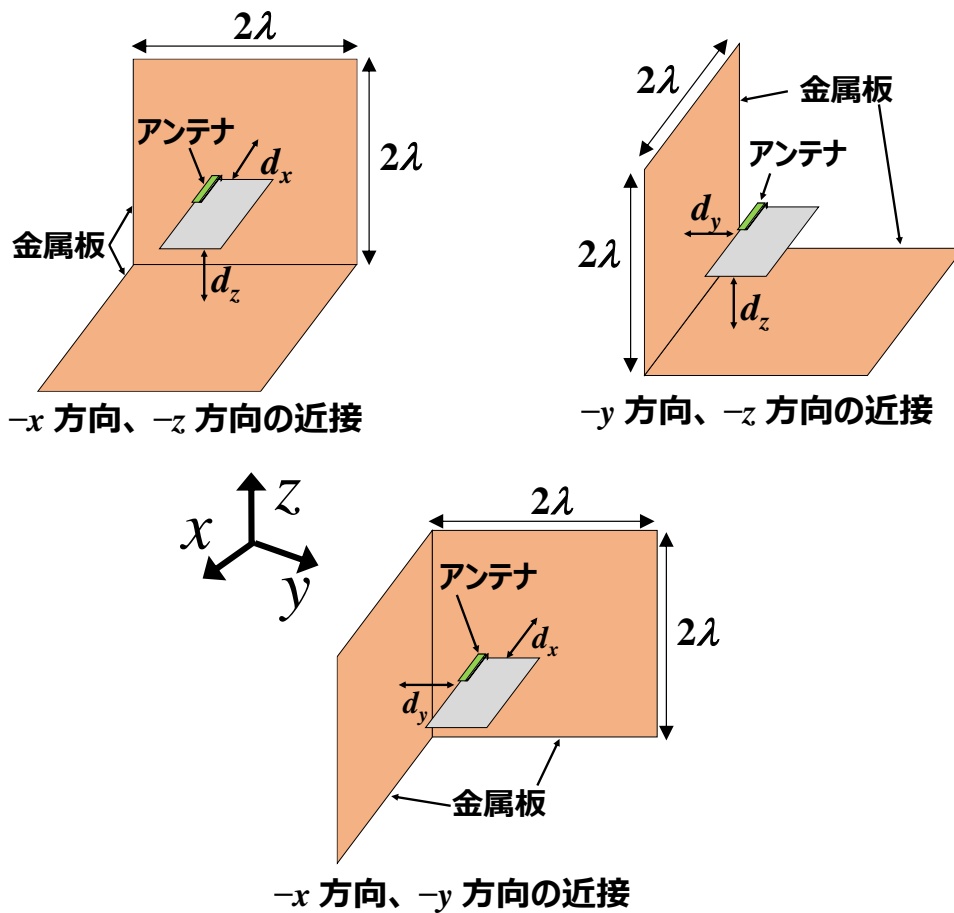


図 3.17 解析モデル.

3.5.1 $-z$ 方向と $-x$ 方向の近接

図 3.18 にアンテナが $-z$ 方向と $-x$ 方向の金属板に近接する解析モデルを示す. 図 3.19 に各アンテナ設置位置における $36\ \Omega$ モデルと $115\ \Omega$ モデルの VSWR 値の分布図を示す. 分布図の縦軸は d_z , 横軸は d_x の変化を示す. 分布図の表示範囲は 2 枚の金属板が直交している付近の d_z が 0.01λ から 0.1λ の範囲, d_x が 0.01λ から 0.3λ の範囲とする. 解析結果より, L モデルは $d_z \geq 0.04\lambda$, H モデルは $d_z \geq 0.02\lambda$ の $d_x = 0.01\lambda$ の範囲において, 基準値を満たさないアンテナ設置位置が存在していないことから, 両モデルとも d_x の変化によって VSWR 特性は大きな影響を受けていない. 一方, d_z の変化に対してはアンテナが金属板に近接することで基準値を満たさないアンテナ設置位置が存在する. この d_z の変化による影響は, 3.3 の検討で確認したアンテナと金属板が近接することによって発生するアンテナの電流増加による入力抵抗の低下に起因している. $36\ \Omega$ モデルと $115\ \Omega$ モデルの分布図を比較すると, $115\ \Omega$ モデルの基準値を満たす白色のアンテナ設置位置は $36\ \Omega$ モデルと比較して d_z 方向に 0.02λ から 0.03λ の改善が確認できた. この改

善効果は、3.4で検討したアンテナの高インピーダンス化の効果による改善である。以上の検討結果より、アンテナが $-z$ 方向と $-x$ 方向の金属板に近接する環境では、 115Ω モデルを使用することで、 d_z の変化に対して 0.02λ から 0.03λ 程度の改善効果が得られる。また、VSWR値の分布図においてすべての解析範囲内で基準値を満たすアンテナ設置位置の比較を行ったところ、 36Ω モデルが96.6%に対して 115Ω モデルは98.9%と改善効果を確認した。

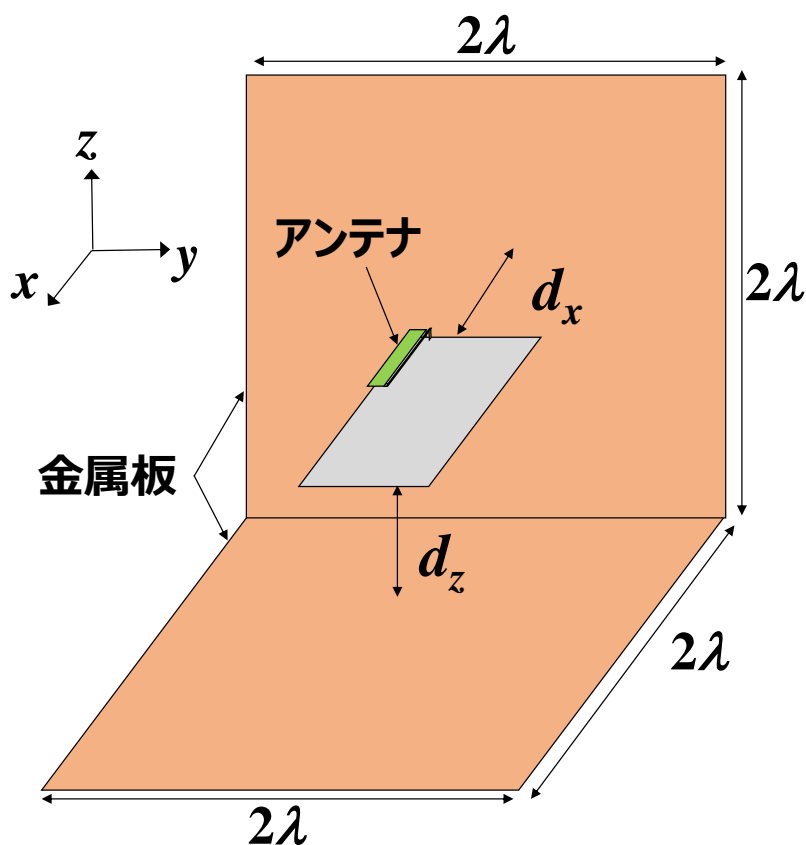
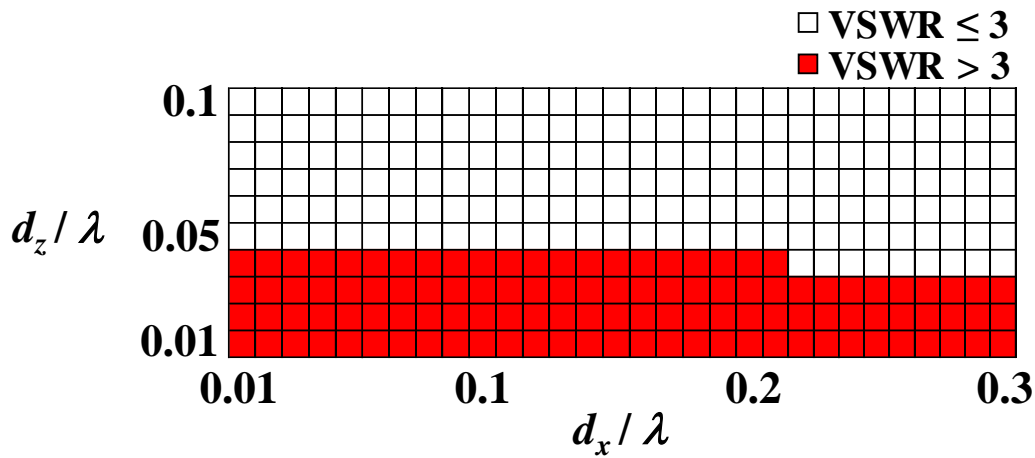
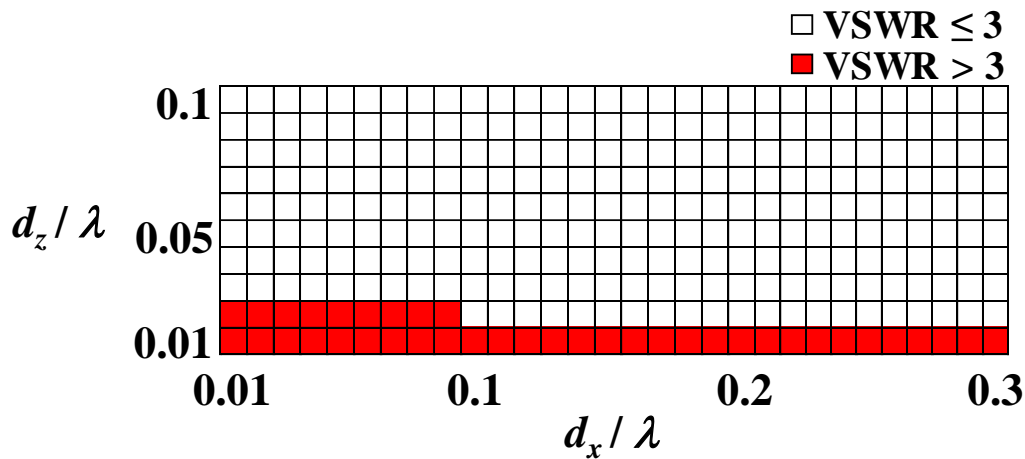


図 3.18 解析モデル($-z$ 方向と $-x$ 方向の近接).



(a) 36 Ωモデル.



(b) 115 Ωモデル.

図 3.19 VSWR 値の分布図(-z 方向と-x 方向の近接).

3.5.2 -y 方向と-z 方向の近接

図 3.20 にアンテナが-y 方向と-z 方向の金属板に近接する解析モデルを示す。図 3.21 に各アンテナ設置位置における 36 Ωモデルと 115 Ωモデルの VSWR 値の分布図を示す。分布図の縦軸は d_z 、横軸は d_y の変化を示す。分布図の表示範囲は 2 枚の金属板が直交している付近の d_z が 0.01λ から 0.1λ の範囲、 d_y が 0.01λ から 0.3λ の範囲とする。解析結果より、両モデルとも d_y の変化によって基準値を満たさないアンテナ設置位置が存在するが、36 Ωモデルと比較して 115 Ωモデルでは VSWR 値が大きく劣化する結果となった。115 Ωモデルにおいては d_y の変

化によって最も VSWR 値が大きく劣化する位置は $d_z = 0.25\lambda$ のときであり，アンテナと金属板の距離を $d_y > 0.17\lambda$ としなければ基準値を満たせない． d_z の変化に対しては，3.5.1 と同様に両モデルとも基準値を満たさないアンテナ設置位置が存在しているが，高インピーダンス化の効果によって $115\ \Omega$ モデルの基準値を満たす白色のアンテナ設置位置は $36\ \Omega$ モデルと比較して d_z 方向におおよそ 0.02λ 改善している．以上の検討結果より，アンテナが $-y$ 方向と $-z$ 方向の金属板に近接する環境では， $115\ \Omega$ モデルを使用することで， d_z の変化に対して 0.02λ 程度の改善効果が得られる．ただし， d_y 変化に対しては逆に VSWR 特性の劣化が発生する．また，VSWR 値の分布図においてすべての解析範囲内で基準値を満たすアンテナ設置位置の比較を行ったところ， $36\ \Omega$ モデルが 96.6% に対して $115\ \Omega$ モデルは 89.2% と $115\ \Omega$ モデルの使用によって基準値を満たす範囲が減少する結果となった．

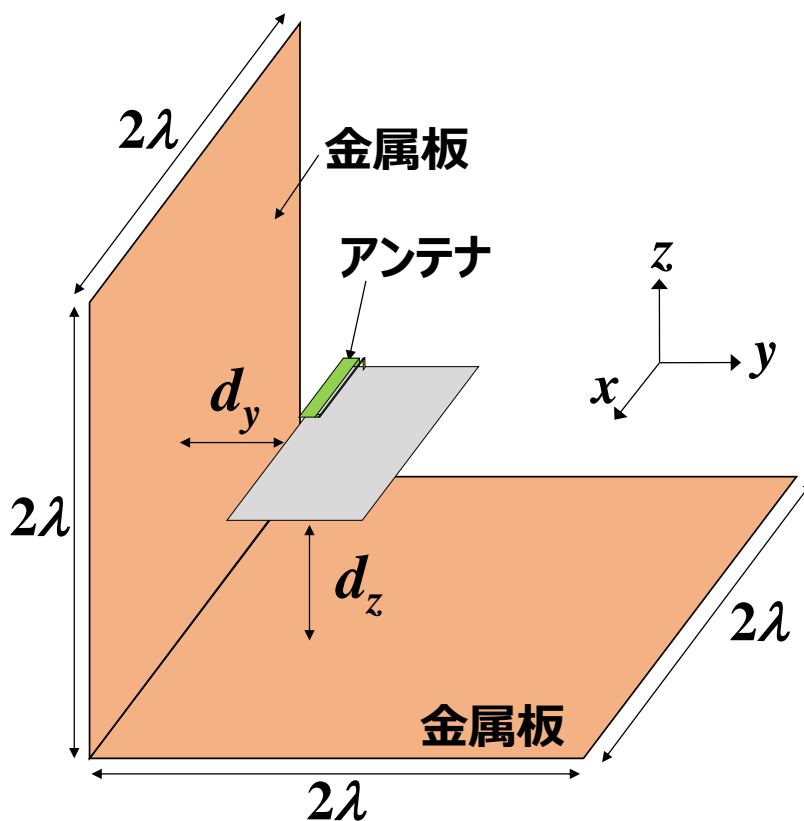
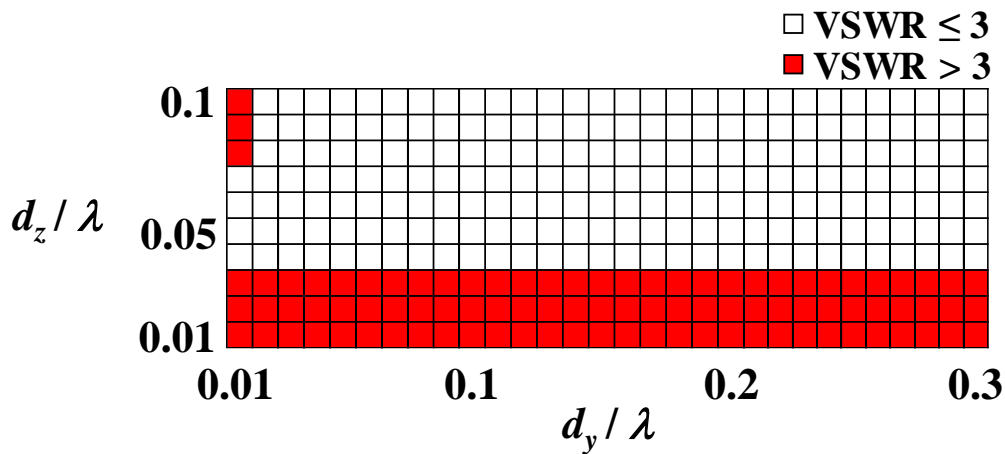
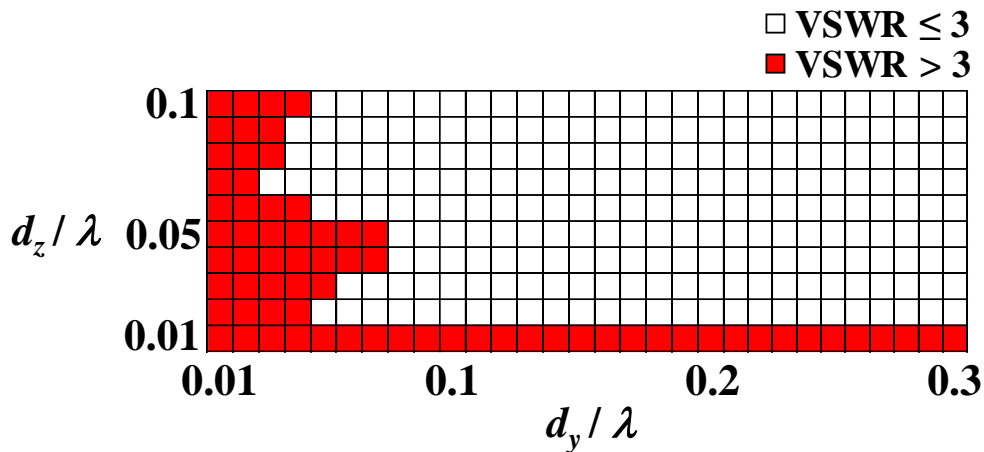


図 3.20 解析モデル($-y$ 方向と $-z$ 方向の近接).



(a) 36 Ωモデル.



(b) 115 Ωモデル.

図 3.21 VSWR 値の分布図(-y 方向と-z 方向の近接).

3.5.3 -x 方向と-y 方向の近接

図 3.22 アンテナが-x 方向と-z 方向の金属板に近接する解析モデルを示す. 図 3.23 に各アンテナ設置位置における 36 Ωモデルと 115 Ωモデルの VSWR 値の分布図を示す. 分布図の縦軸は d_x , 横軸は d_y の変化を示す. 分布図の表示範囲は 2 枚の金属板が直交している付近の d_x が 0.01λ から 0.1λ の範囲, d_y が 0.01λ から 0.3λ の範囲とする. 解析結果より, 両モデルとも d_x の変化によって VSWR 特性は大きな影響を受けていない. d_y の変化では 3.5.2 と同様に, 両モデルとも基準値を満たさないアンテナ設置位置が存在するが, 36 Ωモデルと比較して 115 Ωモデルでは VSWR 特性が大きく劣化する結果となった. 115 Ωモデルにおいては d_y

の変化によって最も VSWR 値が大きく劣化する位置は $d_z = 0.09\lambda$ のときであり、アンテナと金属板の距離を $d_y > 0.18\lambda$ としなければ基準値を満たせない。これら d_x と d_y の変化はそれぞれ 3.5.1 と 3.5.2 で行った検討結果と同傾向である。以上の結果より、アンテナが $-x$ 方向と $-y$ 方向の金属板に近接する環境では、 $115\ \Omega$ モデルを使用することで VSWR 特性の劣化を抑制する効果は得られず、 d_y 変化に対しては逆に VSWR 特性の劣化が発生する。また、VSWR 値の分布図においてすべての解析範囲内で基準値を満たすアンテナ設置位置の比較を行ったところ、 $36\ \Omega$ モデルが 99.8% に対して $115\ \Omega$ モデルは 87.7% と $115\ \Omega$ モデルの使用によって基準値を満たす範囲が減少する結果となった。

これまでの解析結果から、アンテナの $-x$ 方向と $-y$ 方向に対する金属板の近接は $-z$ 方向の近接と異なる影響及ぼすことが分かったため、これらの近接方向がアンテナに与える影響を確認する。

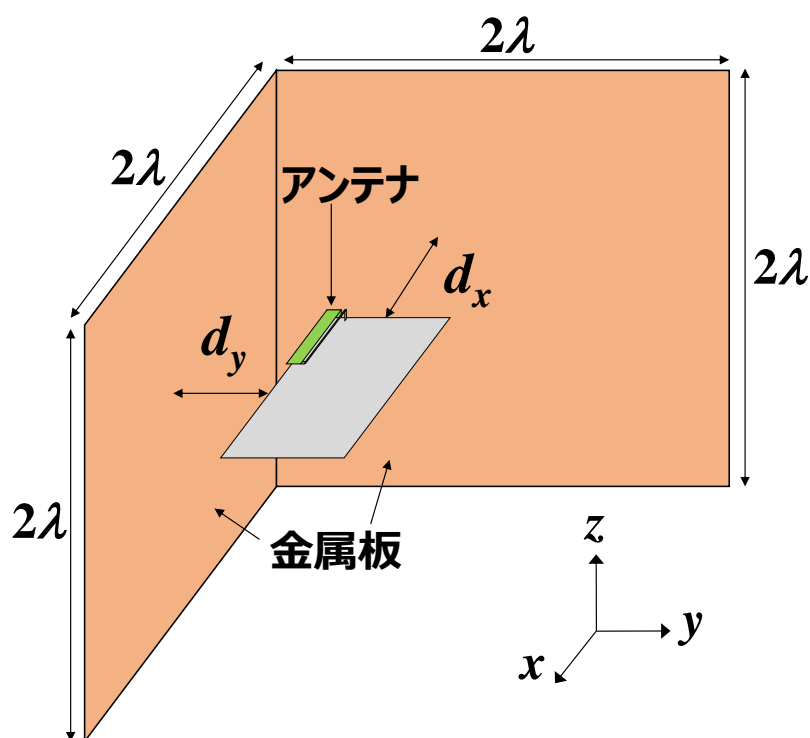
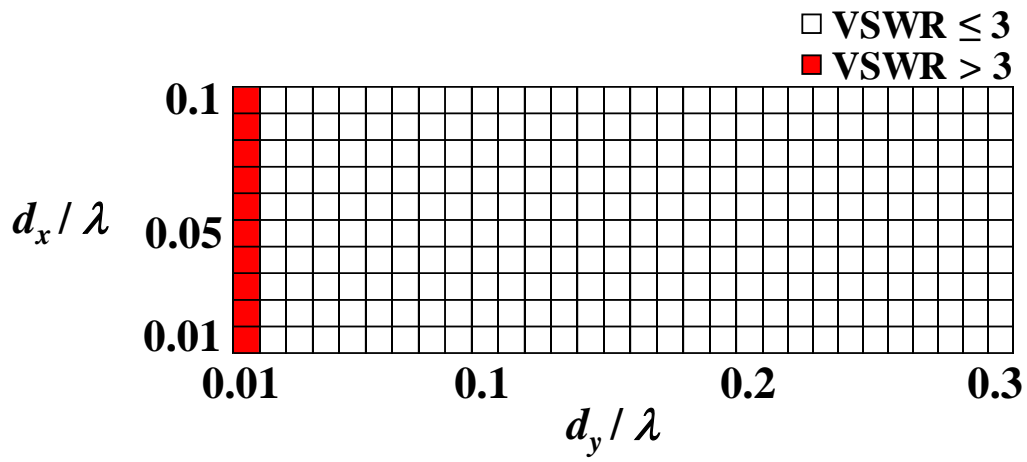
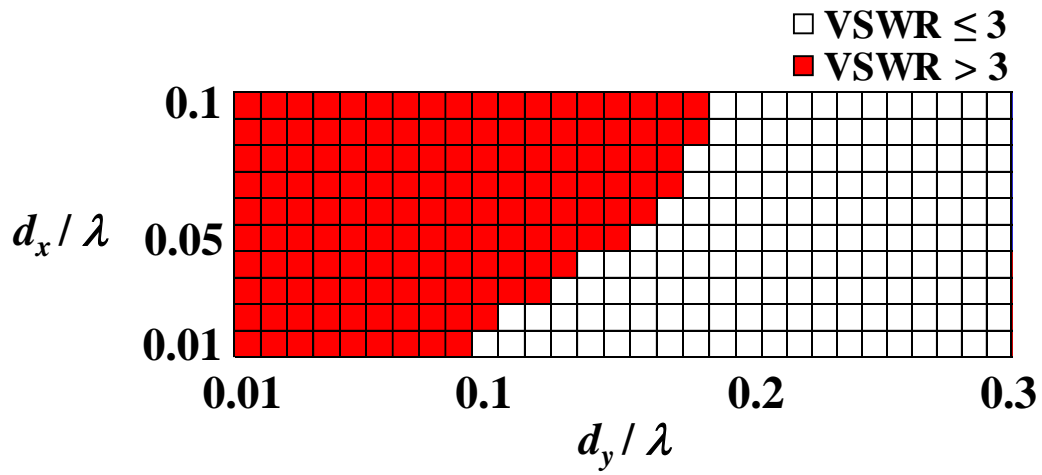


図 3.22 解析モデル($-x$ 方向と $-y$ 方向の近接).



(a) 36 Ωモデル.



(b) 115 Ωモデル.

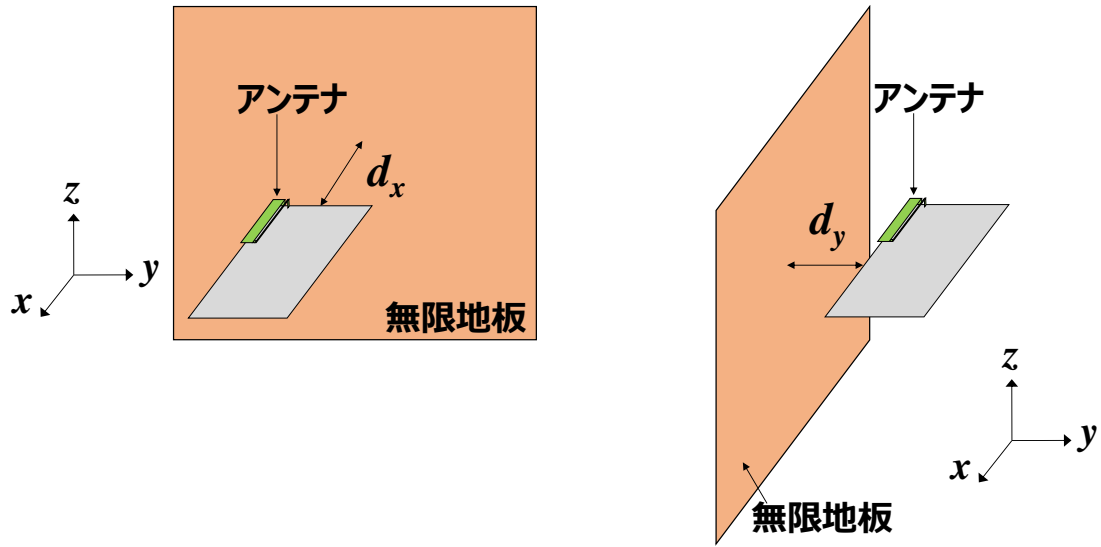
図 3.23 VSWR 値の分布図(-x 方向と-y 方向の近接).

3.5.4 $-x$ 方向および $-y$ 方向に近接する金属板の影響

アンテナの $-x$ 方向および $-y$ 方向に金属板が近接するときの影響を確認する。金属板はそれぞれ 1 面のみの近接とし、近接する金属板は無限地板とする。図 3.24 にアンテナの $-x$ 方向に金属板が近接する解析モデルと、 $-y$ 方向に金属板が近接する解析モデルをそれぞれ示す。アンテナと金属板距離はそれぞれ図中の d_x , d_y と定義する。 d_x , d_y を 0.01λ から 0.3λ まで変化したときの 2.4 GHz のアンテナ特性を解析する。解析に使用するアンテナは 36Ω モデルおよび 115Ω モデルを使用する。解析結果は 2 章の簡易構造のアンテナを用いた検討で得られた基礎特性と比較し考察を行う。

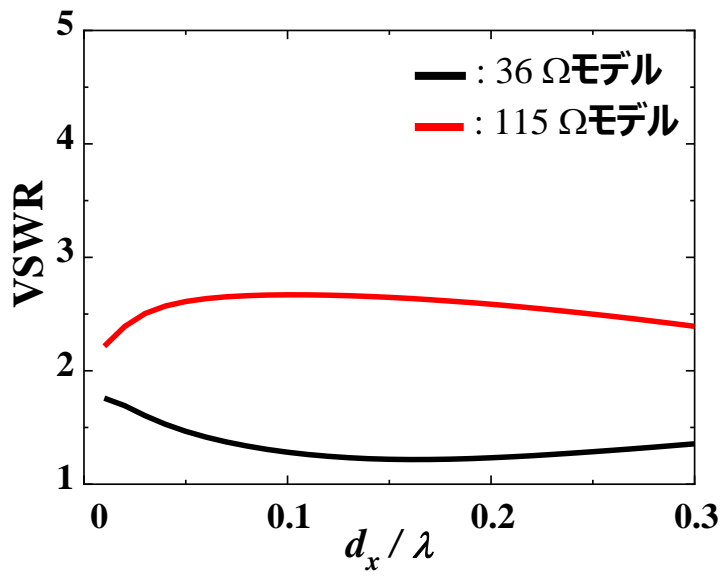
解析結果として図 3.25 にアンテナの $-x$ 方向に金属板が近接するときのアンテナ特性を示す。図 3.25(a) に示す VSWR 特性は金属板の近接によってわずかに変動するが、両モデルとも基準値内に収まっている。そのため、図 3.25(b) に示すアンテナの電流特性、および図 3.25(c) に示す入力インピーダンス特性の変動もわずかである。また、アンテナの $-x$ 方向の近接は、2 章で検討した逆 L アンテナの $-x$ 方向の近接と同様の近接条件となる。そのため、アンテナと金属板との距離が近接すると、逆 L アンテナの $-x$ 方向の近接と同様に、電流値の減少による入力抵抗の低下が発生している。しかし、 36Ω モデルと 115Ω モデル共に逆 L アンテナより低背で金属板に近接する面積が小さい為、金属板と近接する影響は小さい。

図 3.26 にアンテナの $-y$ 方向に金属板が近接するときのアンテナ特性を示す。図 3.26(a) に示す VSWR 特性は 115Ω モデルを使用したとき、 $VSWR \leq 3$ の基準値を超えて大きく劣化する。このとき、アンテナが金属板に近接するにつれて、図 3.26(b) に示すアンテナの電流値は低下し、図 3.26(c) に示すとおり入力抵抗が上昇する。また、アンテナの $-y$ 方向の近接は、2 章で検討した逆 L アンテナの $-y$ 方向の近接と同様の近接条件であると考えられる。そのため、イメージ電流の影響により入力抵抗の低下が発生すると想定したが、 $-x$ 方向の近接と同様に低背化した為、イメージ電流の影響がアンテナ特性に表れておらず、逆に電流値の減少による入力抵抗の増加が発生している。この電流値の減少は図 3.27 の電流分布で示す通り、アンテナ素子部の電流とアンテナ素子のイメージ電流としてグラウンド板に発生している電流が、近接する金属板に発生する逆相電流によって打ち消されることで発生する。そのため、アンテナの入力抵抗は上昇する。以上の結果から、入力インピーダンスを高く設計した 115Ω モデルをアンテナの $-y$ 方向に金属板が近接する環境で使用すると、VSWR 値がより劣化する方向に入力インピーダンス特性が変化する。

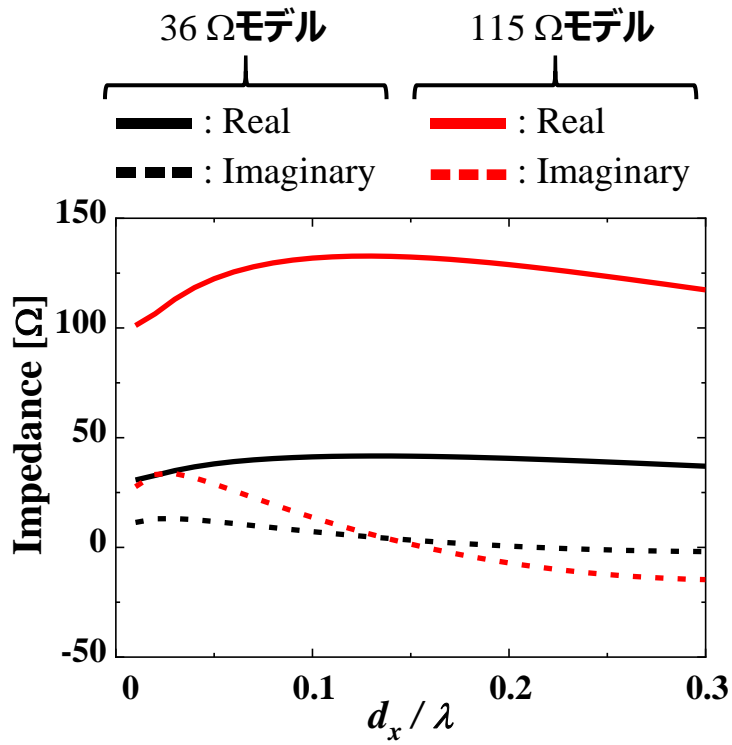


(a) $-x$ 方向の近接. (b) $-y$ 方向の近接.

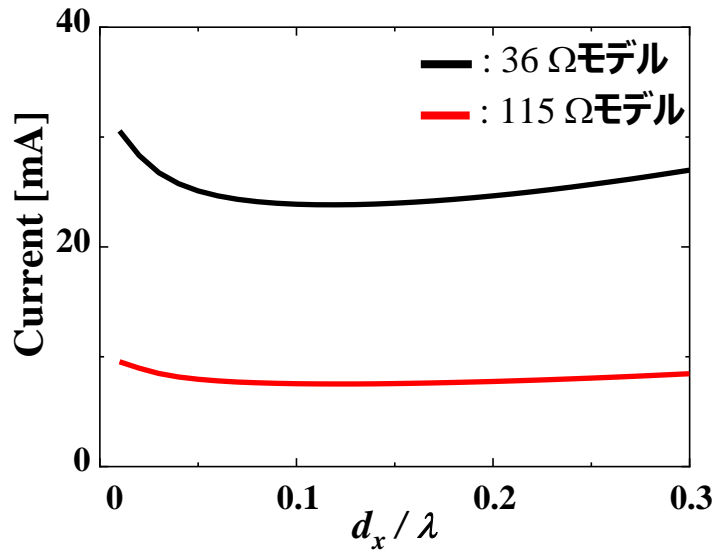
図 3.24 解析モデル.



(a) VSWR 特性.

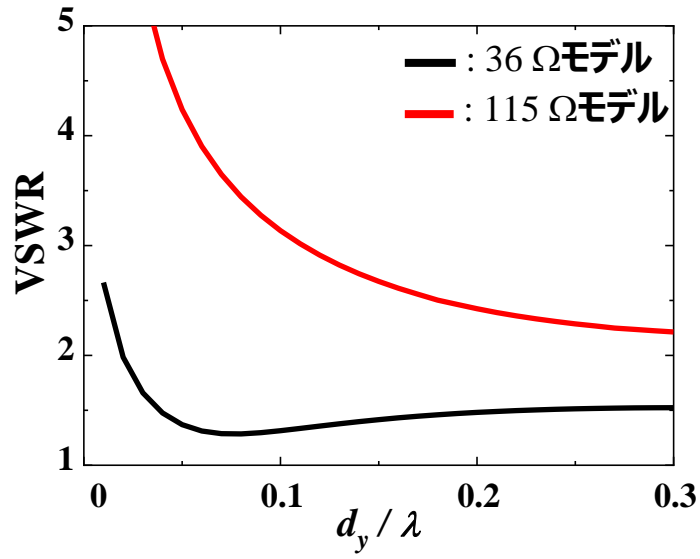


(b) 入力インピーダンス特性.

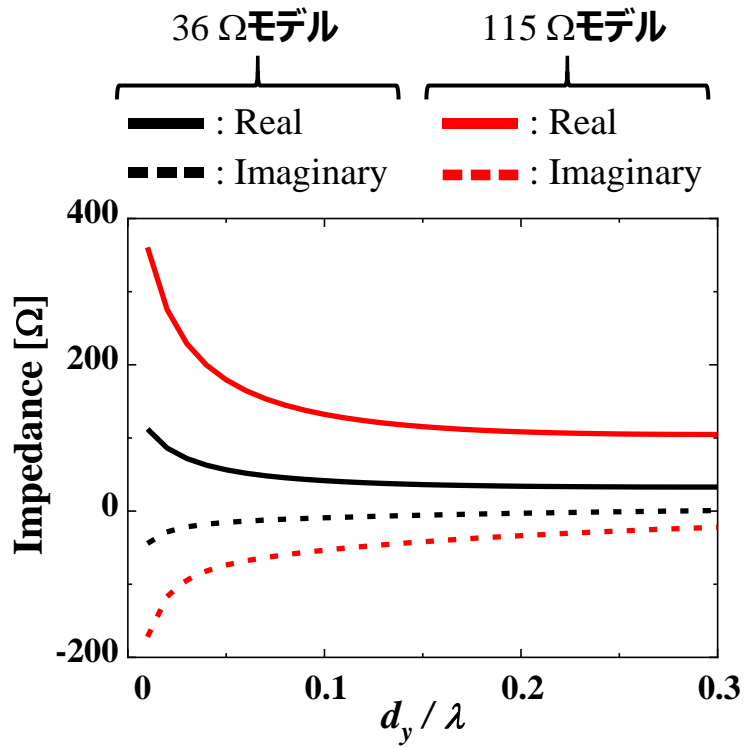


(c) 電流特性.

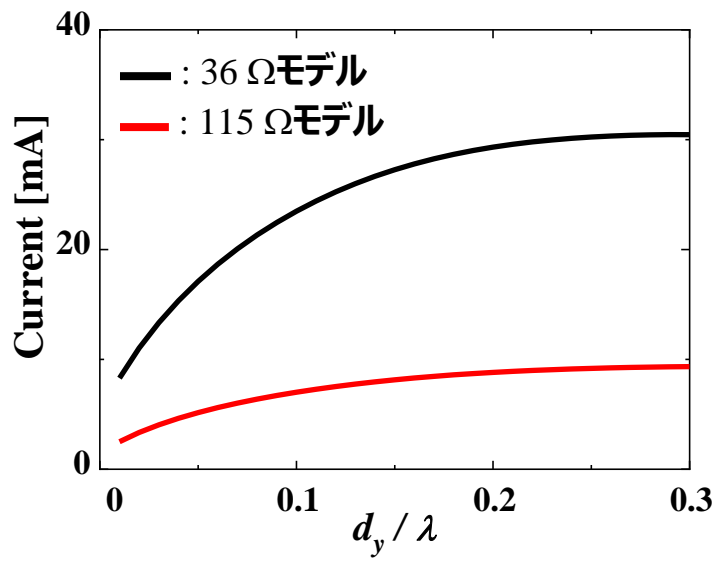
図 3.25 アンテナの $-x$ 方向に金属板が近接するときのアンテナ特性 (2.4 GHz).



(a) VSWR 特性.



(b) 入力インピーダンス特性.



(c) 電流特性.

図 3.26 アンテナの $-y$ 方向に金属板が近接するときのアンテナ特性 (2.4 GHz).

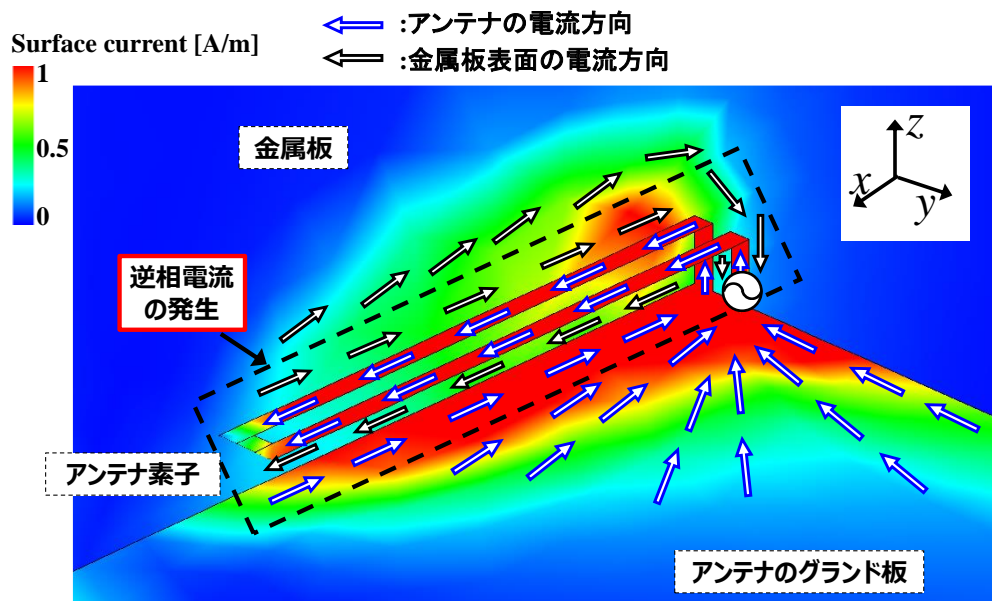


図 3.27 2.4 GHz の 36 Ω モデルの電流分布 ($d_y = 0.01\lambda$).

3.6 金属平板間に設置したアンテナの VSWR 特性

機器内部等のアンテナの設置環境では、例えばアンテナを設置する金属壁と各種機器の筐体とが対向し、金属体に挟まれた設置環境となる事も想定される。金属体に挟まれた環境では、金属体間の距離やアンテナ設置位置によって定在波が発生し、その影響によりアンテナ特性の劣化が懸念される。本検討では 36 Ω モデル及び 115 Ω モデルを使用し、アンテナを挟む金属体を金属平板に置き換え、評価の基準値とする $VSWR \leq 3$ を満たすアンテナの適用範囲を検討する。アンテナの設置条件として、アンテナを常に金属平板間の中央に設置し金属平板間距離を変化する検討と、金属平板間距離を固定し、アンテナ設置位置を変化する検討を行う。

3.6.1 金属平板間距離変化時の VSWR 特性

解析モデルを図 3.28 に示す。アンテナは 2 枚の対向する金属板に挟まれた状態で設置する。金属板は一辺が 2λ の正方形とする。設置位置はアンテナのグラウンド板の中心を点 P、金属板の中心を P' とし、これらの点が同一軸上に位置するよう設置する。この時、2 枚の金属板とアンテナのグラウンド板は互いに平行になるよう設置する。金属板間の距離は d_p と定義し、点 P と点 P' の距離は $0.5d_p$ でアンテナは常に金属平板間の中央に位置するようモデル化する。解析では z 軸方向からの近接の他に、 x 軸方向からの近接と y 軸方向からの近接も検討する。このとき点 P と点 P' の関係を保つようモデルを変更する。解析では各モデルの d_p を変化したときの VSWR 特性を解析する。このとき、 d_p の値は最小値をアンテナと金属平板が接触しない距離とし、最大値は 2λ とする。そのため、 d_p の解析範囲は x 軸方向からの近接するモデルは $0.65\lambda \leq d_p \leq 2\lambda$ 、 y 軸方向からの近接するモデルは $0.41\lambda \leq d_p \leq 2\lambda$ 、 z 軸方向からの近接するモデルは $0.05\lambda \leq d_p \leq 2\lambda$ となる。図 3.29(a) に x 軸方向からの近接するモデルの解析結果を示す。解析の結果、36 Ω モデルは VSWR に変動はあるが $VSWR \leq 3$ を維持している。115 Ω モデルは $d_p = 1\lambda$ と $d_p = 2\lambda$ 付近で VSWR 値の劣化が発生している。図 3.29(b) に y 軸方向からの近接するモデルの解析結果を示す。解析の結果、両モデルとも d_p が小さくなりアンテナと金属が近接する影響により VSWR 値の劣化が発生している。また、115 Ω モデルは $d_p = 0.5\lambda$ と $d_p = 1\lambda$ 付近で VSWR 値の劣化が発生している。図 3.29(c) に z 軸方向からの近接するモデルの解析結果を示す。解析の結果、両モデルとも d_p が小さくなりアンテナと金属が近接する影響により $d_p = 0.6\lambda$ 付近から VSWR 値の劣化が発生している。また、115 Ω モデルは $d_p = 1\lambda$ と $d_p = 1.5\lambda$ 付近で VSWR 値の劣化が発生している。

検討した 3 種類のモデルにおける 36 Ω モデルと 115 Ω モデルが $VSWR \leq 3$ の

基準値を満たす金属平板間距離 d_p についてまとめた結果を表 3.4 に示す. いずれの近接方向においても, 115Ω モデルと比較して 36Ω モデルの方が, $VSWR \leq 3$ の基準値を満たす適用範囲が広い結果となった. また, 115Ω モデルは約 0.5λ 毎に $VSWR$ 値の劣化が発生している. この $VSWR$ 値の劣化は図 3.30 の電流特性で示す通り, 定在波の影響によりアンテナの電流値が減少することに起因して発生している. そのため, 36Ω モデルと比較して高インピーダンスに設計し入力抵抗が大きい 115Ω モデルは, 電流値が減少する影響がより大きく $VSWR$ 特性に表れている.

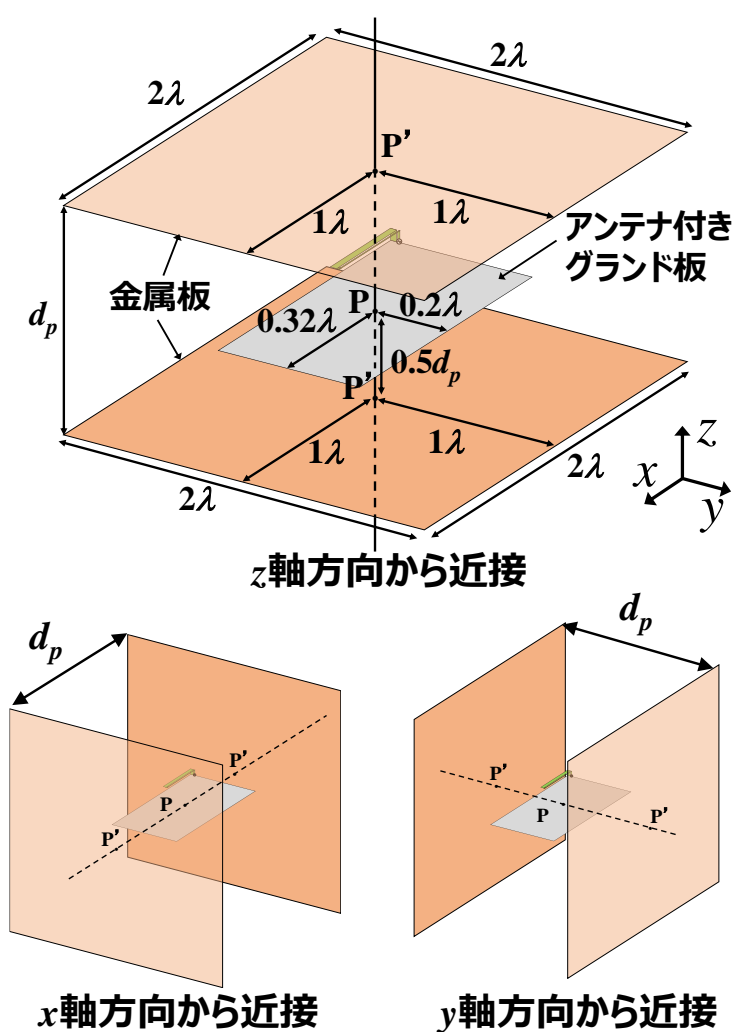
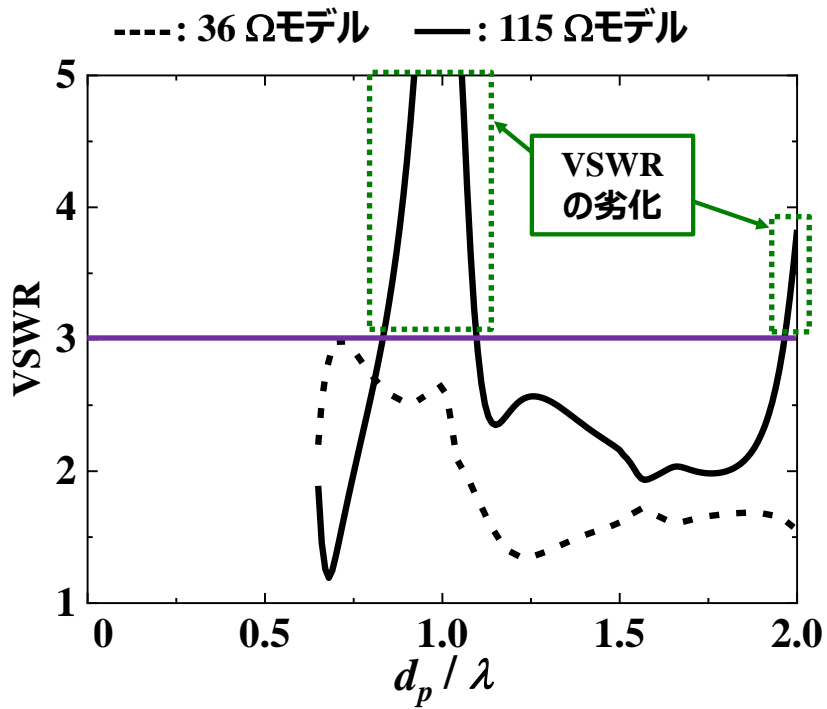
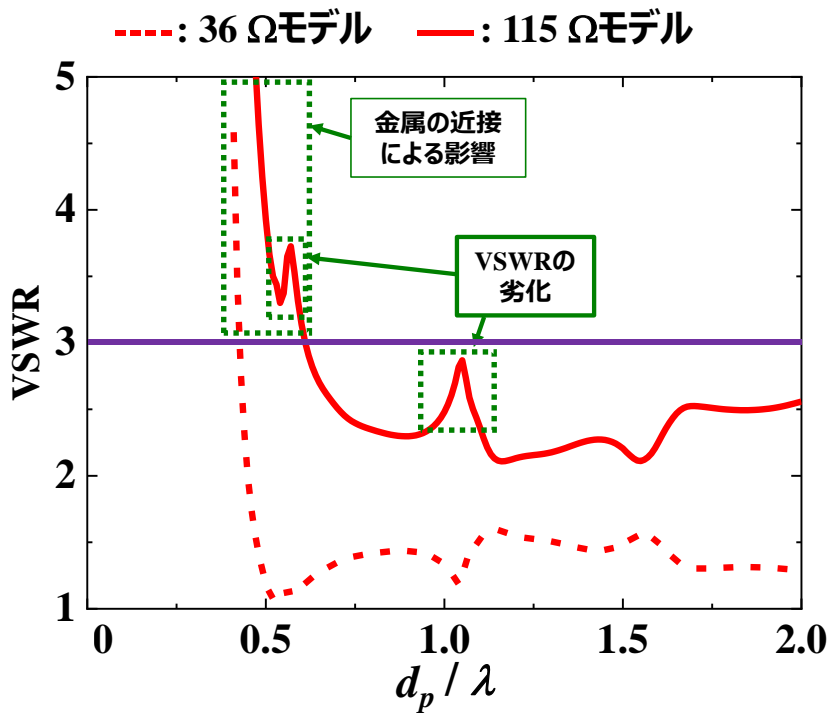


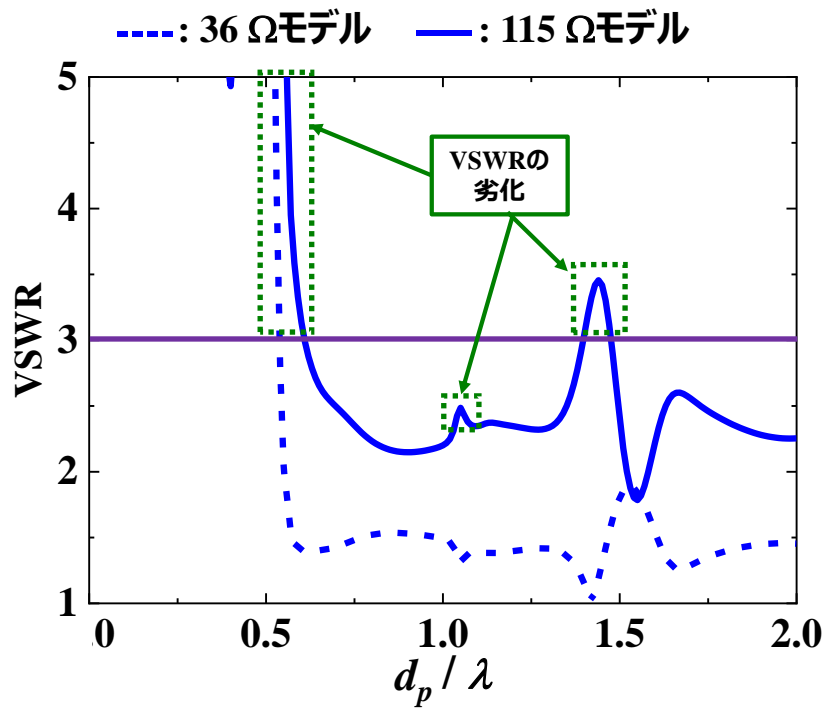
図 3.28 解析モデル.



(a) x 軸方向からの近接するモデル.



(b) y 軸方向からの近接するモデル.



(c) z 軸方向からの近接するモデル.

図 3.29 d_p 変化時の VSWR 特性.

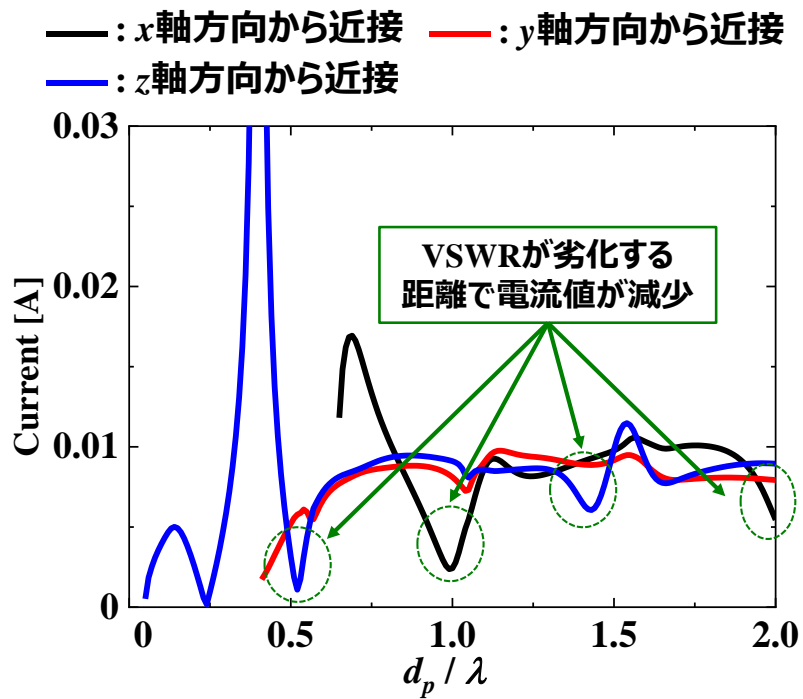


図 3.30 d_p 変化時の電流特性(115 Ωモデル).

表 3.4 基準値を満たす金属平板間距離.

	x 軸方向から近接	y 軸方向から近接	z 軸方向から近接
36 Ω モデル	解析範囲内	$d_p \geq 0.43\lambda$	$d_p \geq 0.54\lambda$
115 Ω モデル	解析範囲内 ($d_p = 1\lambda, 2\lambda$ 付近を除く)	$d_p \geq 0.62\lambda$	$d_p \geq 0.61\lambda$ ($d_p = 1.44\lambda$ 付近を除く)

3.6.2 アンテナ設置位置変化時の VSWR 特性

解析モデルを図 3.31 に示す. 解析モデルは, 図 3.28 に示す解析モデルで金属平板間に定在波によって強電解が発生し, かつ, 金属平板間でアンテナ設置位置を変化したとき, 金属板とアンテナが干渉せず金属平板間の中央にアンテナのどの部位も位置しない状態まで移動可能な $d_p = 1.44\lambda$ に固定した. また, 本項ではグランド板上の給電点の位置を点 F と定義し, 点 F が金属板の点 P' と同一軸上に位置するよう移動した. また, 点 F が各軸上を金属板方向に移動する距離を d_a とし定義する. このとき, 金属平板間の中央を d_a の原点 O とする. 解析モデルは 3.6.1 と同様に, アンテナの x 軸方向, y 軸方向, z 軸方向に金属平板が位置するモデルで検討を行う. 解析では各モデルの d_a を金属平板と干渉しない範囲で変化したときの VSWR 特性を解析する. このとき, d_a の移動可能範囲は金属平板の近接方向によって異なる. x 軸方向からの近接するモデルは $-0.71\lambda \leq d_a \leq 0.08\lambda$, y 軸方向からの近接するモデルは $-0.69\lambda \leq d_a \leq 0.34\lambda$, z 軸方向からの近接するモデルは $-0.71\lambda \leq d_a \leq 0.69\lambda$ となる. また, 金属平板間に設置した影響を確認するため, 図 3.32 に示すように各解析モデルで金属平板の軸の+方向の金属板を削除し, 軸の-方向の1面の金属板に近接する条件で同様に d_a を変化する解析を行う. 図 3.33 に 36 Ω モデルの d_a 変化時の VSWR 特性を示す. 図 3.33(a) は金属平板間にアンテナを設置した解析結果, 図 3.33(b) は各軸の-方向の1面から金属板が近接する解析結果をそれぞれ示す. また, 図 3.34 に 115 Ω モデルの d_a 変化時の VSWR 特性を示す. 36 Ω モデルと同様に, 図 3.34(a) は金属平板間にアンテナを設置した解析結果, 図 3.34(b) は各軸の-方向の1面から金属板が近接する解析結果をそれぞれ示す. 図 3.33 および図 3.34 を比較の結果, 36 Ω モデルと比較して 115 Ω モデルは VSWR 値が全体的に高く, 特に定在波が発生する $d_a = 0$ 付近で $VSWR > 3$ となる. また, 図 3.33 と図 3.34 の金属平板間に設置したモデルの解析結果と 1 面の金属板に近接する解析結果を比較したところ, 36 Ω モデルと 115 Ω モデル共に $d_a \leq -0.2\lambda$ の定在波の影響が小さくなり, 金属板とアンテナの距離が近接する範囲では, VSWR 特性は似た傾向を示している.

検討した 3 種類のモデルにおける 36 Ω モデルと 115 Ω モデルが $VSWR \leq 3$ の基準値を満たすアンテナの移動距離 d_a についてまとめた結果を表 3.5 に示す.

3.6.1 の検討結果と同様に、いずれの近接方向においても 115Ω モデルと比較して 36Ω モデルの方が $VSWR \leq 3$ の基準値を満たす適用範囲が広い結果となった。また、定在波の影響が小さいアンテナ設置位置では、1面から金属板が近接する環境と同傾向の $VSWR$ 特性となる。

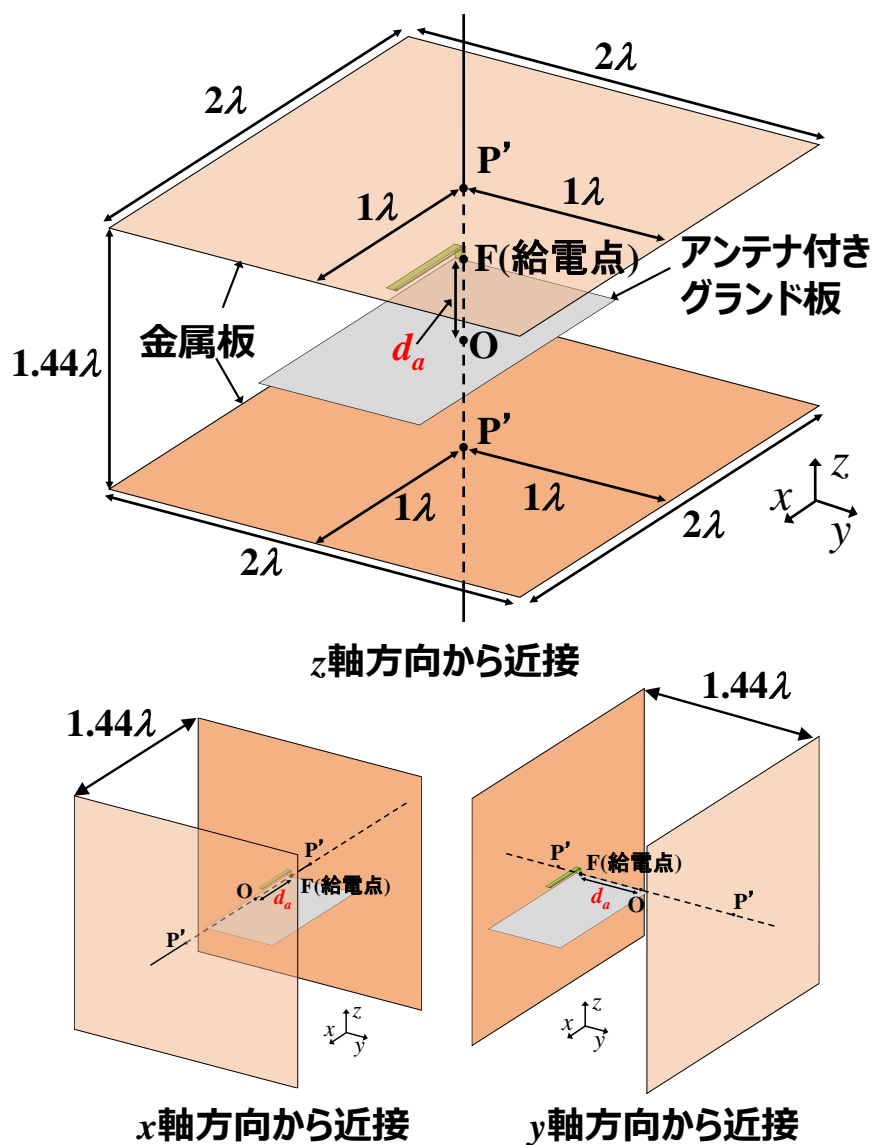


図 3.31 解析モデル.

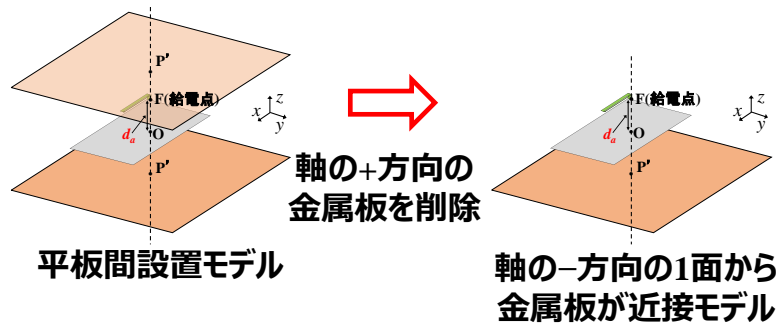
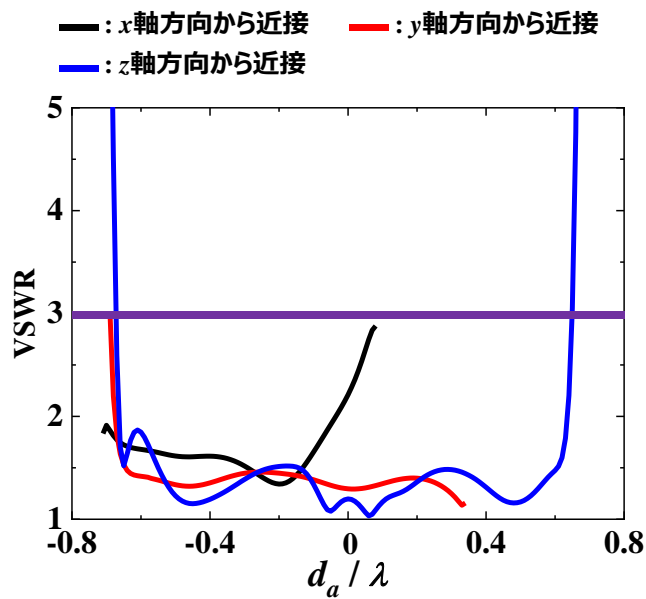
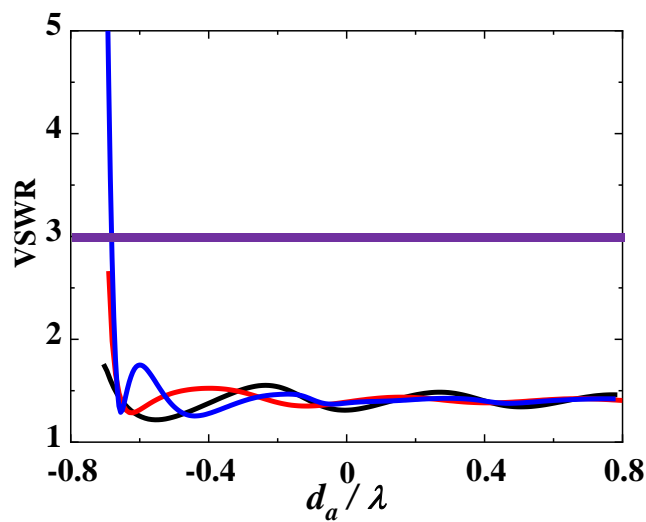


図 3.32 軸の+方向の金属板を削除した解析モデル.

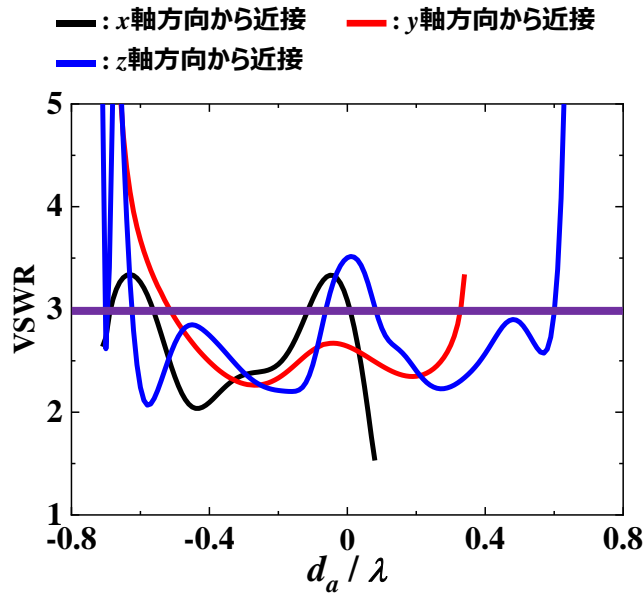


(a) 金属平板間にアンテナを設置.

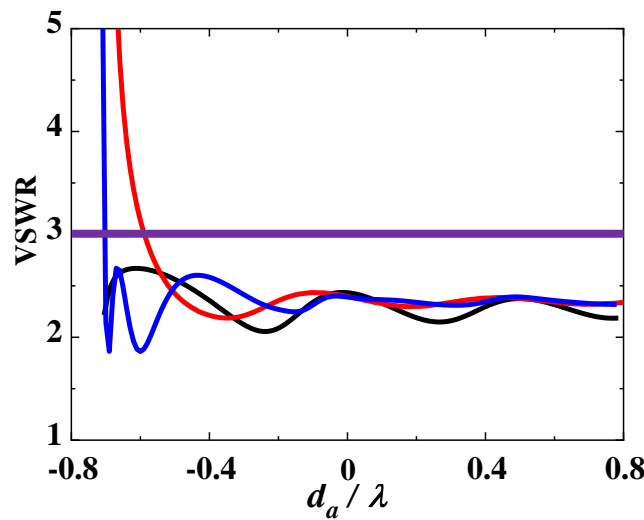


(b) 各軸の-方向の1面から金属板が近接.

図 3.33 36 Ωモデルの d_a 変化時の VSWR 特性.



(a) 金属平板間にアンテナを設置.



(b) 各軸の-方向の1面から金属板が近接.

図 3.34 115 Ωモデルの d_a 変化時の VSWR 特性.

表 3.5 基準値を満たすアンテナの移動距離.

	x 軸方向から近接	y 軸方向から近接	z 軸方向から近接
36 Ωモデル	$-0.71\lambda \leq d_a \leq 0.08\lambda$ (解析範囲内)	$-0.68\lambda \leq d_a \leq 0.34\lambda$	$-0.67\lambda \leq d_a \leq 0.64\lambda$
115 Ωモデル	$-0.56\lambda \leq d_a \leq -0.12\lambda$ $0.01\lambda \leq d_a \leq 0.08\lambda$	$-0.51\lambda \leq d_a \leq 0.32\lambda$	$-0.62\lambda \leq d_a \leq -0.07\lambda$ $0.09\lambda \leq d_a \leq 0.6\lambda$

3.7 まとめ

本章では検討に FMA を用いて，高インピーダンス化アンテナである 115Ω モデルを提案し，実使用環境を想定した設置条件で検討を行った．想定した設置環境は，1面の金属壁にアンテナが近接する場合，直交する2面の金属壁にアンテナが近接する場合，1面の金属壁と対向する機器の筐体等に挟まれた環境に設置する場合の3条件を想定した．これらの設置環境をモデル化し，VSWR 特性の解析を行い 36Ω モデルと 115Ω モデル比較して高インピーダンス化アンテナの効果および適用範囲の検討を行った．

アンテナが1面の金属板に近接する条件で，2章で示した定量評価の基準値である $VSWR \leq 3$ (2.4 GHz) で評価したところ， 36Ω モデルと 115Ω モデルの基準値を満たすアンテナと金属板との距離は表 3.6 に示す通り．アンテナの $-z$ 方向の近接は，金属板とアンテナのグラウンド板が結合し，アンテナのグラウンド板として作用するサイズが大きくなったため，電流値の増加に起因した VSWR 特性の劣化が発生する．そのため，入力インピーダンスを高く設計した 115Ω モデルでは，VSWR 特性の劣化を抑制する効果を得られることが明らかとなった．しかし，アンテナの $-y$ 方向の近接は，アンテナ素子のグラウンド板と平行になっている水平部が金属板と近接することで発生する逆相電流の影響で，アンテナの電流値の減少が発生する．そのため，高インピーダンス化した 115Ω モデルでは 36Ω モデルと比較して VSWR 特性が劣化する．

表 3.6 基準値を満たすアンテナと金属板の距離.

	金属の近接方向		
	$-x$ 方向	$-y$ 方向	$-z$ 方向
36 Ω モデル	$d_x \geq 0.01\lambda$	$d_y \geq 0.01\lambda$	$d_z \geq 0.04\lambda$
115 Ω モデル	$d_x \geq 0.01\lambda$	$d_y \geq 0.12\lambda$	$d_z \geq 0.02\lambda$

アンテナが直交する2面の金属壁に近接する条件では，各アンテナ設置位置における VSWR 値を解析し2次元の分布図にまとめた．解析の結果，アンテナの $-z$ 方向の近接の影響が強いアンテナ設置位置では， 115Ω モデルの VSWR 特性の劣化抑制効果が得られた．しかし，アンテナの $-y$ 方向の近接の影響が強いアンテナ設置位置では 115Ω モデルの使用により VSWR 特性の劣化が発生した．これらの結果は，アンテナが1面の金属板に近接する条件で行った検討結果と同様の影響が発生している．表 3.7 に基準値を満たすアンテナ設置位置の割合としてまとめた結果を示す． $-z$ 方向と $-x$ 方向の2面に近接するモデルでは 115Ω モデルの使用により VSWR 特性の劣化抑制効果が得られている．しかし， $-y$ 方

向の近接を含むモデルでは、115 Ωモデルの使用により基準値を満たすアンテナ設置位置の割合が低下している。特に-z方向と-x方向の2面に近接するモデルでは、-y方向の近接時に発生するVSWR特性の劣化が、-z方向の近接に対するVSWR特性の改善効果を上回り、115 Ωモデルと比較して基準値を満たすアンテナ設置位置の割合が低下している。

表 3.7 基準値を満たすアンテナ設置位置の割合.

	金属の近接方向		
	-z方向と -x方向	-y方向と -z方向	-x方向と -y方向
36 Ωモデル	96.6%	96.6%	99.8%
115 Ωモデル	98.9%	89.2%	87.7%

1面の金属壁と対向する機器の筐体等の間に挟まれた設置環境を想定した検討では、金属平板間にアンテナを設置したモデルを用いて検討を行った。解析ではアンテナ設置位置を金属平板間中央に固定し平板間距離を変化する検討と、の平板間距離を定在波が発生する 1.44λ で固定し、アンテナ設置位置を変化する検討を行った。検討の結果、平板間距離が約 0.5λ 毎に定在波が発生し、定在波の腹の位置に強電界が発生する。強電界中にアンテナが位置した場合、電流値が減少するため、36 Ωモデルと比較して115 Ωモデルは大きくVSWR特性が劣化する。

これらの検討結果から、アンテナに対する金属板の近接方向や、アンテナの設置環境により、入力抵抗の低下または上昇が発生する事が明らかとなった。そのため、簡易な構成で入力抵抗の上昇または低下の両方に対応可能なアンテナを検討する必要がある。

第 4 章 入力インピーダンス切替型アンテナ

4.1 まえがき

3 章の検討で、アンテナの $-z$ 方向に金属板が近接する場合は電流値の増加による入力抵抗の低下、 $-y$ 方向に金属板が近接する場合は電流値の減少により入力抵抗が上昇する異なる影響がアンテナに発生する事が明らかとなった。本章では、これらの影響に対応するため、入力インピーダンスの切替を検討する。入力インピーダンスを調整可能なアンテナはこれまで様々な研究がなされている [39]-[46]。文献[39]-[43]は、バラクタダイオードまたはアンテナ素子の形状により入力インピーダンスの調整を行うが、共振周波数を変化することを目的としている。文献[44]-[46]は、ソフトウェアにより所望の周波数で入力インピーダンスの整合が行えるが、外部回路やコンピューターが必要となる。本研究では、共振周波数に大きな影響を与えず簡易的な手法で入力抵抗の調整を行いたい。一方、3 章で用いたステップアップ比による入力インピーダンスの調整は、共振周波数に大きな影響を与えずに入力抵抗を調整可能であるが、ステップアップ比はアンテナの素子形状に依存し、アンテナを作成後に調整が行えない。そこで、スイッチングによってアンテナ素子形状を変化し、ステップアップ比を調整可能なアンテナを検討する。具体的には、FMA に対する追加素子の接続を制御することでステップアップ比が切替可能な、入力インピーダンス切替型アンテナ(以下、切替型アンテナと呼称する)を提案する。

次に、使用環境に応じて所望の入力インピーダンス値が選択できるように、入力インピーダンス変化量の調整の検討を行う。調整方法としては追加素子の幅による調整手法と、追加素子の本数による調整手法を検討する。検討した入力インピーダンス変化量調整手法を使用して、切替型アンテナの入力インピーダンス設計および最適化を行う。

入力インピーダンスの設計を行った切替型アンテナを用いて、3.5 と同じ検討を行い切替型アンテナの効果を確認する。更に、直交する 3 面の金属壁に近接する設置環境も想定し切替型アンテナの効果を確認する。

本章では 4.2 で追加素子の接続による入力インピーダンスの切替を検討し、4.3 で設置する追加素子の数を増加させ入力インピーダンスの可変アンテナを検討する。4.4 で切替型アンテナの入力インピーダンスの設計を行い、4.5 では 3.5 で検討した直交する 2 面の金属壁に近接時の VSWR 特性の検討を行い、更に、4.6 で直交する 3 面の金属壁の近接時の VSWR 特性の検討を行う。4.7 で試作により解析結果の妥当性を確認し、4.8 で本章のまとめを行う。

4.2 追加素子の接続による入力インピーダンスの切替

入力インピーダンスの切替方法として、FMA に対して追加素子の接続を制御する方法で実現可能かを検討する。まず、アンテナに対して追加素子を接続することで高インピーダンス化が可能かを確認する。次に、追加素子の接続をスイッチング素子で制御することによって、入力インピーダンスの切替が可能かを検討する。

4.2.1 アンテナ構成

検討に使用する切替型アンテナの構造を図 4.1 に示す。表 4.1 にアンテナのパラメータを示す。 λ は 2.4 GHz の波長とする。切替型アンテナは FMA に追加素子の AE_1 を接続する構造である。FMA は 36Ω モデルを参考に設計するが、 AE_1 を 36Ω モデルの短絡側の素子に接続すると、設置位置がグランド板の外になってしまう。そのため、2 つのストリップの給電点とグランド板への短絡点を入れ替えた。FMA は幅 w_1 の FE_1 と幅 w_2 の FE_2 の 2 本の金属ストリップで構成する。 FE_1 と FE_2 の全長は $l+h$ で、低背化のため高さ h で折り曲げられている。2 本の金属ストリップの一端は幅 w_1 長さ s_1 の金属ストリップで接続する。他端は FE_1 が給電点に接続し、 FE_2 がグランド板に接続する。 AE_1 は FE_2 近傍に s_2 の距離を空けて設置する。 AE_1 は図 4.1 に赤色で示すスイッチング素子 SW_1 と SW_2 を介して FE_2 及びグランド板に接続する。スイッチング素子のサイズは SW_1 が幅 w_1 、長さ s_2 、 SW_2 が幅 w_3 、長さ 0.008λ とする。 AE_1 と FMA はスイッチング素子が ON 状態で電氣的に接続され、OFF 状態で電氣的に切断する。なお、本検討ではスイッチング素子、および ON 状態と OFF 状態は導体部品の有無で代替する。グランド板サイズは 36Ω モデルと同じ $0.64\lambda \times 0.4\lambda$ とし、グランド板の端部にアンテナ素子を設置する。アンテナの材料は銅とする。

なお、給電点の入れ替えによる影響の確認として、3 章で検討した 36Ω モデルと図 4.1 で示すモデルで、 AE_1 を除いた FE_1 と FE_2 のみで構成する FMA の金属近接時の VSWR 特性を比較する。 FE_1 と FE_2 のみで構成する FMA は給電点の入れ替えにより、2.4 GHz の入力インピーダンスは $44.8 - j0.3 \Omega$ に変化した。金属の近接方向は 3 章で検討した $-x$ 方向、 $-y$ 方向、 $-z$ 方向の 3 条件で、検討する。解析結果を図 4.2 に示す。両モデルの VSWR 特性を比較の結果、概ね同傾向を示しており、給電点の入れ替えにより大きな影響が無いことを確認した。

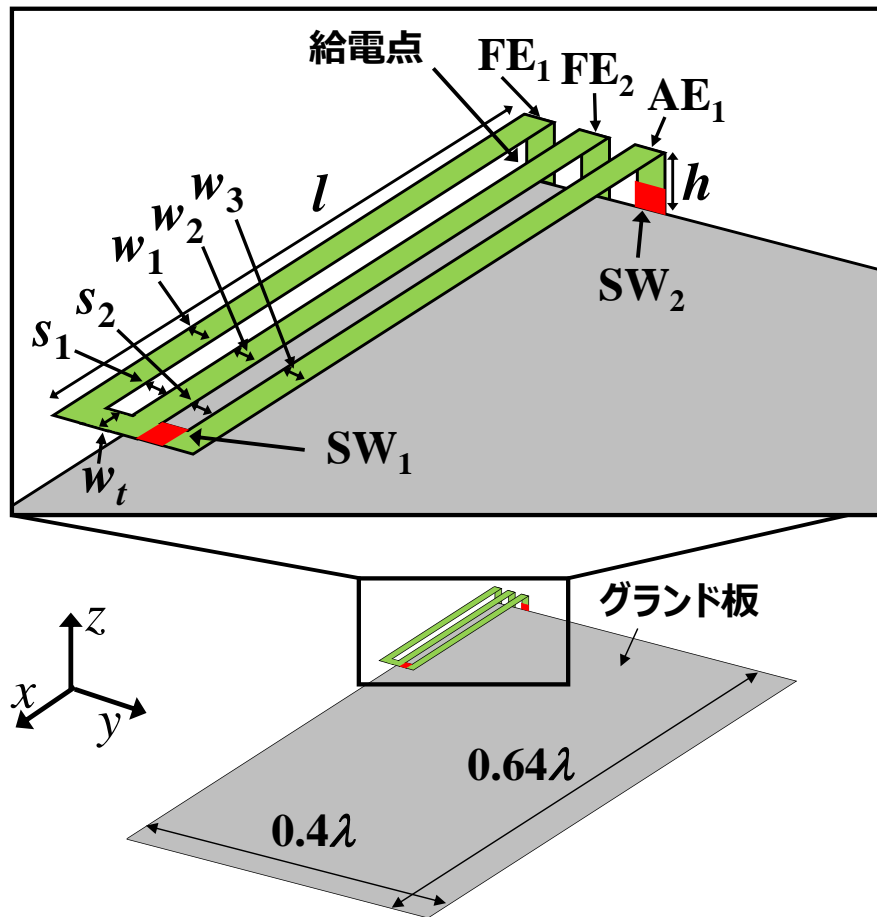


図 4.1 アンテナ構造.

表 4.1 アンテナパラメータ.

w_1	w_2	w_3	w_t	s_1	s_2	l	h
0.008λ	0.008λ	0.008λ	0.008λ	0.008λ	0.008λ	0.211λ	0.024λ

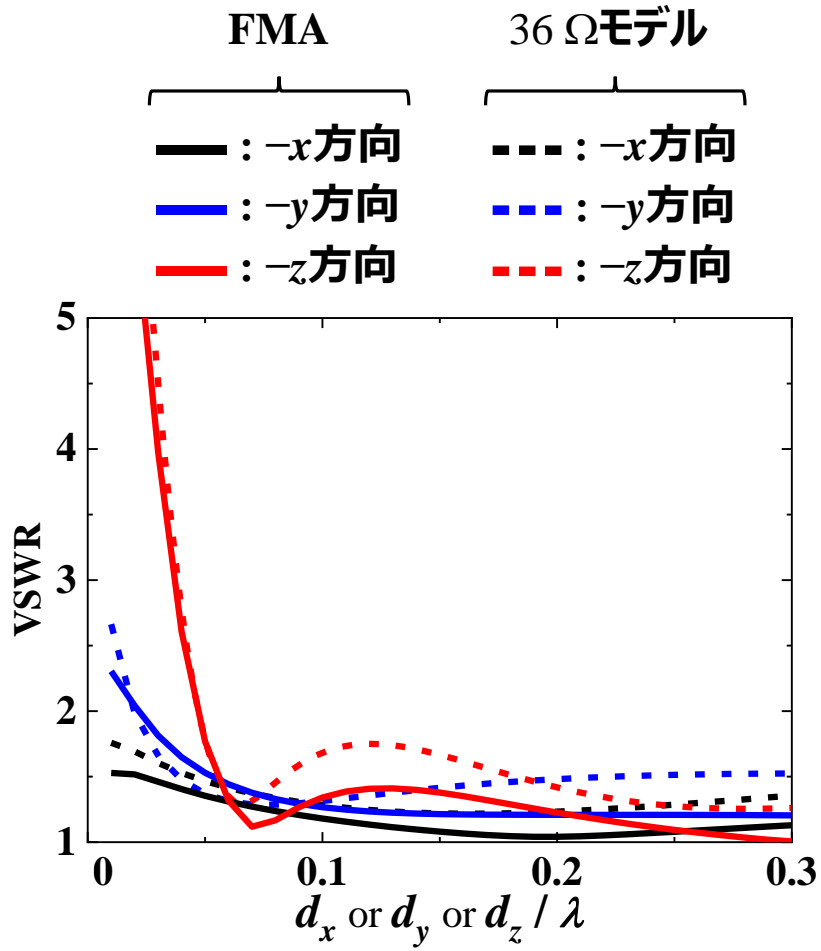


図 4.2 給電点入替による VSWR 特性への影響.

4.2.2 追加素子の接続による高インピーダンス化検討

FMA に対して追加素子の接続による高インピーダンス化が可能かを検討する。検討に使用するアンテナは、図 4.1 に示すモデルで SW_1 及び SW_2 のスイッチング素子の使用を想定せず、FMA と AE_1 を導体部品で電氣的に接続する。FMA の短絡素子側に AE_1 を接続することで、FMA の短絡素子幅を等価的に拡大し、ステップアップ比の上昇によって高インピーダンス化を図る。図 4.3 に自由空間内に設置したアンテナのインピーダンス特性の解析結果を示す。提案する FMA + AE_1 モデルの結果は赤線で示す。また、比較対象として本節で提案するモデルから AE_1 を削除した FE_1 と FE_2 で構成する FMA 単体の結果を黒線で示す。2.4 GHz の周波数の位置は黒丸で示しており、入力インピーダンス値は FMA 単体が $42.6 - j0.4 \Omega$ に対して FMA + AE_1 モデルは $69.8 + j0.8 \Omega$ となっており、追加素子の接続により入力抵抗を上昇可能であることを確認した。このとき、リアクタンス成分の変動はわずかで、共振周波数に大きな影響を与えない。また、FMA + AE_1 モデルの 2.4 GHz の電流分布は図 4.4 に示す通り、アンテナ素子部で同相に流れ追加素子を接続してもアンテナモードの動作を維持している。検討結果より、FMA に対して追加素子を接続することで高インピーダンス化が可能であることを確認した。

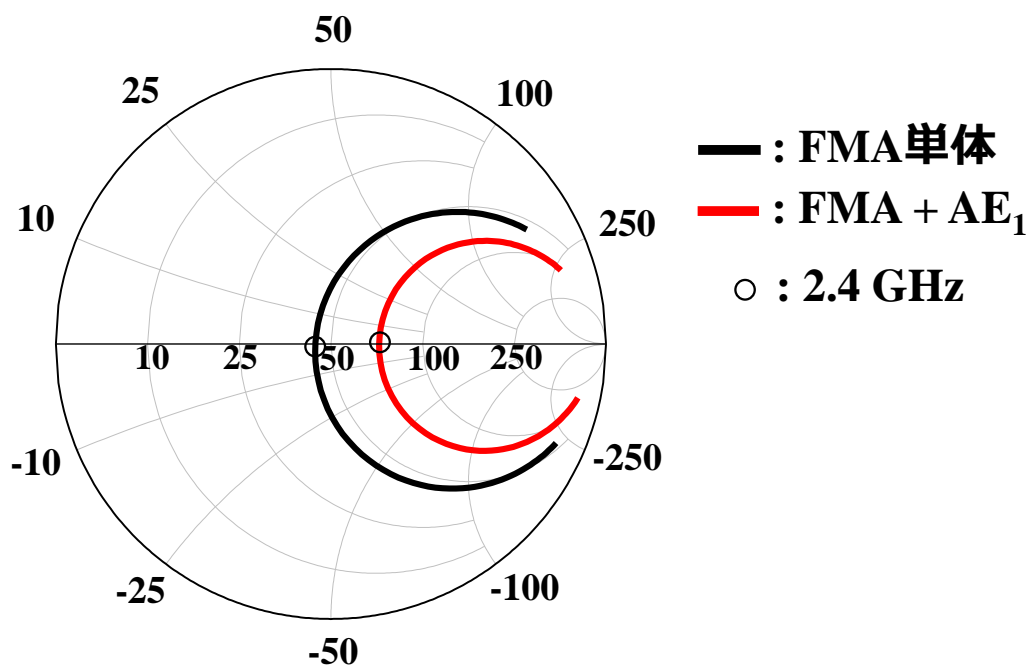


図 4.3 インピーダンス特性.

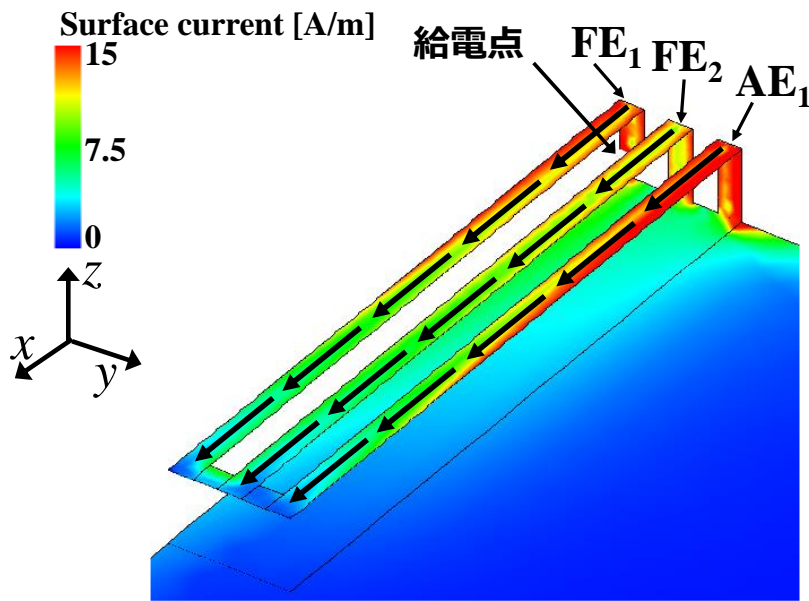


図 4.4 アンテナ素子部の電流分布(2.4 GHz).

4.2.3 スイッチング素子による追加素子の接続制御

4.2.2 で FMA に追加素子を接続することで高インピーダンス化が可能であることを確認した．本項ではスイッチング素子の導入で入力インピーダンスの切替が可能であるかを検討する．スイッチング素子は PIN ダイオード等の使用を想定している．アンテナは図 4.1 に示すモデルで， SW_1 及び SW_2 にスイッチング素子を使用する想定で，追加素子と FMA の接続を制御する．スイッチング素子はアンテナ素子先端部分の SW_1 と追加素子のグランド板付近 SW_2 の 2 箇所に設置し，それぞれ ON と OFF の 2 通りの状態がある．そのため，スイッチング素子の状態は全部で 4 通り存在することから，各スイッチング素子状態を反映した 4 種類のモデルを作成しインピーダンス特性の解析を行う．図 4.5 に作成した 4 種類のモデルのインピーダンス特性を示す．解析の結果，4 種類のモデルでそれぞれ異なるインピーダンス特性が得られた．

スイッチング素子が SW_1 と SW_2 共に OFF の状態のアンテナを L モデルと定義する．L モデルは両方のスイッチング素子が OFF 状態となっている為， AE_1 は電氣的に接続されておらず無給電素子として FMA の近傍に存在する．そのため，L モデルのインピーダンス特性は AE_1 の影響が懸念されることから，L モデルから AE_1 を取除き FE_1 と FE_2 のみで構成する FMA 単体と L モデルのインピーダンス特性を図 4.5 に示す．インピーダンス特性を比較の結果，両モデルのインピーダンス特性に大きな違いは無く，L モデルは無給電素子として存在する AE_1 の影響を受けずに FMA と同等の特性が得られることがわかった．L モデルの 2.4

GHz の入力インピーダンスは $42.9 + j1 \Omega$ となる。

スイッチング素子が SW_1 と SW_2 共に ON の状態のアンテナを H モデルと定義する。H モデルは両スイッチング素子が ON 状態となっている為、 AE_1 は電氣的に接続されている。そのため、 FE_1 と FE_2 で構成する FMA の短絡素子幅が $FE_2 + AE_1$ となり等価的に拡大することから、ステップアップ比の上昇によりアンテナの入力インピーダンスが増加する。図 4.6 に L モデルと H モデルのインピーダンス特性を示す。両モデルのインピーダンス特性を比較の結果、 SW_1 と SW_2 を同時に ON にして AE_1 を接続することで、高インピーダンス化が実現可能であることがわかる。また、2.4 GHz の入力インピーダンスは $69.1 + j0.8 \Omega$ となり、リアクタンス成分の変動はわずかで、共振周波数に大きな影響を与えない。

スイッチング素子が SW_2 のみ ON の状態のアンテナをモデル 3 と定義する。モデル 3 の AE_1 はグラウンド板に接続した無給電素子として FMA の近傍に存在する。2.4 GHz の入力インピーダンスは $47.9 - j7.6 \Omega$ であるが、2.54 GHz 付近に阻止帯域が発生する。

スイッチング素子が SW_1 のみ ON の状態のアンテナをモデル 4 と定義する。モデル 4 の AE_1 は FMA の先端に接続しており寄生素子として動作する。そのため、インピーダンス特性は大きく変動し、2.4 GHz の入力インピーダンスは $1018 + j43 \Omega$ となる。

以上の結果から、 SW_1 と SW_2 を同時に操作し、L モデルと H モデルを切替える事で、共振周波数に大きな影響を与えず入力インピーダンスの切替が可能であることが明らかとなった。

L モデルと H モデルのアンテナの放射パターンを図 4.7 に示す。L モデルと H モデルのアンテナを自由空間内に設置し 2.4 GHz の指向性利得の比較を行う。比較の結果、両モデルの放射パターンはほぼ一致し、追加素子の接続状態によって放射パターンへの大きな影響は発生しないことを確認した。

また、実際にスイッチング素子を導入して入力インピーダンスの切替を行うには、アンテナの設置環境において VSWR 値を検出する事が必要となる。VSWR 値の検出には方向性結合器を使用する事で検出が可能であるが VSWR 値には位相情報が含まれていない為、インピーダンスをどのように変化させれば VSWR 値が改善できるかの指標にはなり得ない。しかし、本項で検討した選択可能な入力インピーダンス値が少ない場合はランダム、もしくは各選択肢を順に切替を行い、最も VSWR 値が良い状態を選択することで、最適な状態に切替る事が可能となる。

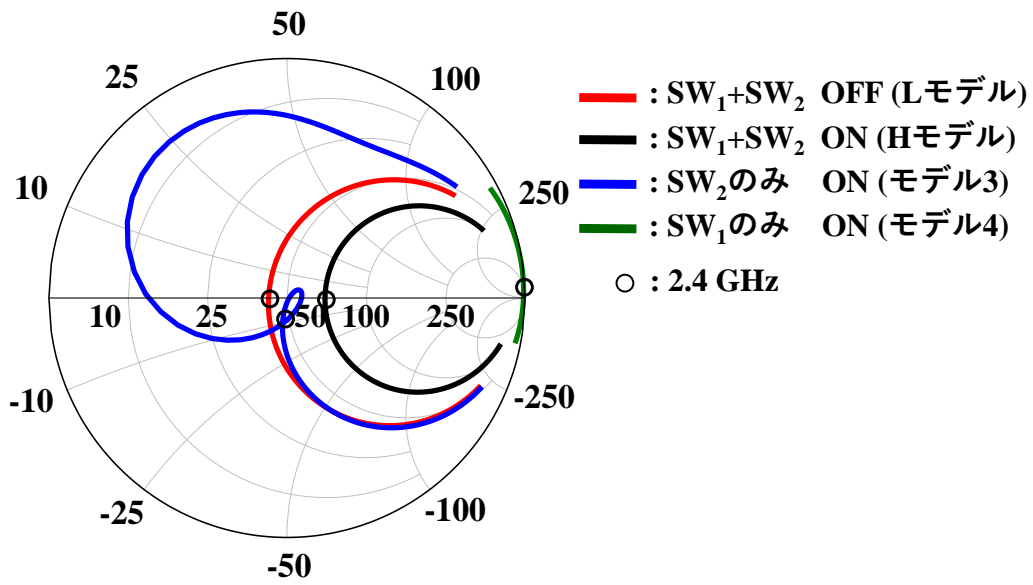


図 4.5 スイッチング素子の状態別インピーダンス特性.

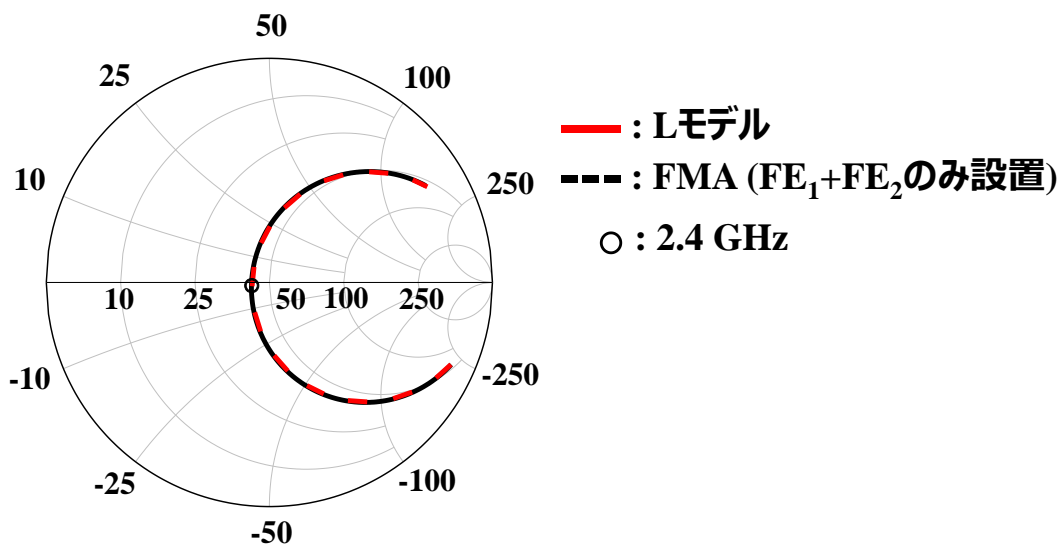


図 4.6 Lモデルのインピーダンス特性.

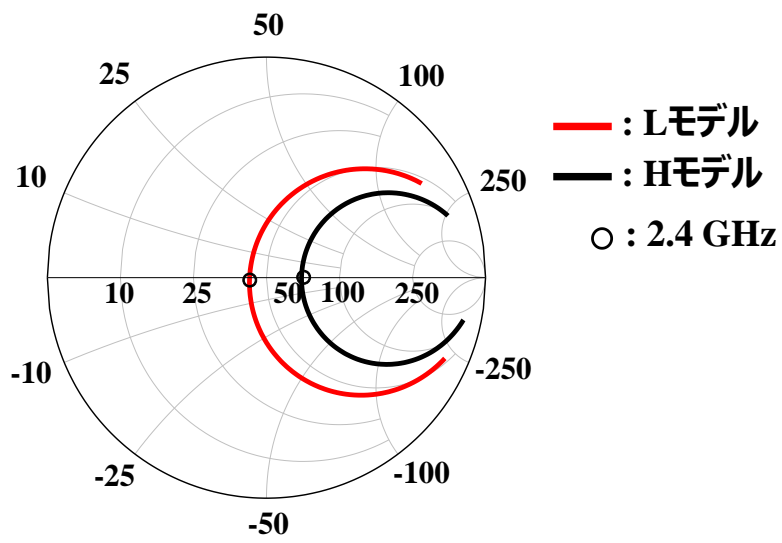


図 4.7 LモデルとHモデルのインピーダンス特性.

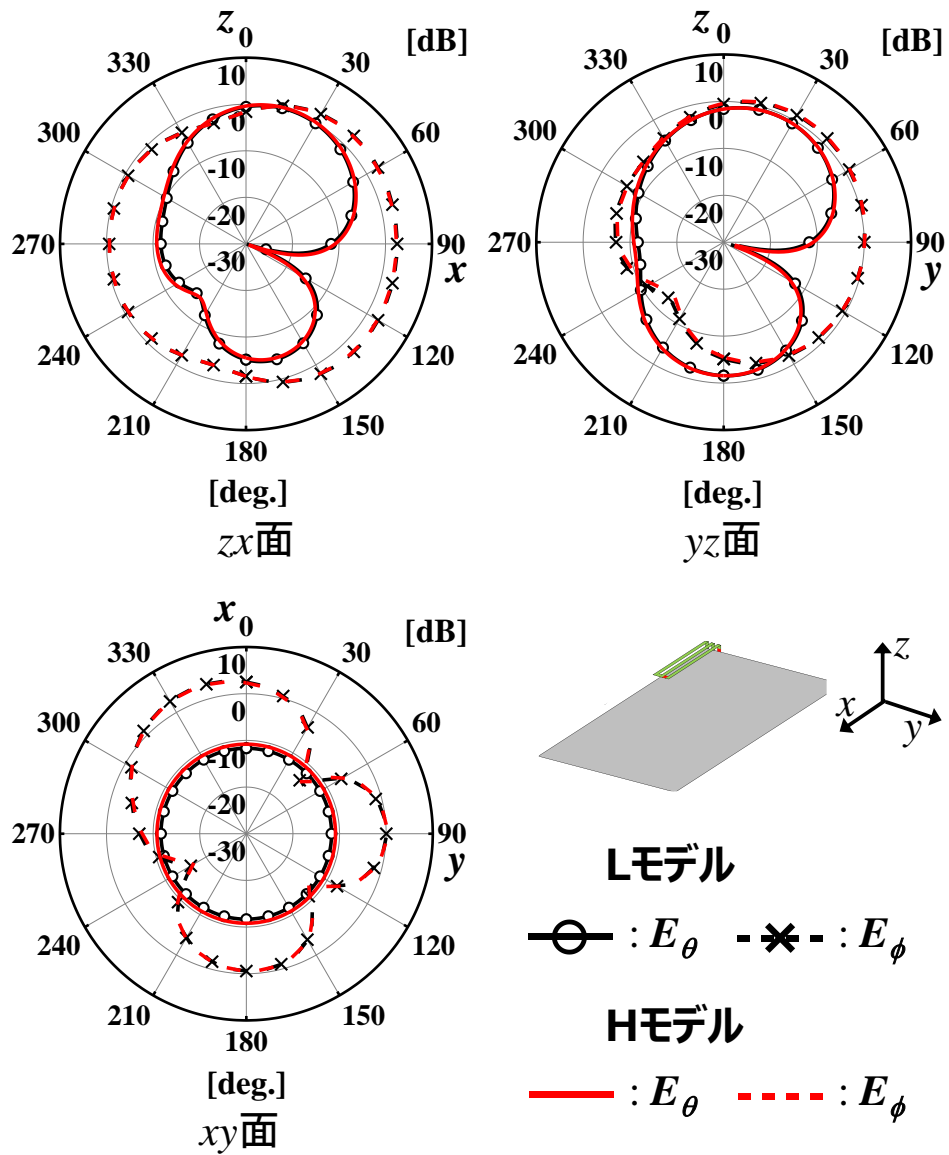


図 4.8 LモデルとHモデルの放射パターン.

4.2.4 追加素子幅による入力インピーダンスの変化量の調整

LモデルからHモデルに入力インピーダンスを切替時、入力インピーダンスの変化量が調整可能かを検討する。HモデルはFMAに対して AE_1 を接続することで、短絡素子の幅が拡大し入力インピーダンスが上昇する。そのため、 AE_1 の素子幅 w_3 で入力インピーダンスの変化量が調整可能かを検討する。アンテナはHモデルを使用し、 w_3 を 0.008λ から 0.06λ まで変化したときの2.4 GHzの入力インピーダンス特性を解析する。図4.9に解析結果を示す。2.4 GHzの入力インピーダンスは w_3 が 0.008λ のとき $69.1 + j0.8 \Omega$ を示し、 w_3 を 0.06λ まで変化すると $155 - j7.9 \Omega$ となる。 w_3 が 0.008λ から 0.06λ の解析範囲内での入力抵抗の増加率は、 w_3 が 0.001λ 増加すると入力抵抗はおよそ 1.65Ω 増加する。また、リアクタンス成分は w_3 の増加に伴う変化はわずかである。これは、 w_3 の増加によって誘導性リアクタンスが増加するが、同時にアンテナ素子とグランド板間の対向する面積が大きくなり、キャパシタンスの増加によって、容量性リアクタンスも増加するためである。

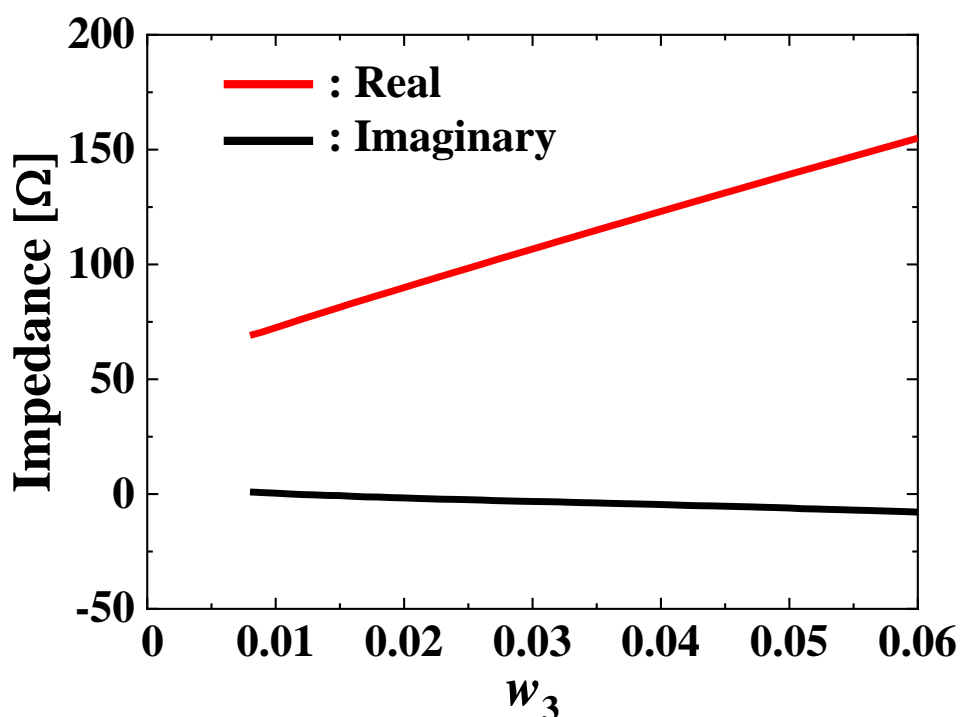


図4.9 w_3 変化時の入力インピーダンス特性(2.4 GHz).

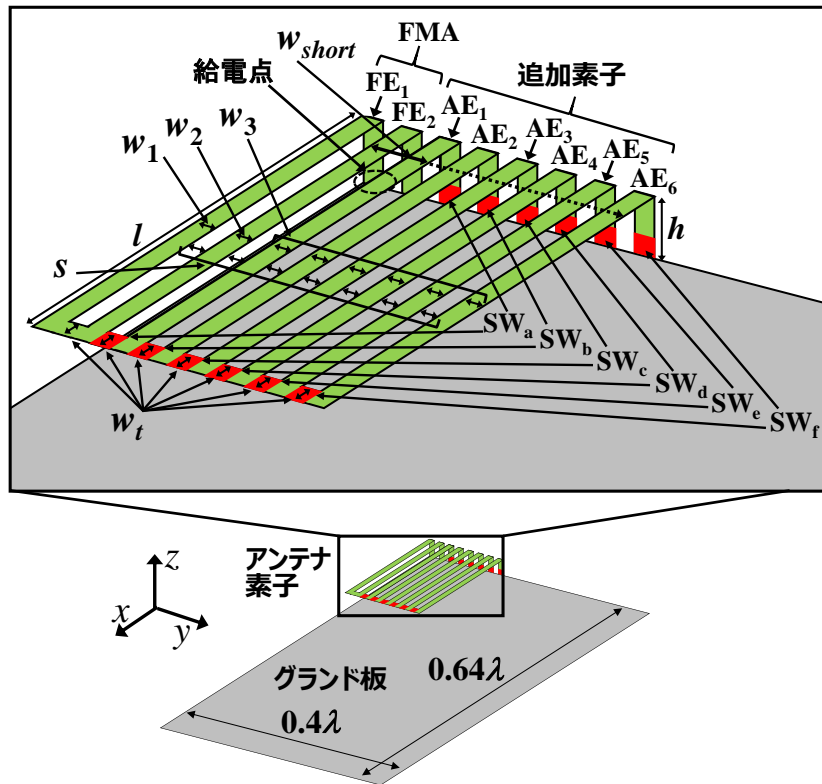
4.3 複数の追加素子による入力インピーダンスの可変

入力インピーダンスの変化量の調整方法として、追加素子の接続数による調整が可能かを検討する。4.2 の検討で FMA に対して追加素子を 1 本接続する方法により入力インピーダンスの上昇が可能となり、さらに接続する追加素子の幅によって、入力インピーダンスの変化量が調整可能であることを示した。本節では FMA と接続する追加素子の本数によって入力インピーダンスを調整可能かを検討する。また、検討するアンテナは接続する追加素子の本数と接続の制御によって、段階的に入力インピーダンスが切替えられる入力インピーダンス可変アンテナ(以下、可変アンテナと呼称する)が実現可能となる。

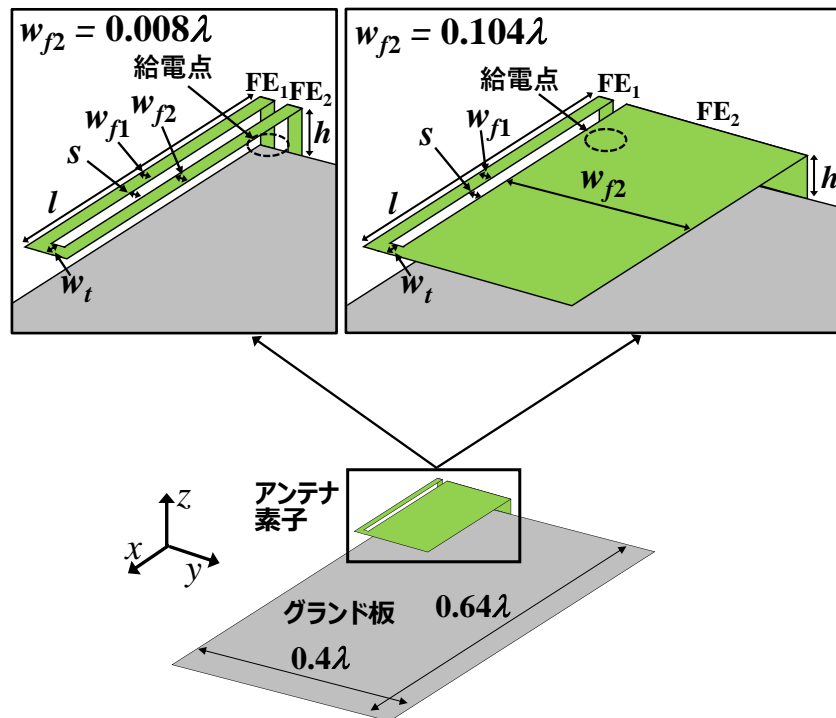
また、FMA に対して追加素子を複数接続するアンテナ構造に対して Characteristics mode analysis (CMA)を用いた考察も行う。CMA は構造が持っている振動的な特性を求めるモーメント法を用いた解析手法で[45]、存在し得るモードを求める方法として利用される。複数のモードが存在する場合でも、それらを分離して求めることができるため、多共振アンテナの動作原理解明[48]-[49] やアンテナの最適化[50] に利用される。また、これらの解析方法は給電を必要としないため、整合の問題と切り離して設計することができる。そのため、筐体に取り付けるために最適な形状のアンテナを設計するためにも利用されている[51]-[53]。

4.3.1 アンテナ構成

アンテナ構造を図 4.10 に示す。図 4.10(a)に可変アンテナを示し、図 4.10(b)に比較対象として FE_1 と FE_2 で構成する FMA を示す。アンテナのパラメータは表 4.2 に示す。 λ は 2.4 GHz の波長とする。可変アンテナは図 4.1 で示す切替型アンテナの追加素子数を 6 本に増加した形状である。アンテナの短絡素子幅の合計を w_{short} と定義し、その幅は追加素子の接続状況に応じて FE_2 から AE_n までの幅となる。各追加素子の接続状態と w_{short} の値を表 4.3 に示す。 w_{short} の最大値は 0.104λ で、 AE_1 から AE_6 まで全ての追加素子が接続された状態である。また、4.2 の検討結果より入力インピーダンスを切替るためのスイッチング素子の操作は、各追加素子の先端部とグラウンド板部の同時操作とし、 AE_1 から AE_6 にそれぞれ設置する 2 つのスイッチング素子をまとめて、 SW_a から SW_f と定義する。なお、本検討におけるスイッチング素子の操作は、4.2 の検討と同様に導体部品の有無で代替する。



(a) 可変アンテナ.



(b) FMA.

図 4.10 アンテナ構造.

表 4.2 アンテナパラメータ.

w_n	w_{fn}	s_n	w_t	l	h
0.008λ	0.008λ	0.008λ	0.008λ	0.211λ	0.024λ

表 4.3 追加素子の接続状態と w_{short} の値.

追加素子の 接続状態	w_{short}
接続無	0.008λ
AE ₁	0.024λ
AE ₁ to AE ₂	0.04λ
AE ₁ to AE ₃	0.056λ
AE ₁ to AE ₄	0.072λ
AE ₁ to AE ₅	0.088λ
AE ₁ to AE ₆	0.104λ

4.3.2 アンテナ特性

表 4.3 に示す各追加素子の接続状態に応じて w_{short} の値が異なる 7 種類の可変アンテナの解析モデルを作成し、アンテナ特性の解析を行う。同様に、比較対象とする FMA も w_p の値を w_{short} に合わせた 7 種類の解析モデルを作成し、アンテナ特性の解析を行う。図 4.11 に w_{short} と w_p 変化時の 2.4 GHz の入力インピーダンス特性を示す。解析の結果、可変アンテナの 2.4 GHz の入力インピーダンスは追加素子の接続が無い $w_{short} = 0.008\lambda$ のとき、 $41.9 + j1.4 \Omega$ を示し、全ての追加素子が接続されている $w_{short} = 0.104\lambda$ のとき、 $182.5 + j1.3 \Omega$ を示す。図 4.12 に 2 GHz から 2.8 GHz の入力インピーダンス特性を示す。これらの結果から、追加素子の接続数によって w_{short} の値を変更することで、入力抵抗を段階的に調整可能であることを確認した。また、リアクタンス成分の変化はわずかであり、この理由は 4.2.5 の検討結果と同様に、追加素子を接続することで誘導性リアクタンスと容量性リアクタンスが同時に増加するためである。図 4.13 に可変アンテナと FMA の 2.4 GHz の電流分布を示す。可変アンテナは $w_{short} = 0.008\lambda$, $w_{short} = 0.056\lambda$, $w_{short} = 0.104\lambda$ の電流分布を示す。FMA は $w_p = 0.104\lambda$ の電流分布を示す。電流分布を確認の結果、可変アンテナは追加素子の接続数が増加しても FMA と同様にアンテナモードでの動作を維持している。図 4.14 に 2.4 GHz の放射パターンを示す。可変アンテナと FMA の w_{short} と w_p が 0.104λ のときの指向性利得を比較

した結果、可変アンテナはFMA とほぼ同じ放射パターンを有する事がわかった。これらの結果から、スイッチング素子の OFF 状態によって発生する電氣的に接続されていない追加素子についても、4.2.3 の検討結果と同様にアンテナの動作に大きな影響を与えていないことがわかる。したがって、可変アンテナの入ピーダンス特性は FMA と同傾向の特性を有する事がわかった。

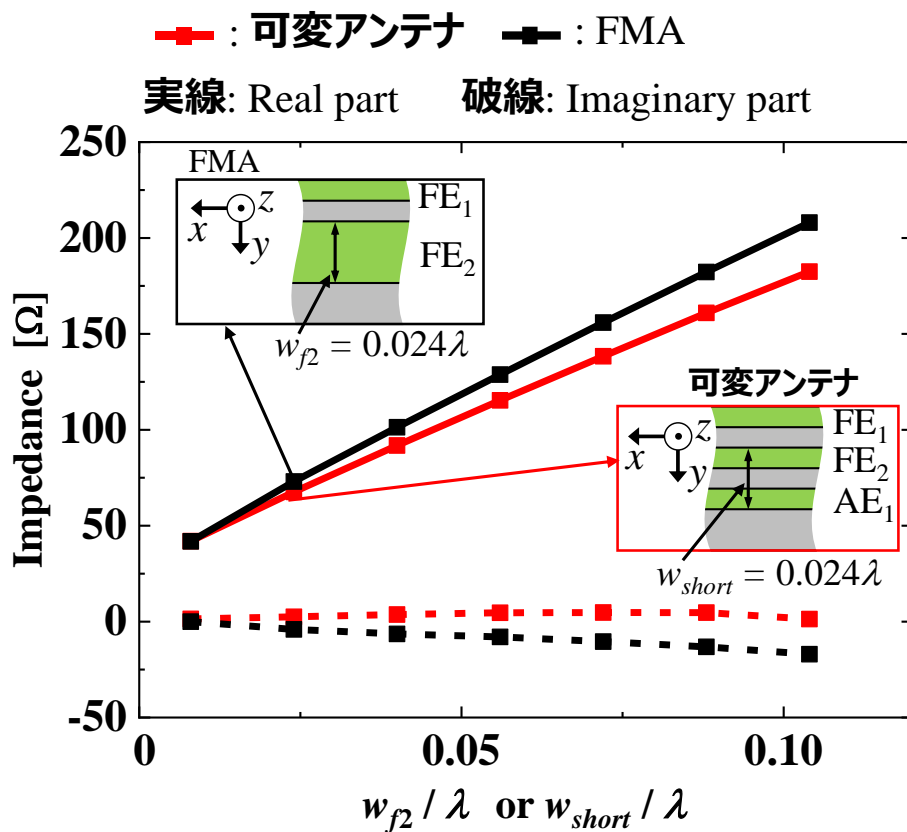


図 4.11 w_{short} と w_{f2} 変化時の 2.4 GHz の入力インピーダンス特性.

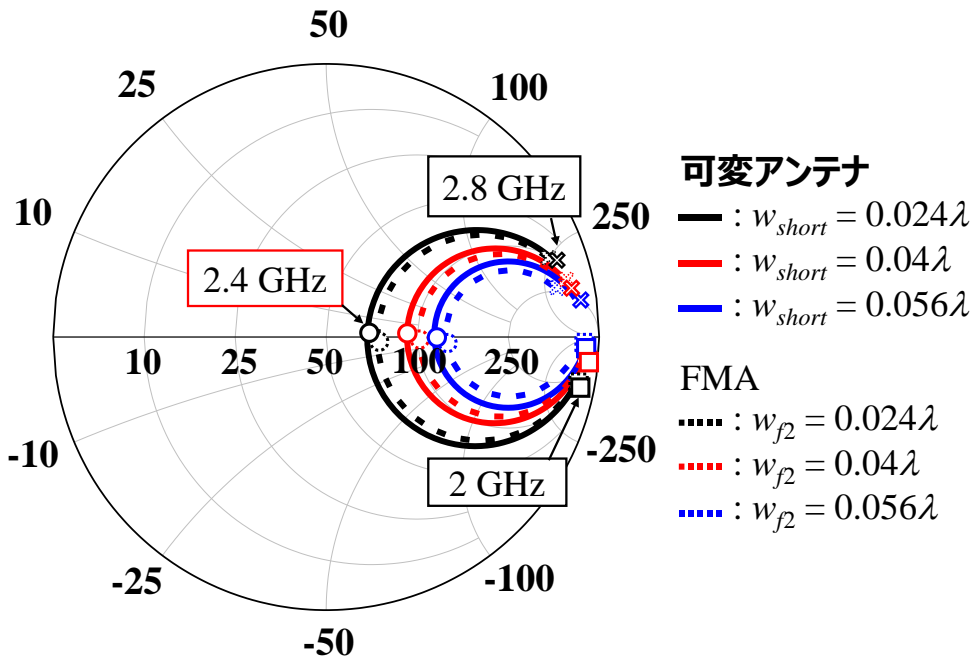


図 4.12 各 w_{short} と w_{f2} における入力インピーダンス特性.

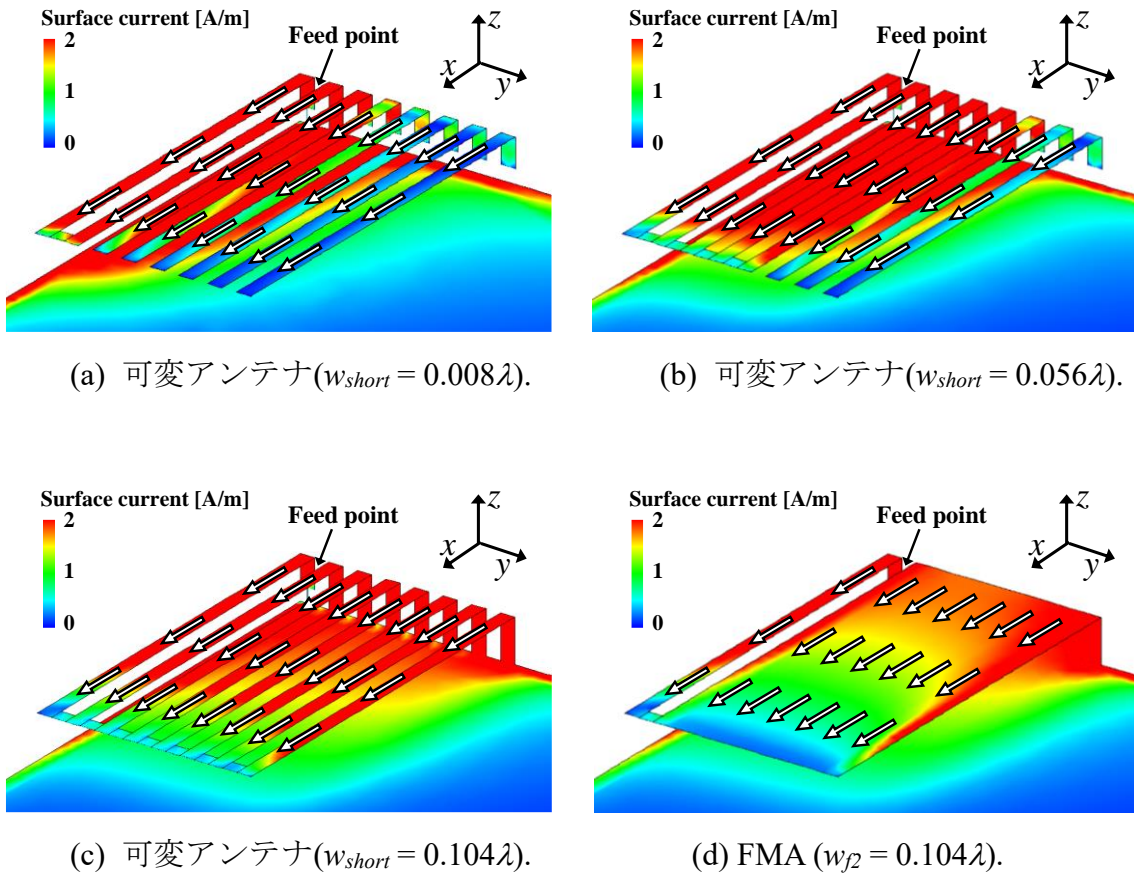


図4.13 電流分布.

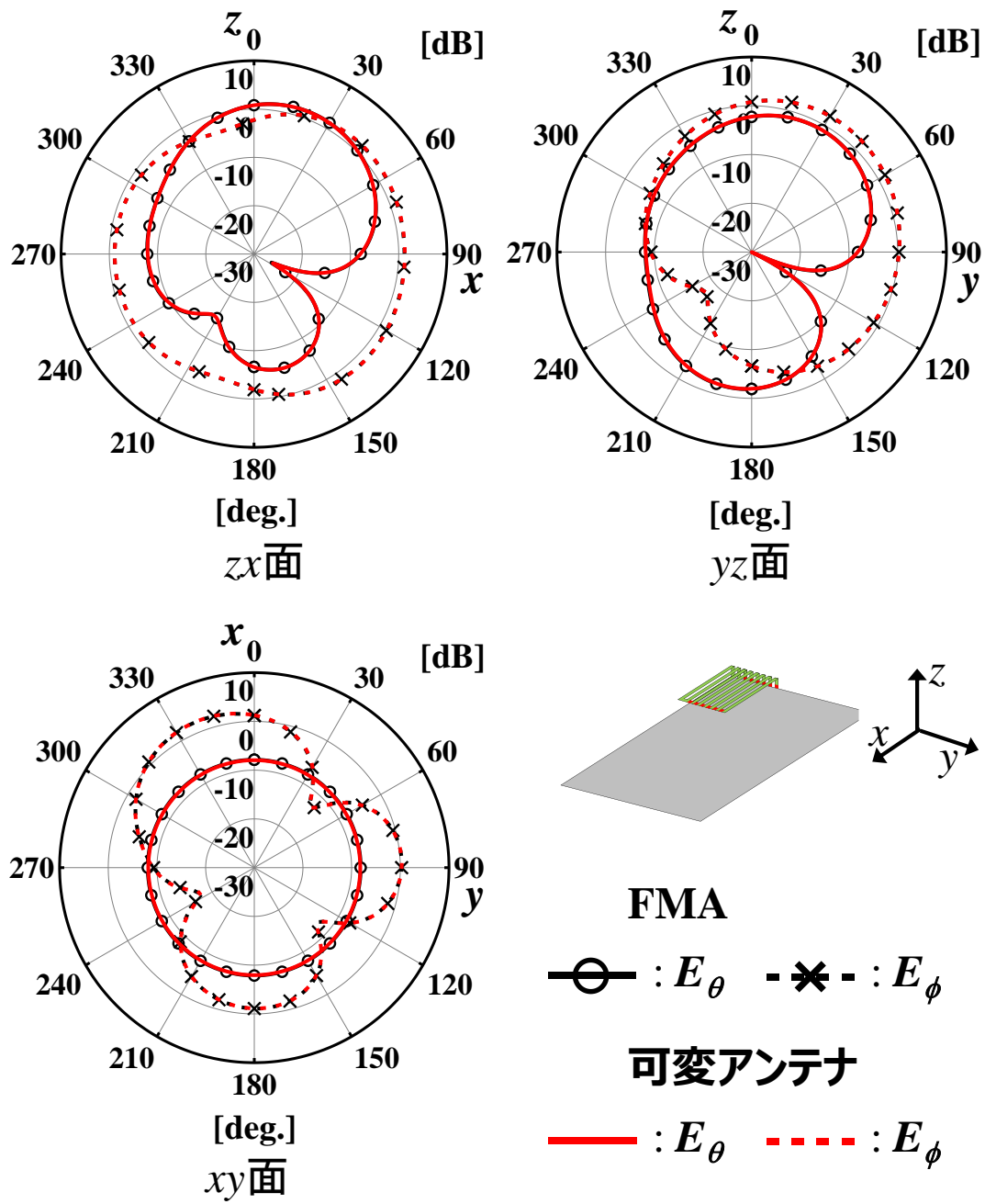


図 4.14 2.4 GHz の放射パターン.

4.3.3 CMA による考察

4.3.2 ではモーメント法による解析で、可変アンテナと FMA がほぼ同じアンテナ特性を有することを確認した。本項では両アンテナが同じ動作モードを有することを確認するため、CMA を利用してアンテナの構造から考察を行う。図 4.15 に可変アンテナと FMA の Modal significance (MS) 特性を示す。解析範囲は 1 GHz から 3.5 GHz まで解析を行った。その結果、解析範囲内に 3 モード発生する事を確認した。モード 1 は 1.6 GHz 付近、モード 2 は 2.4 GHz 付近、モード 3 は 3.3 GHz 付近でそれぞれ発生し、両モデルの MS 特性はほぼ一致する。図 4.16 に両モデルにおける各モードの電流分布を示す。電流分布より、両モデルともモード 1 とモード 3 はアンテナのグランド板に起因するモードで、モード 2 はアンテナ素子部に起因するモードである。また、2.4 GHz においてはモード 2 が最も支配的なモードとなっている。これらの CMA による解析結果から、可変アンテナの構造は FMA とほぼ同じ動作モードを有する構造であることが確認できた。

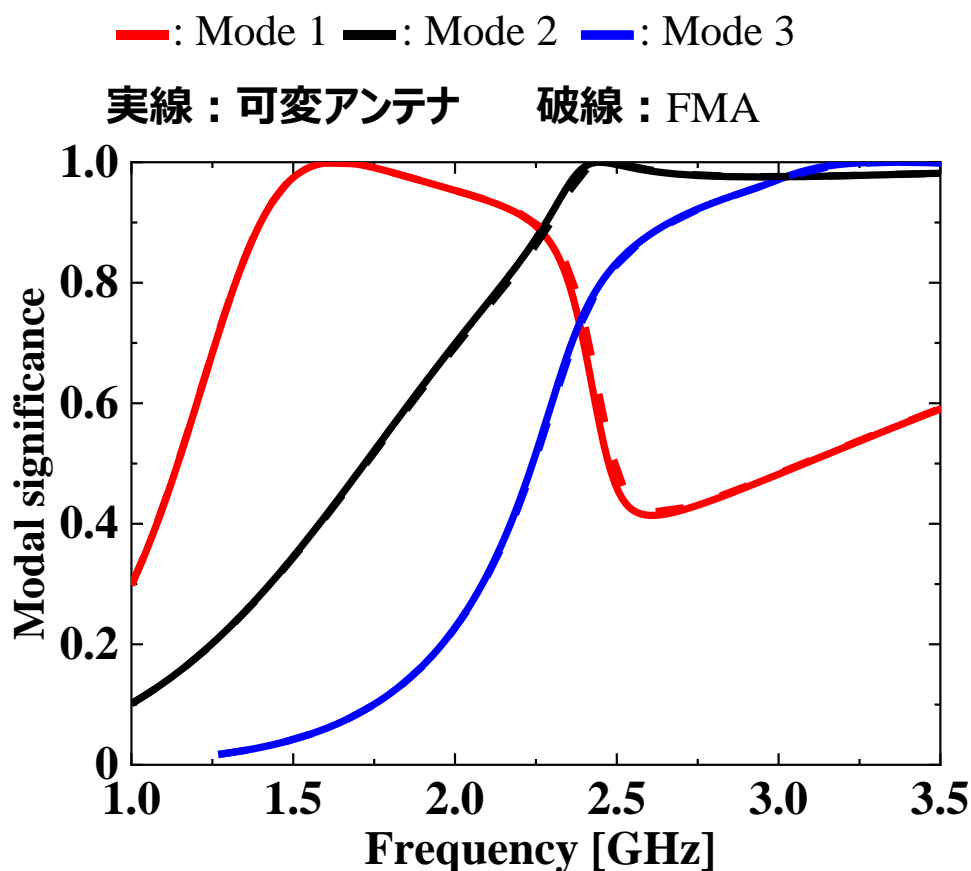
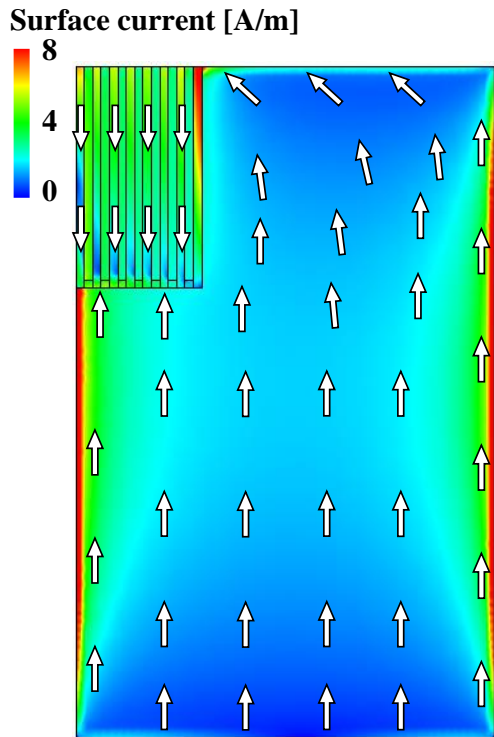
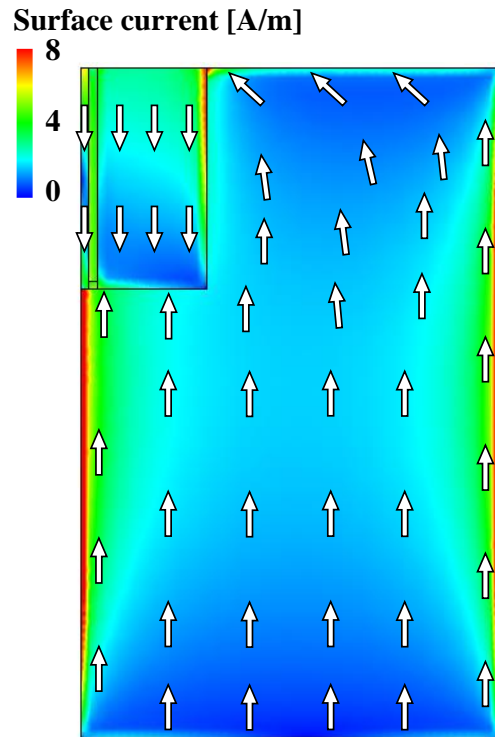


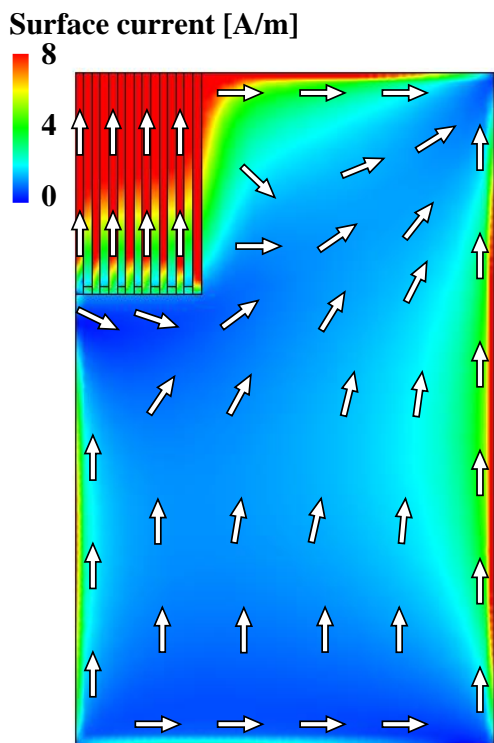
図 4.15 MS 特性.



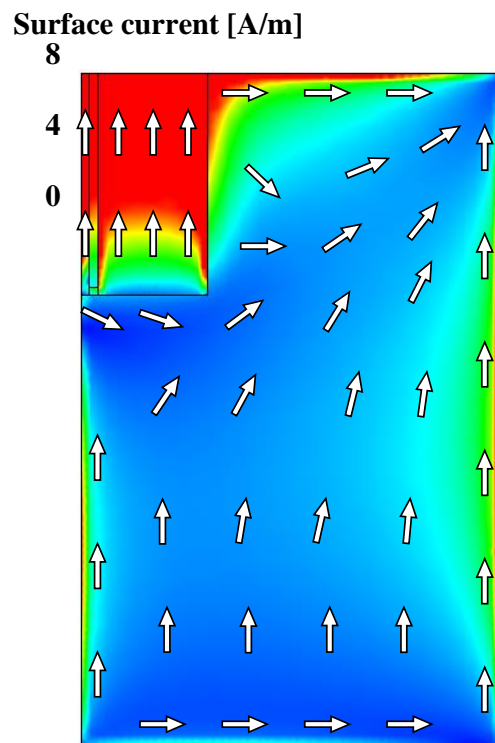
(a) 可変アンテナのモード 1
(1.6 GHz).



(b) FMA のモード 1
(1.6 GHz).



(c) 可変アンテナのモード 2
(2.4 GHz).



(d) FMA のモード 2
(2.4 GHz).

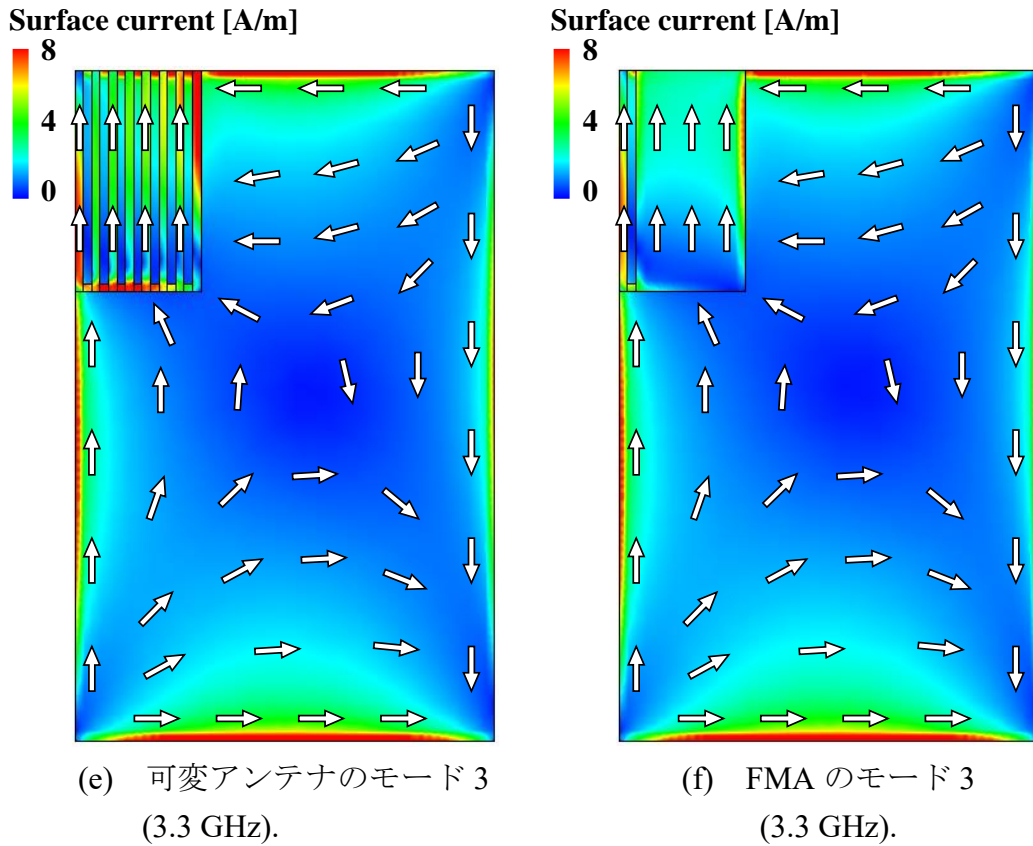
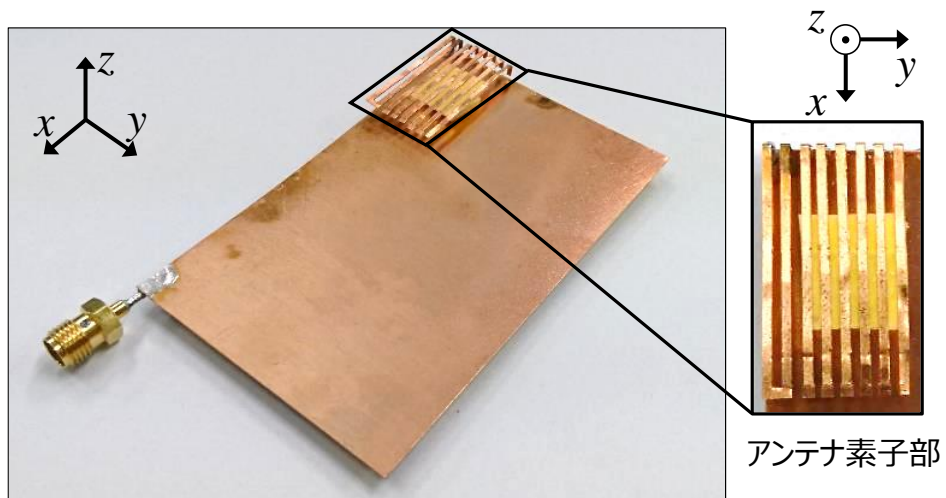


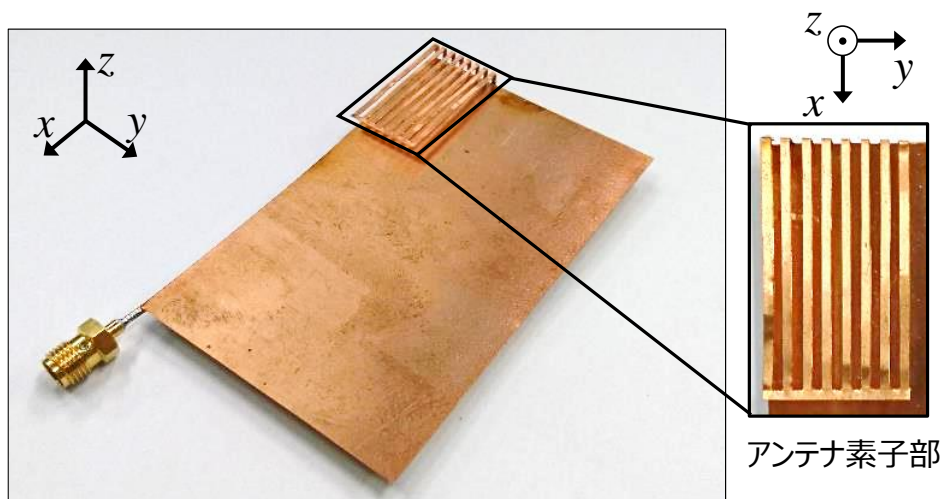
図 4.16 各モードの電流分布.

4.3.4 測定結果

可変アンテナの試作および測定を行い解析結果の妥当性を確認する. 図 4.17 に試作モデルを示す. 試作は $w_{short}=0.008\lambda$ と $w_{short}=0.104\lambda$ のモデルで実施した. 図 4.18 で入力インピーダンス特性の解析結果と実測結果を比較する. 2.4 GHz の入力インピーダンス値は $w_{short}=0.008\lambda$ のとき, 解析結果が $41.9+j1.4\ \Omega$ に対して実測結果は $41-j1.5\ \Omega$ となった. $w_{short}=0.104\lambda$ のとき, 解析結果が $182.5+j1.3\ \Omega$ に対して実測結果は $182.4+j1.3\ \Omega$ となった. 図 4.19 で放射パターンの解析結果と実測結果を比較する. 実測結果は解析結果と似た傾向を示した. 以上の結果から, 実測結果は解析結果と同様な結果を得ることができ, 解析結果の妥当性を確認した.



(a) $w_{short} = 0.008\lambda$.



(b) $w_{short} = 0.104\lambda$.

図4.17 試作アンテナ.

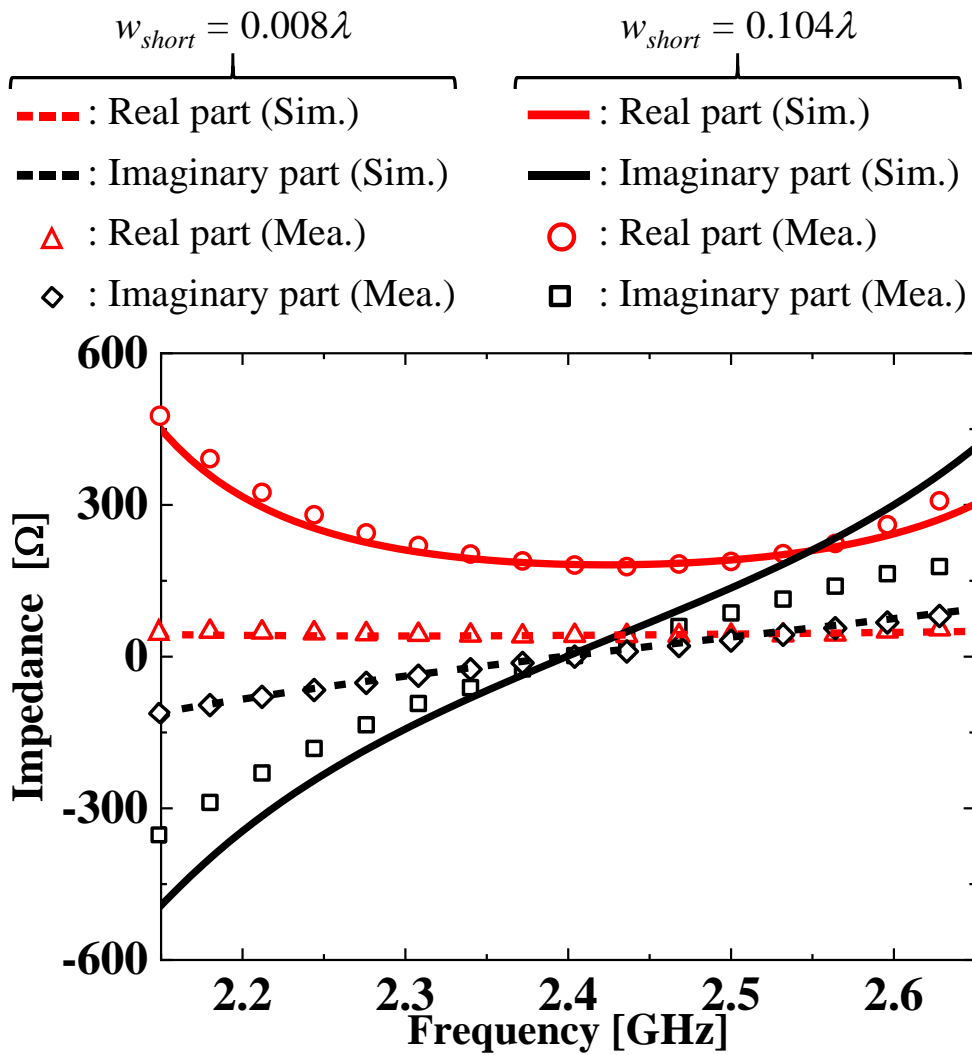


図4.18 入力インピーダンス特性の解析結果と実測結果.

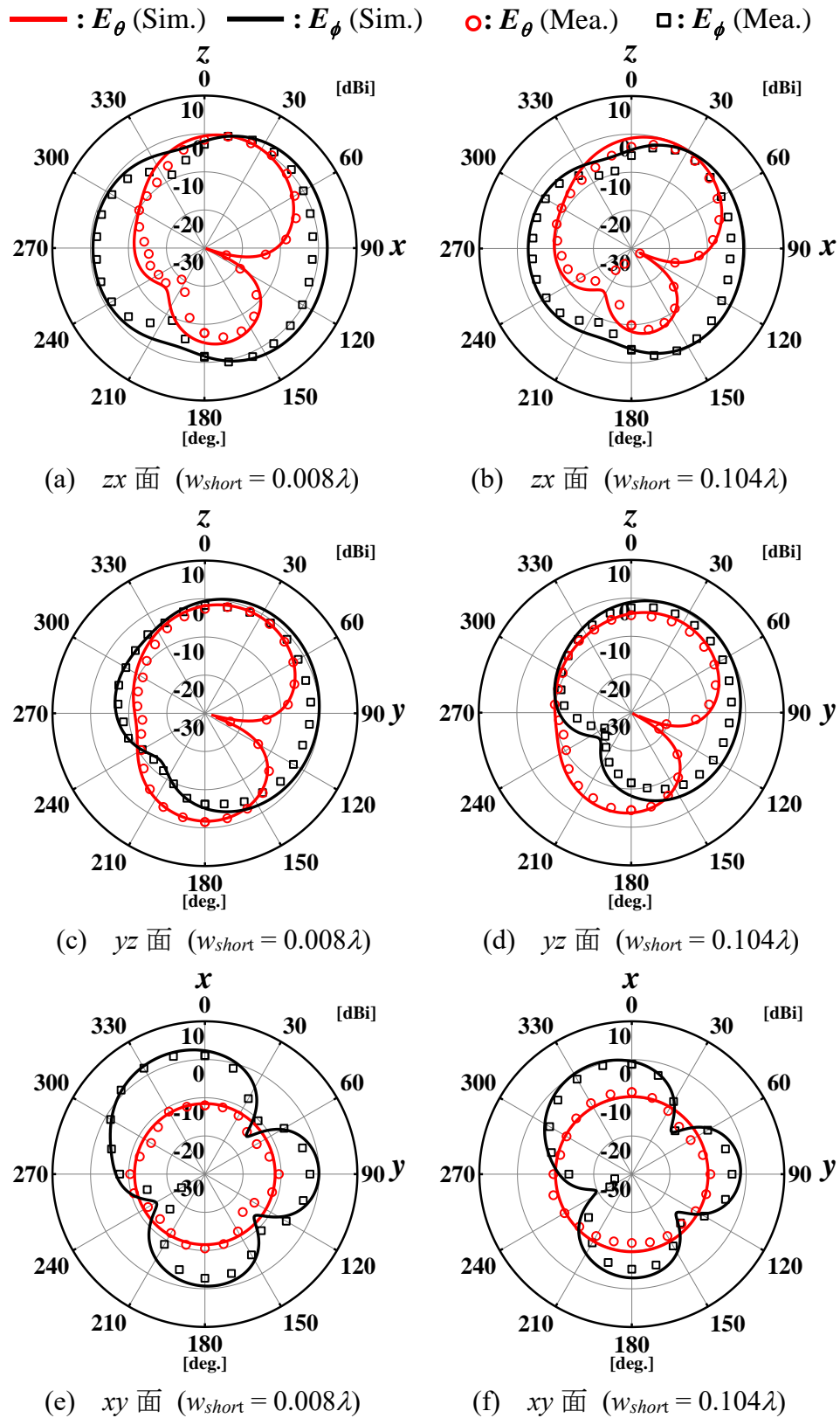


図 4.19 2.4 GHz の放射パターンの解析結果と実測結果.

4.4 切替型アンテナの入力インピーダンス調整

4.3 までの検討で入力インピーダンス切替型アンテナが実現可能であることを確認した。本節では、所望の入力インピーダンス値の切替を実現するため、切替型アンテナの入力インピーダンスの調整を行う。アンテナは 4.2 までの検討と同様に FMA 近傍に追加素子を 1 本設置し、2 種類の入力インピーダンスを切り替えられる構造とする。次に、切替を行う 2 種類の入力インピーダンス値のうち、入力インピーダンス値が高いモデルの最適化を行い、 $VSWR \leq 3$ の基準値を満たすアンテナ設置位置の拡大を狙う。

4.4.1 L モデル及び H モデルの設計

図 4.1 で示す、FMA 近傍に追加素子を 1 本設置した構造のアンテナを用いて切替型アンテナの入力インピーダンスの設計を行う。設計目標は、3 章で検討した 36Ω モデルの $36.2 - j2.6 \Omega$ と 115Ω モデルの $115 - j16 \Omega$ のそれぞれ自由空間内における 2.4 GHz の入力インピーダンス値とする。設計には FE_1 と FE_2 によるステップアップ比の調整と、4.2.4 で検討した追加素子幅による入力インピーダンス増加量の調整方法を用いて行う。図 4.20 に設計したアンテナの構造を示す。表 4.4 にアンテナパラメータを示す。ここで、本項で設計したアンテナは給電線側の素子幅 w_1 と短絡線側の素子幅 w_2 を比較すると、 w_2 側を細くし入力インピーダンスが低下するように設計している。これは、本章で切替型アンテナを検討するにあたり FE_1 と FE_2 で給電点と短絡点を入れ替えた影響により、 w_1 と w_2 の素子幅を同じにすると 2.4 GHz の入力インピーダンスは $44.8 - j0.3 \Omega$ となり、 36Ω モデルの入力インピーダンス値を超えてしまう為である。設計したアンテナの入力インピーダンス特性は図 4.21 に示す通り。 2.4 GHz の入力インピーダンスは SW_1 と SW_2 を OFF にした状態で $35 + j8.2 \Omega$ 、 SW_1 と SW_2 を ON にした状態で $115.1 - j1.1 \Omega$ となる。ここで、 SW_1 と SW_2 を OFF にした状態の入力インピーダンスが低いモデルを L モデルと定義、 SW_1 と SW_2 を ON にした状態の入力インピーダンスが高いモデルを H モデルと定義する。設計した L モデルと H モデルを用いて、金属近接時の $VSWR$ 特性を解析する。解析条件はこれまでと同様にアンテナの $-z$ 方向に金属板が近接する条件で実施する。解析結果を図 4.22 に示す。 $VSWR \leq 3$ の基準値を満たす距離 d_z は L モデルで $d_z \geq 0.05\lambda$ 、H モデルで $d_z \geq 0.02\lambda$ となっている。そのため、 $d_z \geq 0.05\lambda$ では両モデルで基準値を満たす範囲が重複している。さらに、H モデルは $d_z = 0.01\lambda$ で $VSWR > 3$ となっている。そこで、自由空間内および入力抵抗が大きく低下しない環境では L モデルを使用し、H モデルをより高インピーダンスに設計することで、 $VSWR \leq 3$ の基準値を満たすアンテナ設置位置を拡大する事が可能と考える。

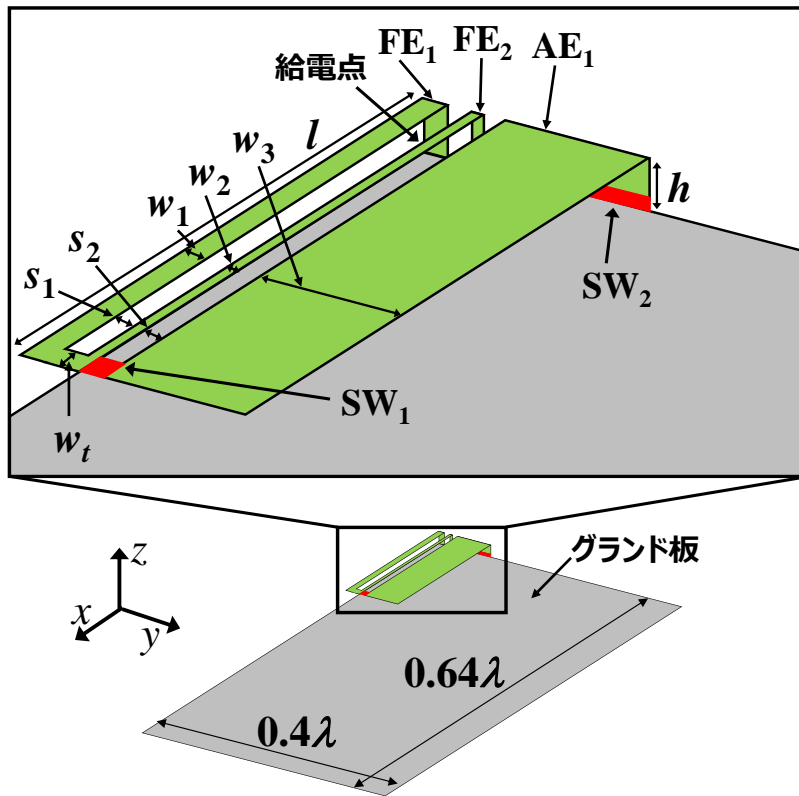


図 4.20 アンテナ構造.

表 4.4 アンテナパラメータ.

w_1	w_2	w_3	w_t	s_1	s_2	l	h
0.008λ	0.004λ	0.038λ	0.008λ	0.008λ	0.008λ	0.21λ	0.024λ

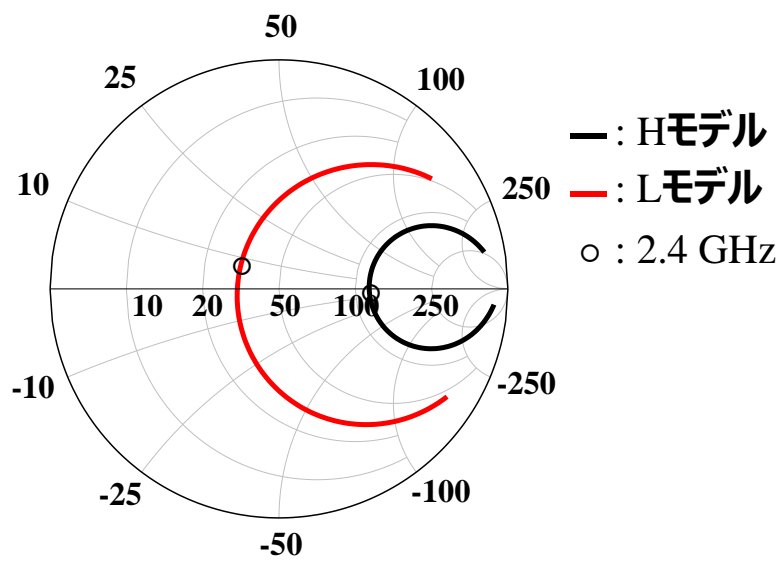


図 4.21 入力インピーダンス特性.

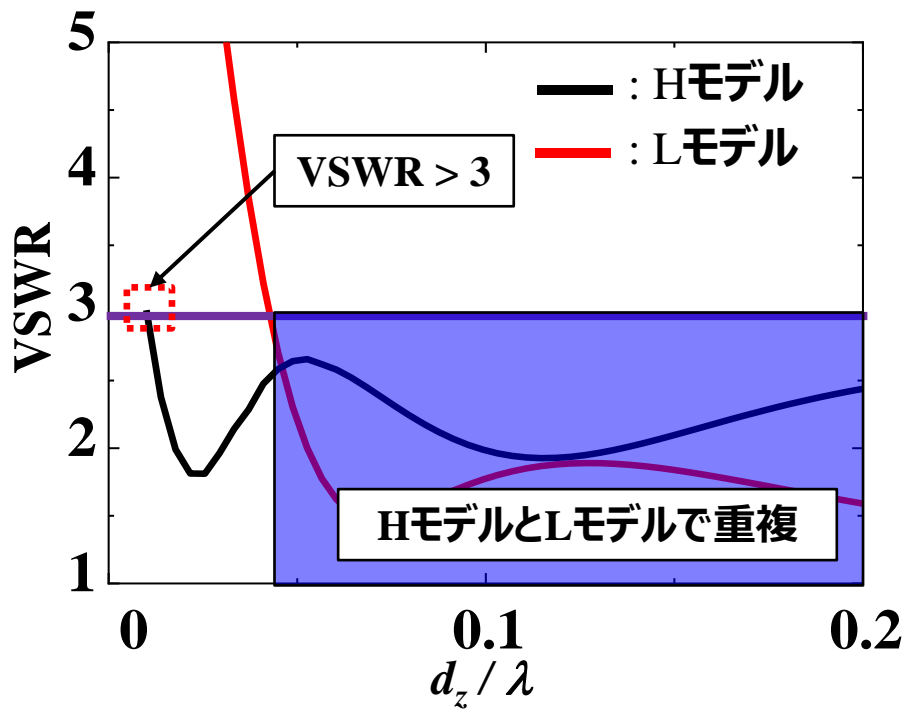


図 4.22 $-z$ 方向から金属板が近接時の VSWR 特性.

4.4.2 Hモデルの入カインピーダンスの最適化

Hモデルの入カインピーダンスの最適化検討を行う。設計条件として、VSWR ≤ 3 を満たすモデルがLモデルとHモデルで入れ替わる $d_z = 0.05\lambda$ 付近において、両モデルとも VSWR ≤ 3 を満たさない距離 d_z が存在しないよう Hモデルの入カインピーダンスを設計する。また、 $d_z = 0.01\lambda$ においても Hモデルで VSWR ≤ 3 を満たせる入カインピーダンス値にする。表 4.5 に w_3 変化時の 2.4GHz の入カインピーダンス値を示す。2.4.2 の検討と同様に、 w_3 の増加に伴い入カインピーダンスが上昇する。これらのモデルを用いて、 $-z$ 方向から金属板が近接時の 2.4 GHz の VSWR 特性を図 4.23 に示す。解析の結果、Hモデルの入カインピーダンス値を高く設計しすぎると、 $w_3 = 0.15\lambda$ としたモデルの VSWR 特性のように LモデルとHモデルの切替えによって VSWR ≤ 3 を維持できない距離 d_z や、 $d_z = 0.01\lambda$ 付近で再び VSWR > 3 となってしまう事がわかる。そこで、 w_3 を徐々に増加し $w_3 = 0.052\lambda$ のとき、LモデルおよびHモデルを設置環境により適切に切替えることによって、全ての d_z で VSWR ≤ 3 の基準値を満たす結果が得られた。以後、 $w_3 = 0.052\lambda$ のモデルをHモデルとして検討を行う。

表 4.5 w_3 変化時の入カインピーダンス.

w_3	入カインピーダンス (2.4 GHz)
0.038λ	$115.1 - j 1.1 \Omega$
0.052λ	$138 + j 3.3 \Omega$
0.15λ	$156 + j 29.5 \Omega$

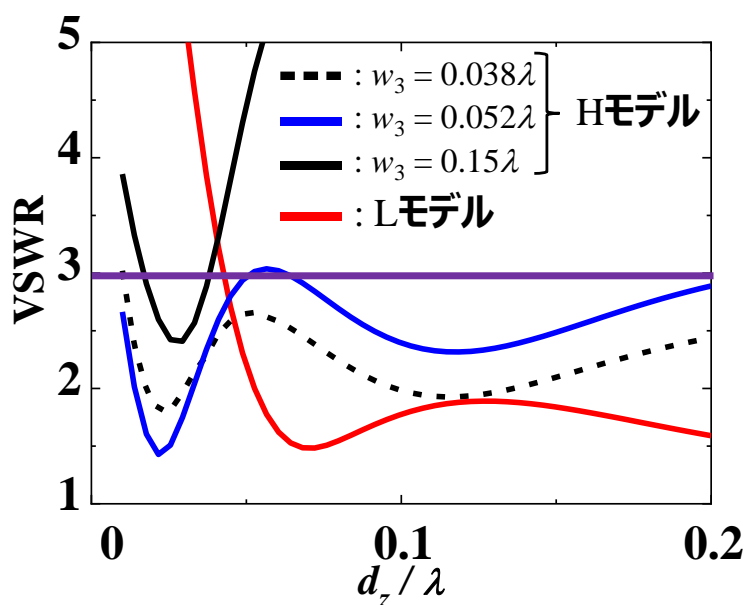


図 4.23 $-z$ 方向から金属板が近接時の VSWR 特性.

4.4.3 金属近接時の VSWR 特性の評価

設計した L モデルと H モデルの金属近接時の VSWR 特性の解析, および基準値で評価を行う. なお, 金属板の近接方向はこれまでの検討と同様のアンテナの $-x$ 方向, $-y$ 方向, $-z$ 方向の 3 方向の金属板に近接する条件とし, 金属板の近接は同時に 1 面のみとする. 解析結果の VSWR 特性を図 4.24 に示す. また, 表 4.6 に $VSWR \leq 3$ の基準値を満たすアンテナと金属板の距離をまとめた表を示す. 表には L モデルと H モデルの他に L モデル + H モデルとして, 各アンテナ設置位置でスイッチングを行う想定で, L モデルと H モデルの VSWR 値が良い方を選択したときの結果を示す. これらの結果より, $-z$ 方向の近接時の $d_z \leq 0.05\lambda$ の範囲で H モデルを選択し, その他の近接条件では L モデルを選択することで, いずれの近接方向においても解析距離の下限である 0.01λ まで $VSWR \leq 3$ の基準値を満たすことが可能となった.

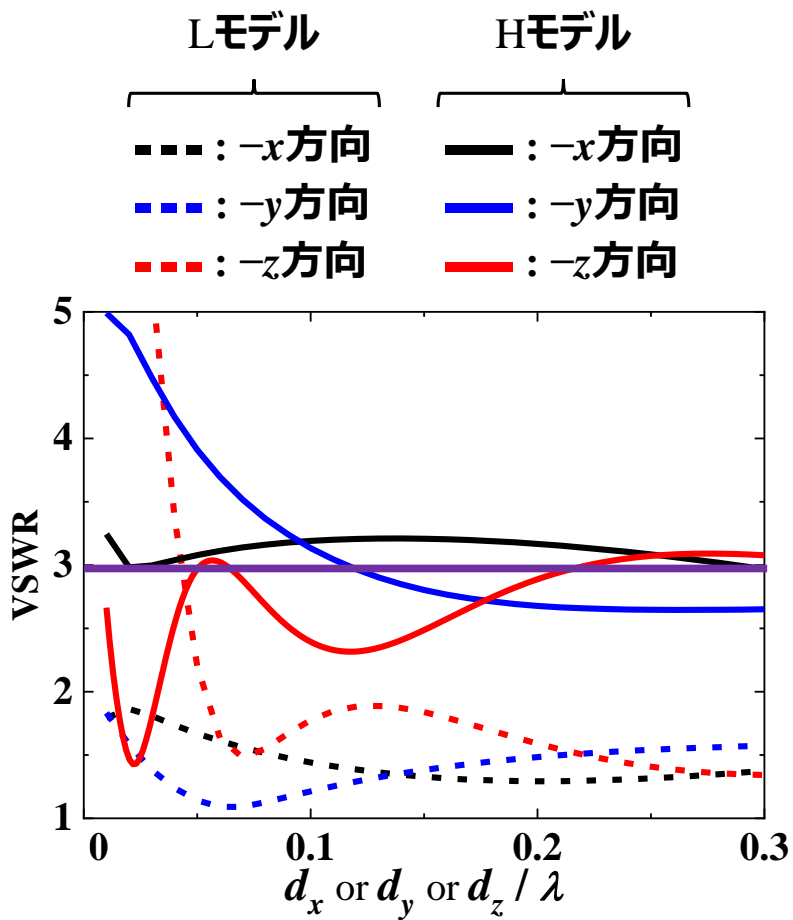


図 4.24 金属近接時の VSWR 特性.

表 4.6 基準値を満たすアンテナと金属板の距離.

	金属の近接方向		
	-x 方向	-y 方向	-z 方向
Lモデル	$d_x \geq 0.01\lambda$	$d_y \geq 0.01\lambda$	$d_z \geq 0.05\lambda$
Hモデル	$d_x \geq 0.29\lambda$	$d_y \geq 0.12\lambda$	$0.01\lambda \geq d_z \geq 0.05\lambda$ $0.07\lambda \geq d_z \geq 0.22\lambda$
Lモデル + Hモデル	$d_x \geq 0.01\lambda$	$d_y \geq 0.01\lambda$	$d_z \geq 0.01\lambda$

4.5 直交する 2 面の金属壁に近接時の VSWR 特性

4.4 で設計した切替型アンテナの効果を確認するため、3.5 の 2 面の直交する金属板にアンテナが近接する検討と同条件の解析を行い、各アンテナ設置位置における VSWR 値の分布図として結果をまとめる。なお、切替型アンテナは各アンテナ設置位置において、L モデルと H モデルのスイッチングを行うことを想定し、VSWR 値が良いモデルの結果を採用する。各アンテナ設置位置におけるモデルの選択状況は VSWR 値の分布図上に示す。解析結果は 3.5 で検討した 36 Ωモデルおよび 115 Ωモデルの解析結果と比較を行う。

4.5.1 $-z$ 方向と $-x$ 方向の近接

図 4.25 にアンテナが $-z$ 方向と $-x$ 方向の金属板に近接する解析モデルを示す。図 4.26(a)に各アンテナ設置位置における切替型アンテナの VSWR 値の分布図を示す。また、3.5 の検討で 36 Ωモデルと 115 Ωモデルのうち、解析範囲内で VSWR ≤ 3 の基準値を満たすアンテナ設置位置の割合が大きい結果を示した 115 Ωモデルの VSWR 値の分布図を比較対象として図 4.26(b)に示す。分布図の縦軸は d_z 、横軸は d_x の変化を示す。分布図の表示範囲は 2 枚の金属板が直交している付近の d_z が 0.01λ から 0.1λ の範囲、 d_x が 0.01λ から 0.3λ の範囲とする。解析結果より、切替型アンテナ L モデルは $d_z \geq 0.05\lambda$ の範囲、Hモデルは $d_z \leq 0.04\lambda$ の範囲で選択する事で、解析範囲内で最も良い VSWR 特性が得られる。また、切替型アンテナと 115 Ωモデルの結果を比較すると、切替型アンテナの $d_z = 0.01\lambda$ の $d_x \geq 0.18\lambda$ の範囲で VSWR 特性が改善し、目標値を満たすアンテナ設置位置が増加している。この改善は、切替型アンテナの Hモデルの入力インピーダンスを 115 Ωモデルより高く設計したため、より入力抵抗が低下する環境でも VSWR ≤ 3 の基準値を満たすことが可能となったためである。すべての解析範囲内で基準値を満たすアンテナ設置位置の比較を行ったところ、36 Ωモデルの 99.6%、115 Ωモデルの 98.9%に対して切替型アンテナは 99.8%であり、切替型アンテナの使用によって基準値を満たすアンテナ設置位置を拡大できた。

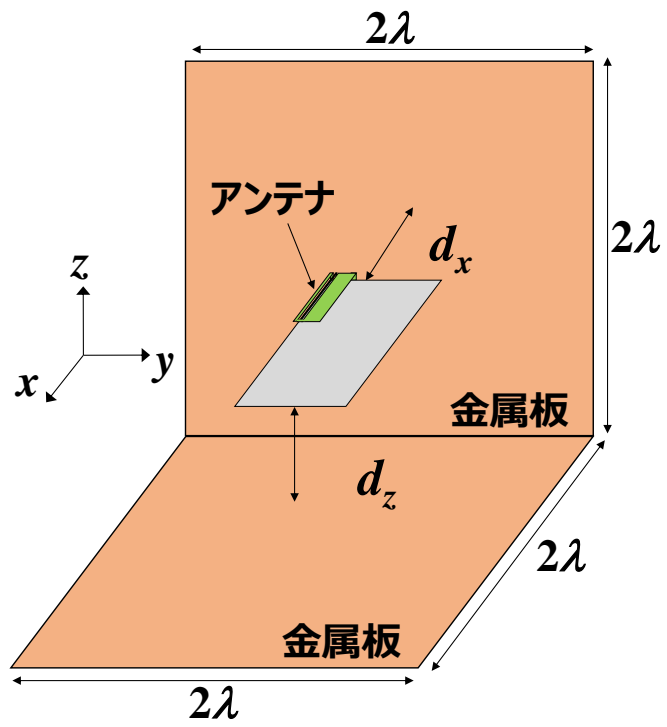
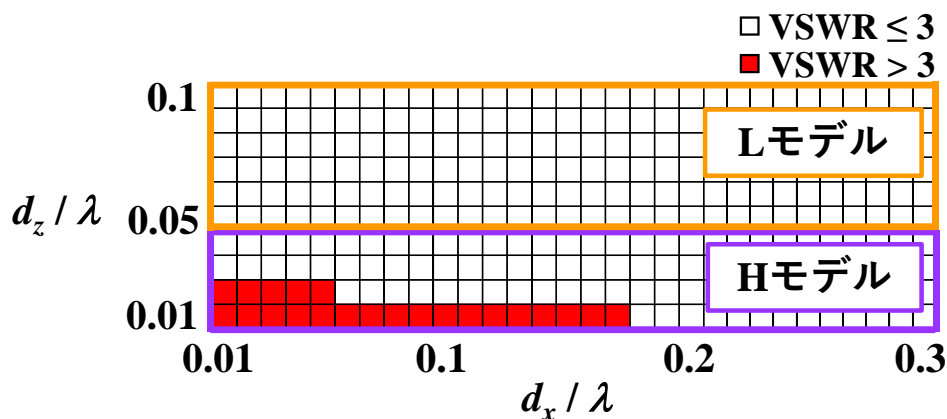
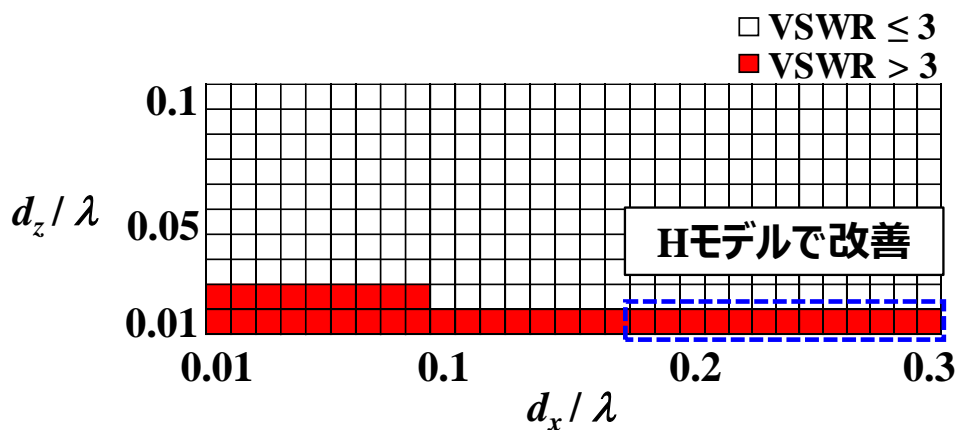


図 4.25 解析モデル(- z 方向と - x 方向の近接).



(a) 切替型アンテナ.



(b) 115 Ω モデル (3章の検討結果).

図 4.26 VSWR 値の分布図 ($-z$ 方向と $-x$ 方向の近接).

4.5.2 $-y$ 方向と $-z$ 方向の近接

図 4.27 にアンテナが $-y$ 方向と $-z$ 方向の金属板に近接する解析モデルを示す. 図 4.28(a)に各アンテナ設置位置における切替型アンテナの VSWR 値の分布図を示す. また, 3.5 の検討でアンテナが $-y$ 方向と $-z$ 方向の金属板に近接する条件では, 36 Ω モデルは $-z$ 方向, 115 Ω モデルは $-y$ 方向の金属板の近接で VSWR 特性が劣化するため, 両モデルの分布図を比較対象として図 4.28(b)と図 4.28(c)に示す. 分布図の縦軸は d_z , 横軸は d_y の変化を示す. 分布図の表示範囲は 2 枚の金属板が直交している付近の d_z が 0.01λ から 0.1λ の範囲, d_y が 0.01λ から 0.3λ の範囲とする. 解析結果より, L モデルは $d_z \geq 0.05\lambda$ と $d_z = 0.04\lambda$ の $d_y \leq 0.09\lambda$ の範

困, Hモデルは $d_z \leq 0.03\lambda$ と $d_z = 0.04\lambda$ の $d_y \geq 0.1\lambda$ の範囲で選択する事で, 解析範囲内で最も良い VSWR 特性が得られる. 切替型アンテナと $36\ \Omega$ モデルの結果と比較すると, $36\ \Omega$ モデルで発生した $d_z < 0.03\lambda$ の VSWR 特性の劣化は, Hモデルを選択することで一部の範囲を除き改善している. 切替型アンテナと $115\ \Omega$ モデルの結果を比較すると, $115\ \Omega$ モデルで発生した $d_y < 0.07\lambda$ の VSWR 特性の劣化は, Lモデルを選択することで一部の範囲を除き改善している. また, 切替型アンテナの $d_z = 0.01\lambda$ の $d_y \geq 0.11\lambda$ の範囲で VSWR 特性が改善し, 目標値を満たすアンテナ設置位置の割合が増加している. この改善は, 切替型アンテナのHモデルの入力インピーダンスを $115\ \Omega$ モデルより高く設計したため, より入力抵抗が低下する環境でも $VSWR \leq 3$ の基準値を満たすことが可能となったためである. すべての解析範囲内で基準値を満たすアンテナ設置位置の比較を行ったところ, $36\ \Omega$ モデルの 96.6% , $115\ \Omega$ モデルの 89.2% に対して切替型アンテナは 99.6% であり, 切替型アンテナの使用によって基準値を満たすアンテナ設置位置を拡大できた.

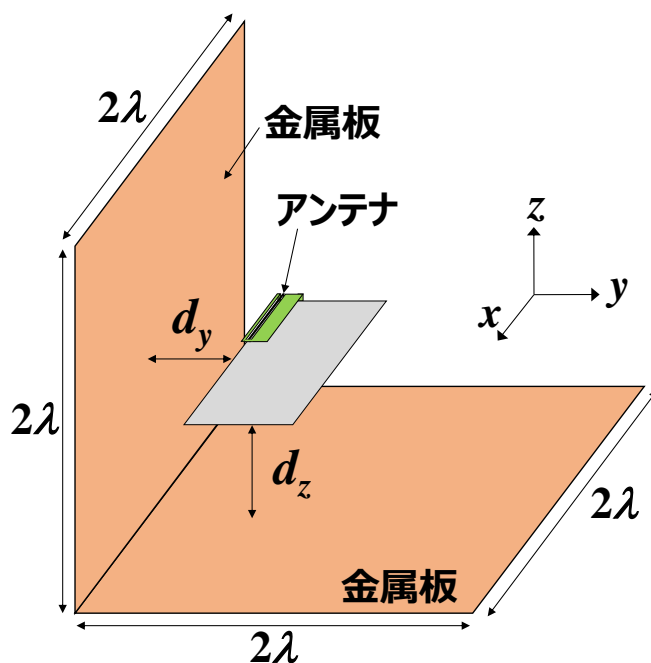
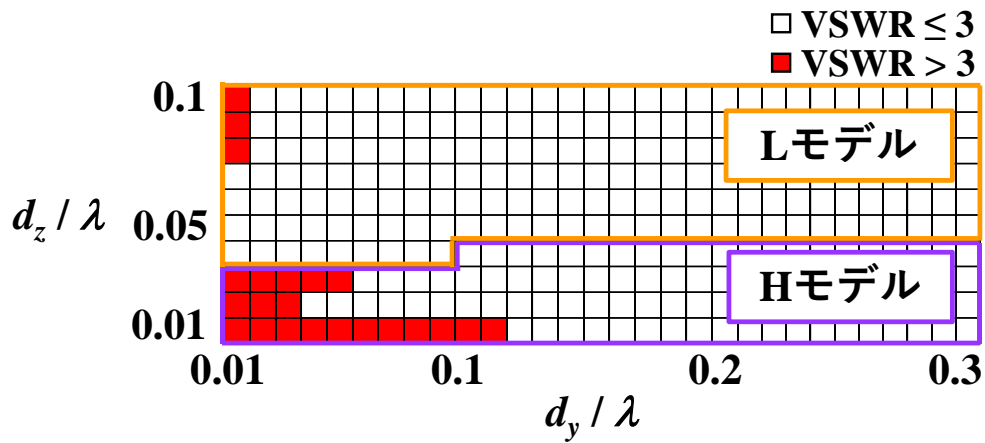
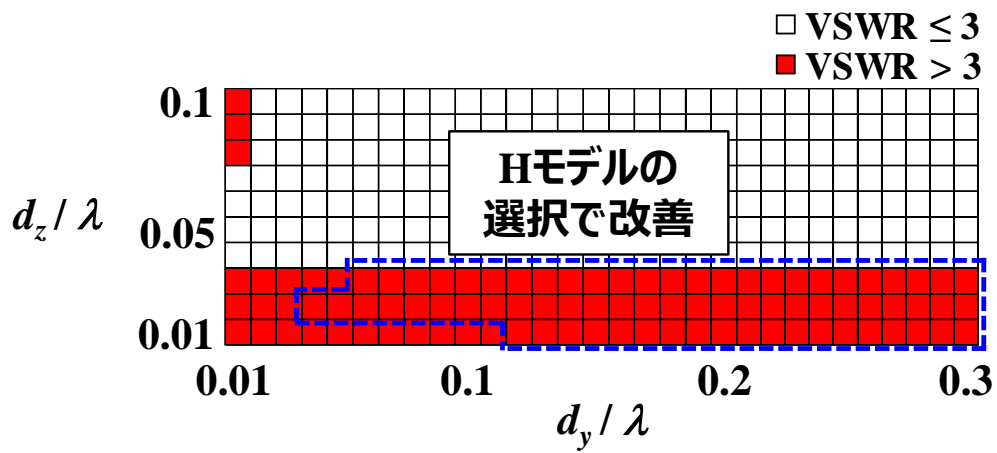


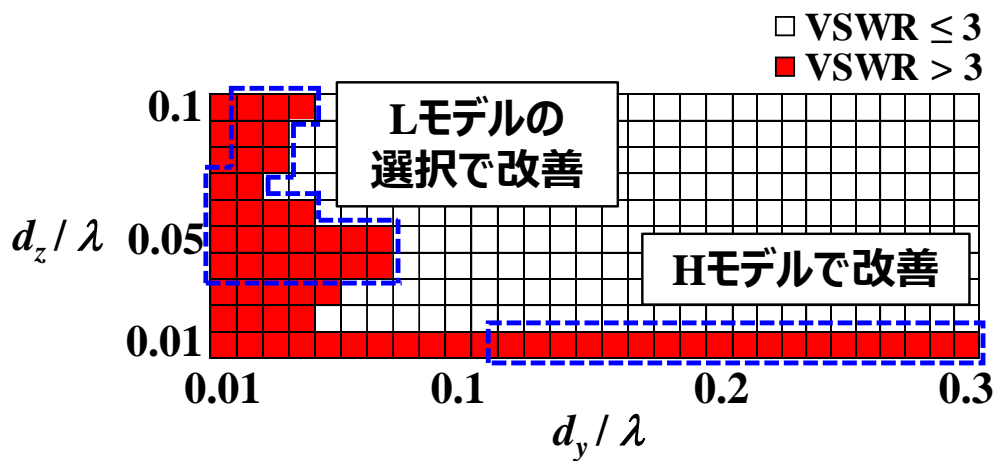
図 4.27 解析モデル(-y 方向と -z 方向の近接).



(a) 切替型アンテナ.



(b) 36 Ωモデル



(c) 115 Ωモデル.

図 4.28 VSWR 値の分布図(-y 方向と-z 方向の近接).

4.5.3 $-x$ 方向と $-y$ 方向の近接

図 4.29 にアンテナが $-x$ 方向と $-y$ 方向の金属板に近接する解析モデルを示す。図 4.30(a)に各アンテナ設置位置における切替型アンテナの VSWR 値の分布図を示す。また、3.5 の検討で $36\ \Omega$ モデルと $115\ \Omega$ モデルのうち、解析範囲内で VSWR ≤ 3 の基準値を満たすアンテナ設置位置の割合が大きい結果を示した $36\ \Omega$ モデルの VSWR 値の分布図を比較対象として図 4.30(b)に示す。分布図の縦軸は d_x 、横軸は d_y の変化を示す。分布図の表示範囲は 2 枚の金属板が直交している付近の d_x が 0.01λ から 0.1λ の範囲、 d_y が 0.01λ から 0.3λ の範囲とする。解析結果より、全ての範囲で L モデルを選択する事で、解析範囲内で最も良い VSWR 特性が得られる。切替型アンテナと $36\ \Omega$ モデルの結果と比較すると、 $36\ \Omega$ モデルで発生する $d_y = 0.01\lambda$ の $d_y > 0.04\lambda$ の VSWR 特性の劣化は、L モデルを選択することで改善している。この改善は $36\ \Omega$ モデルと比較して L モデルの入力インピーダンス値がわずかに低く設計した為である。すべての解析範囲内で基準値を満たすアンテナ設置位置の比較を行ったところ、 $36\ \Omega$ モデルの 99.8%、 $115\ \Omega$ モデルの 87.7%に対して切替型アンテナは 99.9%であり、切替型アンテナの使用によって基準値を満たすアンテナ設置位置を拡大できた。

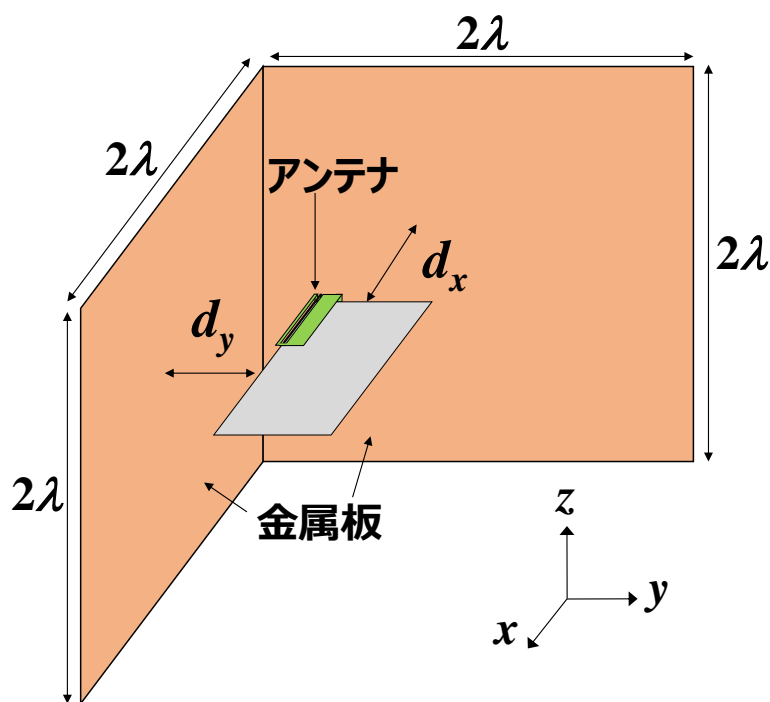
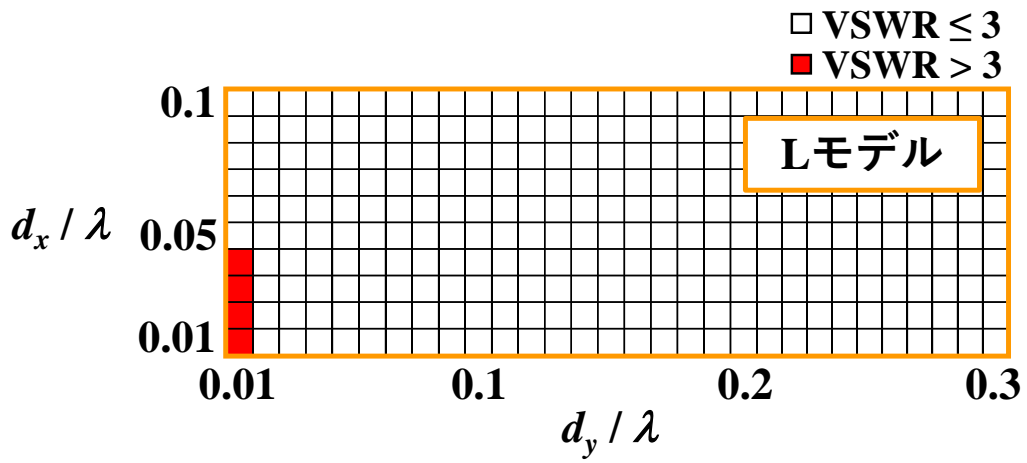
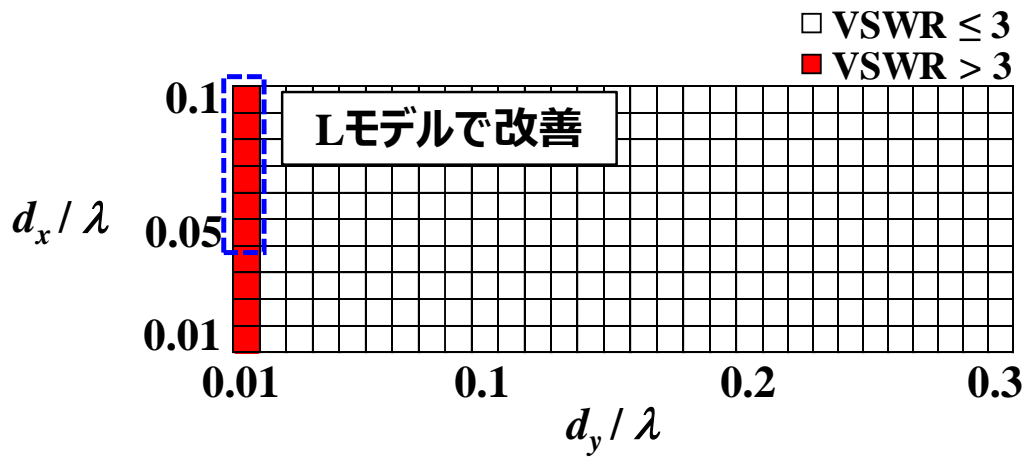


図 4.29 解析モデル($-x$ 方向と $-y$ 方向の近接).



(a) 切替型アンテナ.



(b) 36 Ωモデル.

図 4.30 VSWR 値の分布図(-x 方向と-y 方向の近接).

4.6 直交する3面の金属壁に近接時の VSWR 特性

図 4.31 に示す，アンテナが互いに直交する3面の金属壁に近接する設置環境を想定した検討を行い，切替型アンテナの効果を確認する．解析モデルを図 4.32 に示す．想定する金属壁の近接方向は 4.5 で検討した，アンテナに対して $-x$ 方向， $-y$ 方向， $-z$ 方向の3面とし，各近接方向の金属板は1辺が 2λ の正方形とする．また，近接する3面の金属板以外はアンテナから十分距離が離れている想定とする．アンテナと金属板間の距離は， $-x$ 方向の金属板との距離を d_x ， $-y$ 方向の金属板との距離を d_y ， $-z$ 方向の金属板との距離を d_z と定義する．アンテナの原点は 3.3 の図 3.6 のアンテナ原点位置で定義した通り．解析はアンテナ特性に大きく影響を及ぼす， $-y$ 方向と $-z$ 方向のアンテナ設置位置変化を基準に行う．解析範囲としては d_y と d_z を 0.01λ から 1λ の範囲で変化し， d_x はアンテナと $-x$ 方向の金属板が最も近接する 0.01λ ，3.5.4 の検討結果で図 3.25(a)に示す $-x$ 方向の金属板の近接により VSWR 値が最も劣化した 0.1λ の距離で固定し解析した．検討に使用するアンテナは，切替型アンテナと比較対象として $36\ \Omega$ モデルを使用する．解析結果はこれまでの検討と同様に各アンテナ設置位置における VSWR 値の分布図として示す．分布図の縦軸は d_z ，横軸は d_y の変化を表し，変表示範囲は d_y ， d_z ともに 0.01λ から 0.3λ の範囲とする．

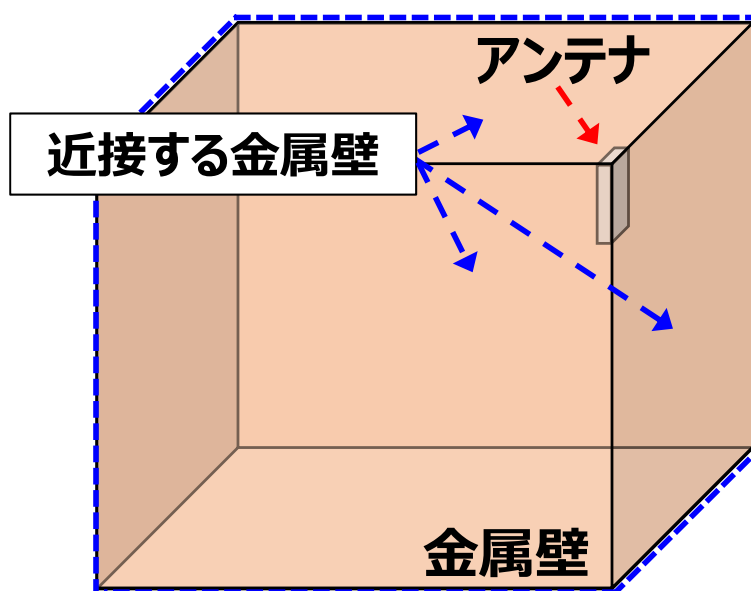


図 4.31 直交する3面の金属壁に近接する設置環境.

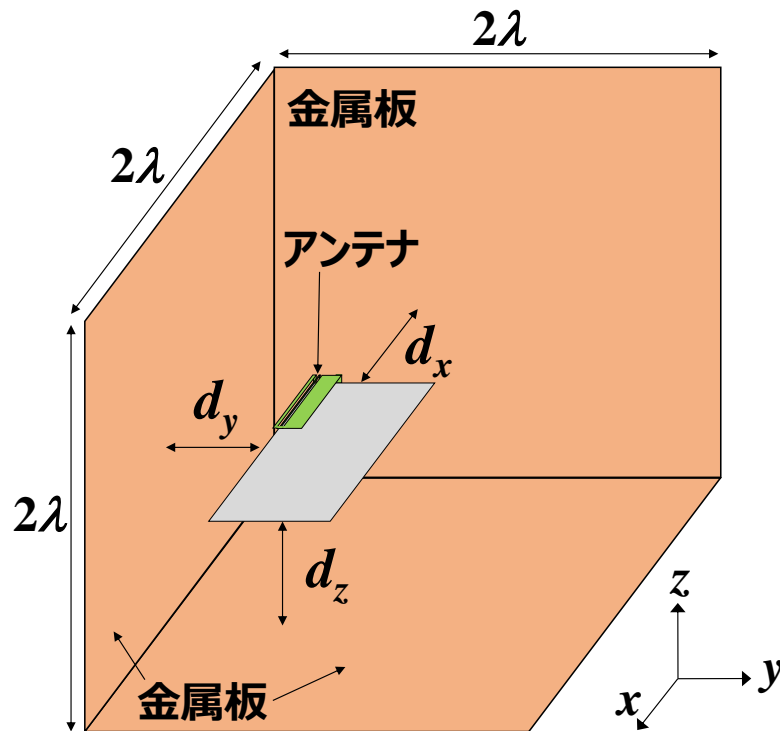
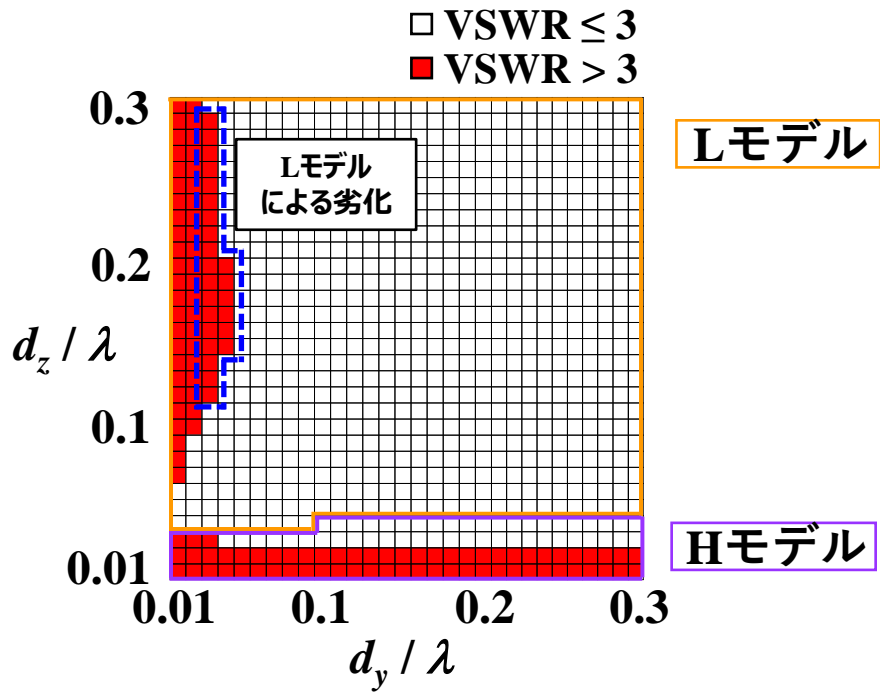


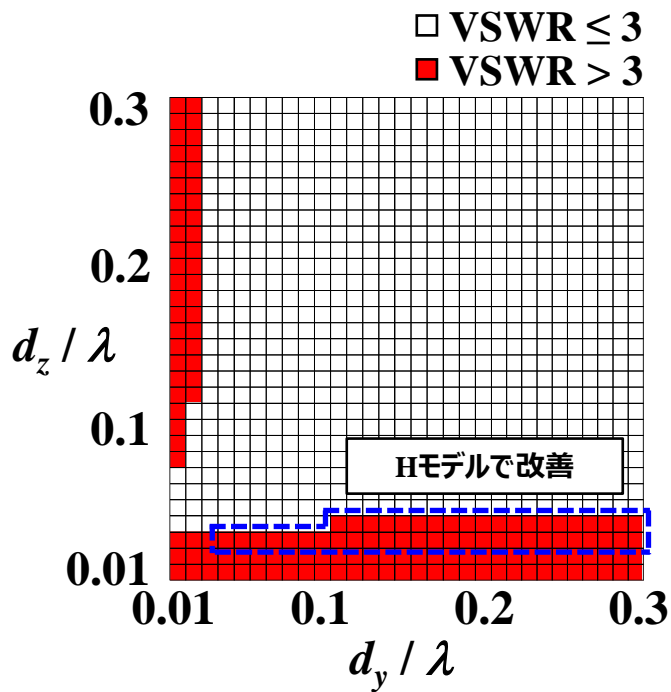
図 4.32 解析モデル(金属壁が三面から近接).

4.6.1 $d_x = 0.01\lambda$ の時の VSWR 特性

図 4.33 に各アンテナ設置位置における切替型アンテナと $36\ \Omega$ モデルの VSWR 値の分布図を示す. 解析結果より, d_z が 0.03λ から 0.04λ の範囲の一部で, 切替型アンテナの H モデルを選択することで, 高インピーダンス化の効果により基準値を満たすアンテナ設置位置が拡大している. また, d_y が 0.03λ から 0.04λ の範囲の一部では, 切替型アンテナの L モデルを選択することで, $36\ \Omega$ モデルの結果と比較して基準値を満たすアンテナ設置位置が減少している. これは, $36\ \Omega$ モデルより L モデルの入力抵抗が低く設計されていることと, アンテナの $-x$ 方向の金属板による入力抵抗の低下, および $-z$ 方向の金属板によるリアクタンスの変動が複合して影響を及ぼしているためである. 解析範囲内で基準値を満たすアンテナ設置位置の割合は $36\ \Omega$ モデルの 94.9% に対して切替型アンテナは 96.6% であり, 切替型アンテナの使用によって基準値を満たすアンテナ設置位置を拡大できた.



(a) 切替型アンテナ.

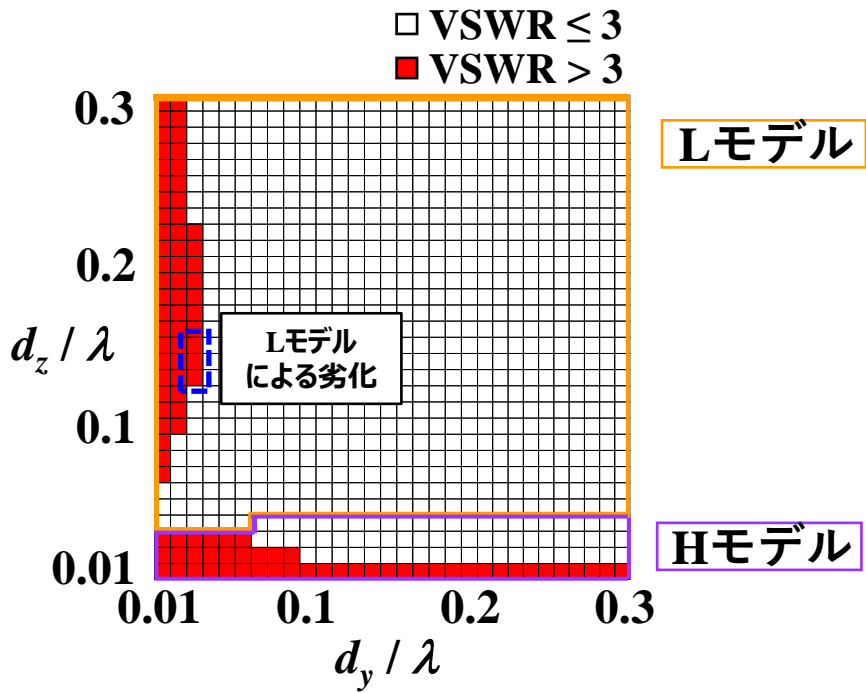


(b) 36 Ω モデル.

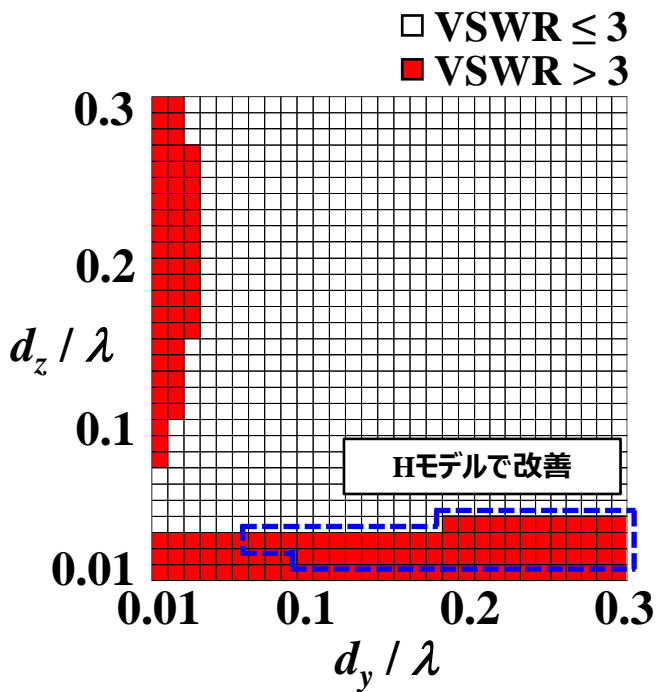
図 4.33 VSWR 値の分布図.

4.6.2 $d_x = 0.1\lambda$ の時の VSWR 特性

図 4.34 に各アンテナ設置位置における切替型アンテナと $36\ \Omega$ モデルの VSWR 値の分布図を示す。解析結果より、 $d_z = 0.01\lambda$ と同様に $-z$ 方向の近接による影響を強く受ける d_z が 0.02λ から 0.04λ の範囲の一部では、切替型アンテナの H モデルを選択することで、高インピーダンス化の効果により $36\ \Omega$ モデルの結果と比較して基準値を満たすアンテナ設置位置が拡大している。また、 d_y が 0.03λ の範囲の一部では、切替型アンテナの L モデルを選択することで、 $36\ \Omega$ モデルの結果と比較して基準値を満たすアンテナ設置位置が減少している。これは、 $36\ \Omega$ モデルより L モデルの入力抵抗が低く設計されていることと、 $-z$ 方向の金属板によるリアクタンスの変動が複合して影響を及ぼしているためである。解析範囲内で基準値を満たすアンテナ設置位置の割合は $36\ \Omega$ モデルの 94.8% に対して切替型アンテナは 98.1% であり、切替型アンテナの使用によって基準値を満たすアンテナ設置位置を拡大できた。



(a) 切替型アンテナ.

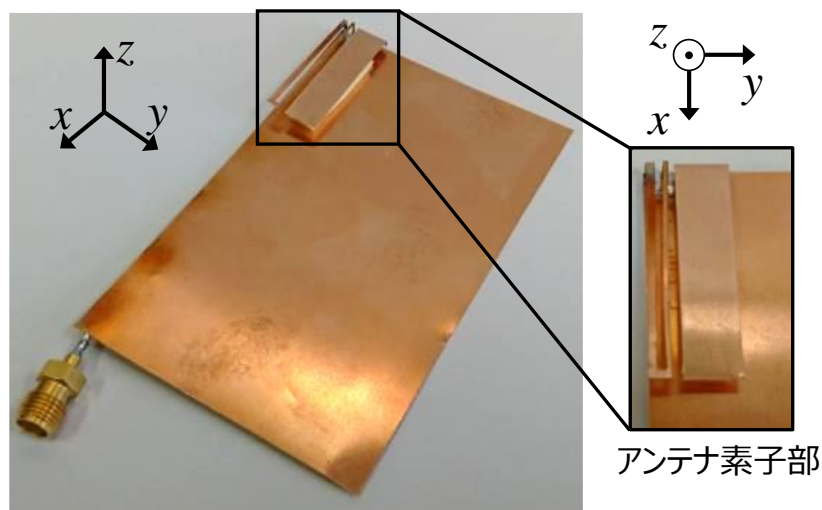


(b) 36 Ωモデル.

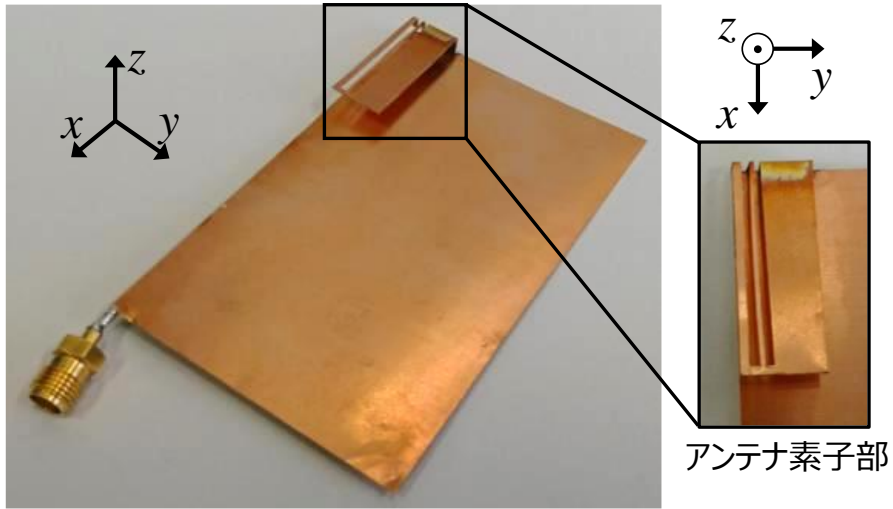
図 4.34 VSWR 値の分布図.

4.7 測定結果

インピーダンス切替型アンテナの試作および測定を行い解析結果の妥当性を確認する．図 4.35 に試作した L モデルと H モデルを示す．図 4.36 に解析結果と実測結果の VSWR 特性を示す．図 4.37 に解析結果と実測結果の放射パターンを示す．また，2.4 GHz の入力インピーダンスは L モデルの解析結果は $35 + j8.2 \Omega$ ，実測結果は $34.6 + j8.6 \Omega$ を示す．H モデルの解析結果は $138.1 - j3.3 \Omega$ ，実測結果は $138 - j5.3 \Omega$ を示す．これらの結果から，自由空間内でのアンテナ特性の実測結果は，解析結果と同傾向を示すことを確認した．また，図 4.38 に金属近接時の VSWR 特性を示す．実測では，アンテナの $-z$ 方向と $-x$ 方向に金属板が近接，アンテナの $-y$ 方向と $-z$ 方向に金属板が近接，アンテナの $-x$ 方向と $-y$ 方向に金属板が近接する 3 条件で実測を行った．また，切替型アンテナはアンテナの $-y$ 方向と $-z$ 方向に金属板が近接する条件で， $d_z = 0.04\lambda$ の状態で d_y が変化するとき L モデルと H モデルの切替が発生するため，それぞれの金属板の近接条件で 2 枚ある金属板との距離の一方を 0.04λ に固定して，もう一方を 0.01λ から 0.1λ まで変化したときの VSWR 特性を測定した．測定の結果，VSWR 特性は解析結果と同傾向を示した．以上の結果より，実測によって解析結果の妥当性を確認した．



(a) L モデル.



(a) Hモデル.

図 4.35 試作アンテナ.

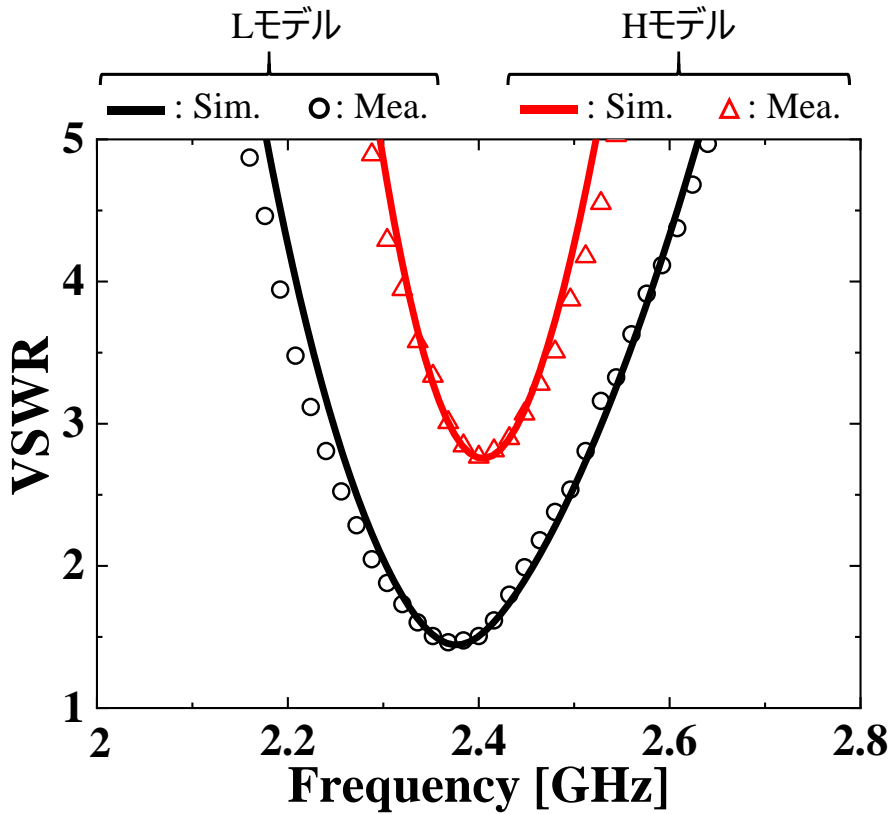
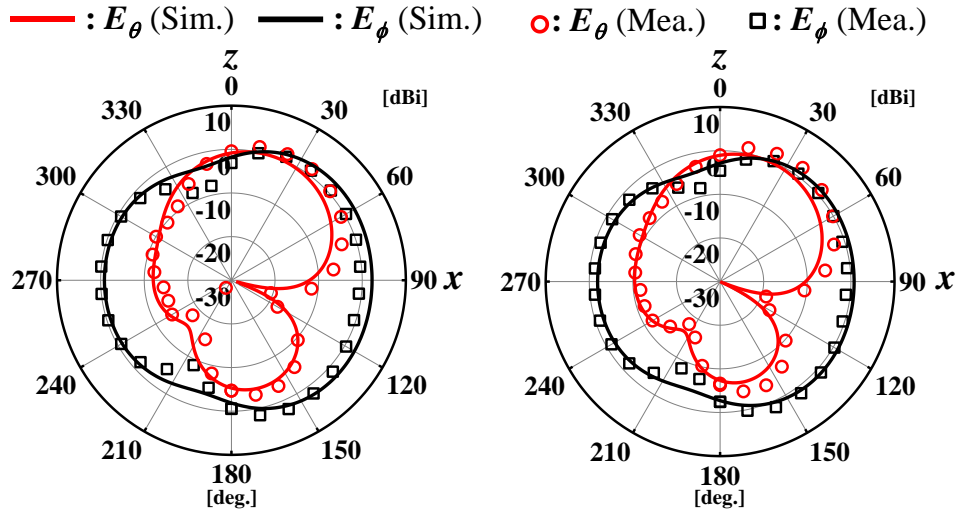
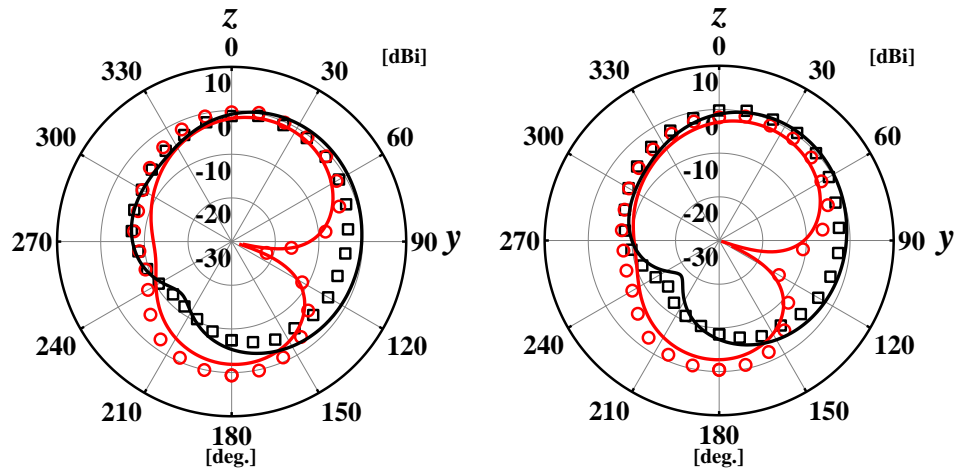


図 4.36 金属近接時の VSWR 特性.



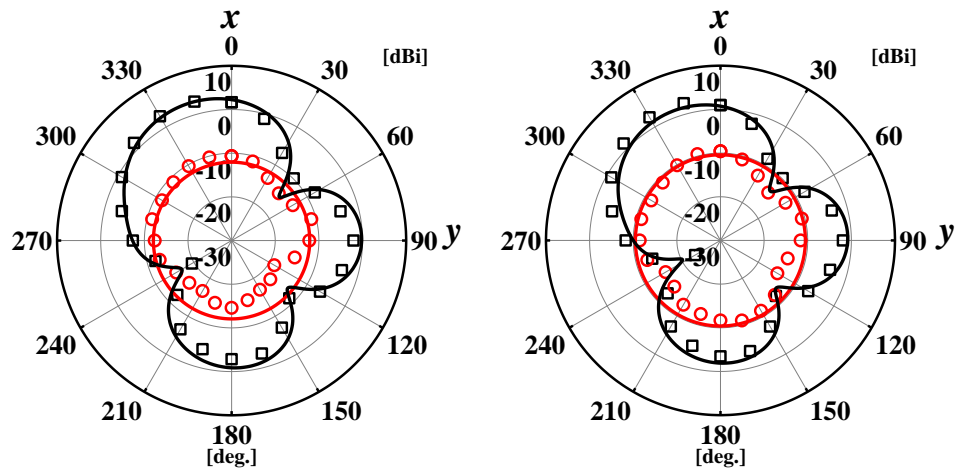
(a) zx 平面 (L モデル).

(b) zx 平面 (H モデル).



(c) yz 平面 (L モデル).

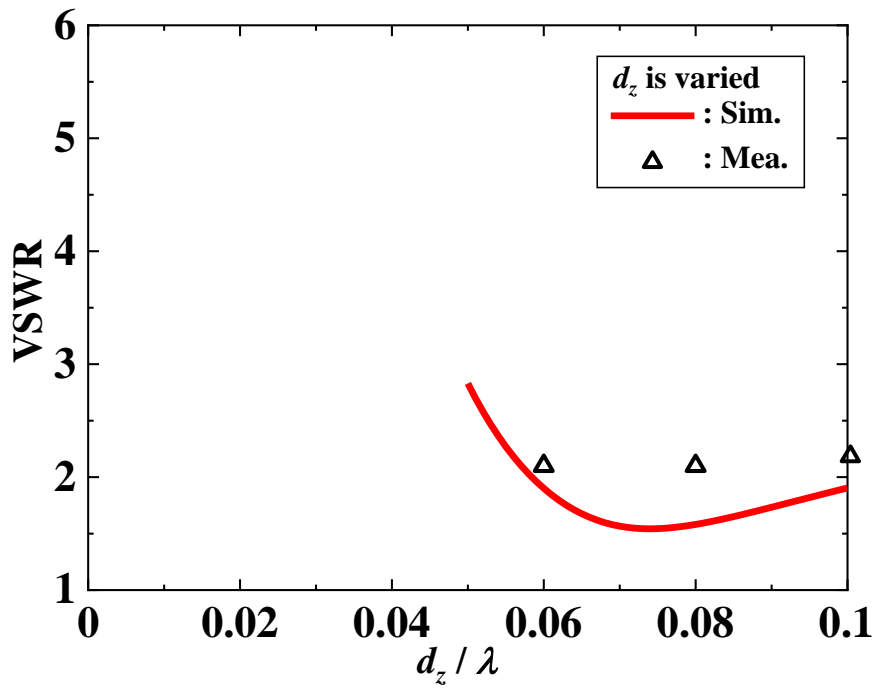
(d) yz 平面 (H モデル).



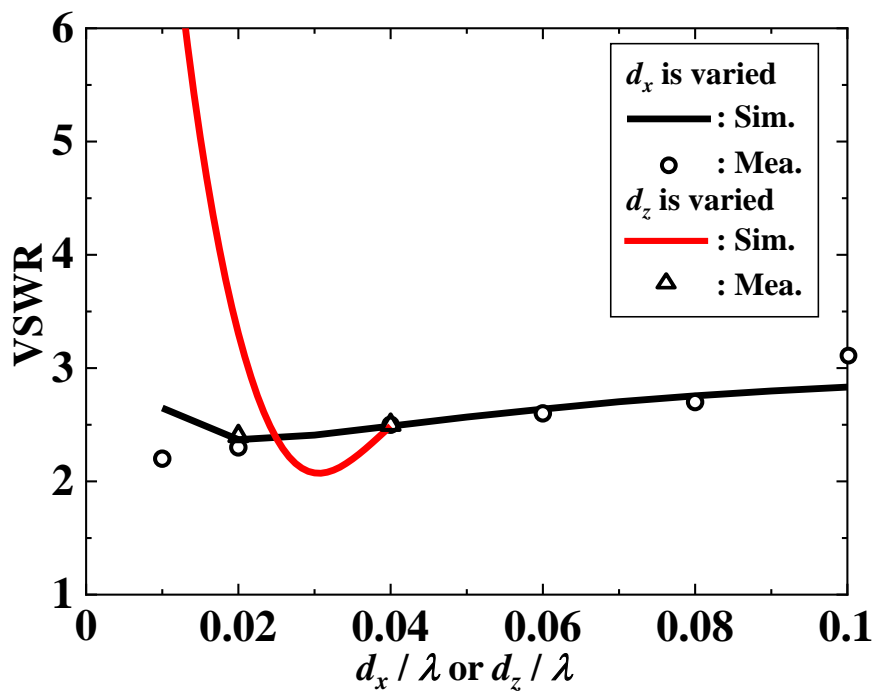
(e) yz 平面 (L モデル).

(f) yz 平面 (H モデル).

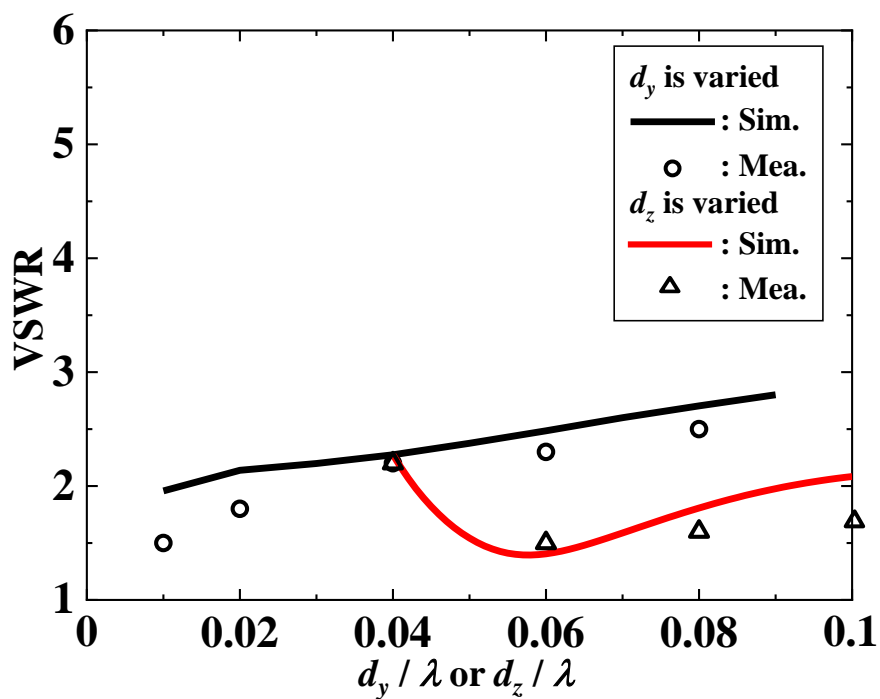
図 4.37 2.4 GHz の放射パターン.



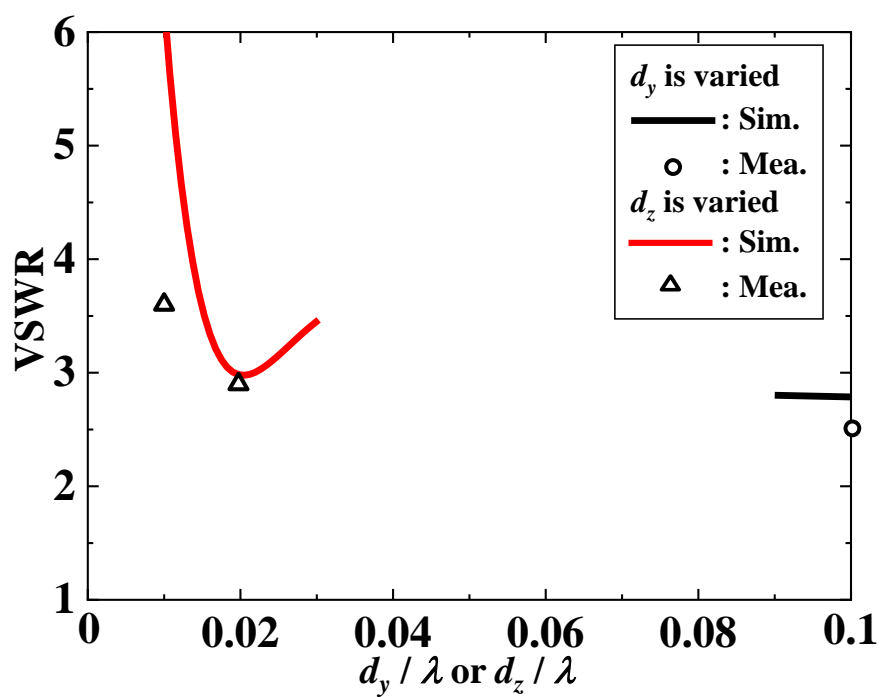
(a) アンテナの $-z$ 方向と $-x$ 方向に金属板が近接 (Lモデル).



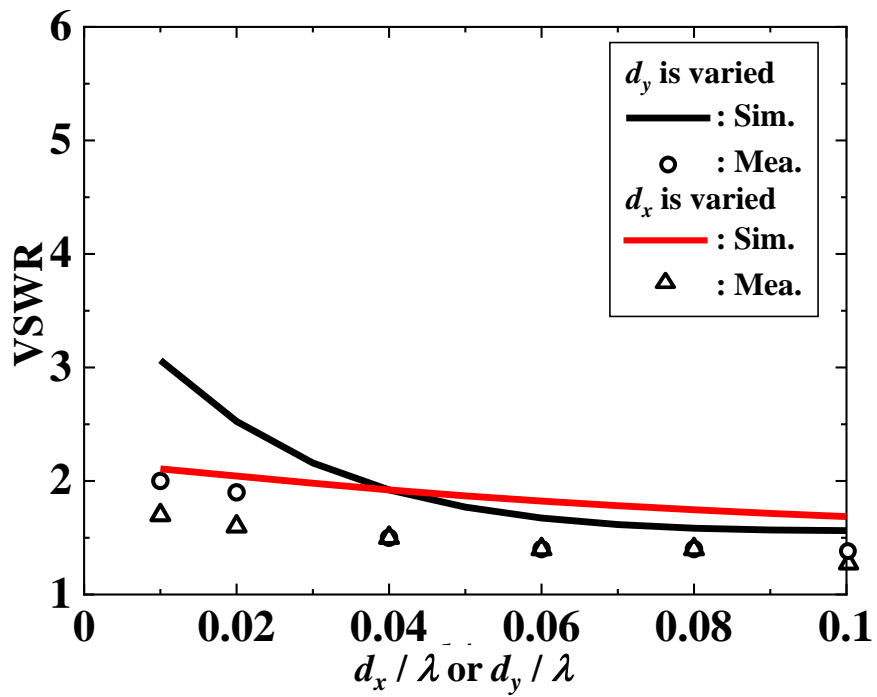
(b) アンテナの $-z$ 方向と $-x$ 方向に金属板が近接 (Hモデル).



(c) アンテナの $-y$ 方向と $-z$ 方向に金属板が近接 (Lモデル).



(d) アンテナの $-y$ 方向と $-z$ 方向に金属板が近接 (Hモデル).



(e) アンテナの $-x$ 方向と $-y$ 方向に金属板が近接 (Lモデル).
 図 4.38 各アンテナ設置位置における VSWR 特性.

4.8 まとめ

本章では入力インピーダンスの切替型アンテナを提案し検討を行った。FMA に対して追加素子の接続を制御することで、共振周波数に大きな影響を与えずにアンテナの入力インピーダンスの切替を実現した。また、入力インピーダンスの変化量も、追加素子の幅、もしくは FMA に接続する追加素子の本数で調整可能であることを明らかにした。

金属近接時の VSWR 特性に関して、アンテナが 1 面のみの金属板に近接する条件では、各アンテナ設置位置において L モデルと H モデルを適切に選択することにより、解析範囲内全てのアンテナ設置位置で $VSWR \leq 3$ の基準値を満たすことを実現した。

アンテナが直交する 2 面の金属板に近接する条件では、表 4.7 に示す通り、切替型アンテナを使用して各アンテナ設置位置において L モデルと H モデルを適切に選択することで、 36Ω モデルおよび 115Ω モデルと比較して基準値を満たすアンテナ設置位置の拡大を実現した。

表 4.7 基準値を満たすアンテナ設置位置の割合.

	金属の近接方向		
	-z 方向と -x 方向	-y 方向と -z 方向	-x 方向と -y 方向
36 Ωモデル	99.6%	96.6%	99.8%
115 Ωモデル	98.9%	89.2%	87.7%
切替型アンテナ	99.8%	99.6%	99.9%

アンテナが直交する 3 面の金属板に近接する条件では、 $-y$ 方向と $-z$ 方向の二次元の VSWR 特性を $-x$ 方向の距離を 0.01λ と 0.1λ に固定して解析を行った。アンテナは切替型アンテナを使用し、これまでと同様に各アンテナ設置位置において L モデルと H モデルを適切に選択することで、表 4.8 に示す通り 36Ω モデルと比較して基準値を満たすアンテナ設置位置の拡大を実現した。

表 4.8 基準値を満たすアンテナ設置位置.

	$-x$ 方向の距離	
	0.01λ	0.1λ
36 Ωモデル	94.9%	94.8%
切替型アンテナ	96.6%	98.1%

第5章 結 論

IoT の進展により無線通信端末の数は継続的に増加している．無線通信端末の設置位置は自動車のエンジンルーム内，車室内，各種機器の内部といった，周辺を金属に囲まれた空間にも設置の需要がある．そのため，アンテナと金属が近接することで，入力インピーダンス特性の変化に起因した VSWR 特性の劣化が発生し，無線通信品質が劣化する．本論文では，自由空間内および金属が近接する環境でも動作する，金属筐体内への設置を考慮したアンテナを，アンテナ素子部の調整等の簡易な方法での実現を目的とする．

第1章では，研究背景として，IoT 関連の無線通信端末の使用環境と課題を踏まえた上で，本研究の目的を示し，全体構成を示した．

第2章では，ロバスト性を定量評価する基準として 2.4 GHz において VSWR ≤ 3 の基準値を示した．また，金属近接時のアンテナ特性変化について，簡易構造のダイポールアンテナ，および逆 L アンテナを用いて基礎特性の検討を行った．検討の結果，ダイポールアンテナはアンテナ素子と平行に金属板が近接するとき，金属板に発生するイメージ電流による入力抵抗の低下により VSWR 特性が劣化する．逆 L アンテナは，アンテナ素子の垂直部と金属板が平行に近接するとき，ダイポールアンテナと同様にイメージ電流による入力抵抗の低下で VSWR 特性が劣化する．また，アンテナ素子の水平部と金属板が平行に近接すると逆相電流が発生し，入力抵抗の上昇により VSWR 特性が劣化することを明らかにした．

第3章では，高インピーダンス化アンテナを提案し，その効果を VSWR ≤ 3 の基準値で評価した．アンテナはステップアップ比による入力インピーダンスの調整が可能なグラウンド板付きの折返しモノポールアンテナ(FMA)を使用した．検討に使用する FMA の初期モデルを 36Ω モデルと定義し，アンテナのグラウンド板のアンテナ素子を設置していない $-z$ 方向の金属板に近接させたところ，入力抵抗の低下に起因した VSWR の劣化が発生した．その為，金属板への近接により低下する入力抵抗のキャンセルを狙いアンテナの高インピーダンス化を検討した．高インピーダンス化はアンテナ素子形状によるステップアップ比の調整で行い，高インピーダンス化したアンテナを 115Ω モデルと定義した． 115Ω モデルを用いて， 36Ω モデルと同様にアンテナの $-z$ 方向に金属板が近接する条件で解析し，VSWR ≤ 3 を満たす距離で評価したところ， 36Ω モデルが 0.04λ ， 115Ω モデルが 0.02λ となり，高インピーダンス化アンテナにより VSWR ≤ 3 を満たす距離を拡大できる事を確認した．続いて，アンテナが直交する 2 面の金

属壁に近接する条件では、各アンテナ設置位置における VSWR 値を解析し 2 次元の分布図にまとめ、各アンテナ設置位置における基準値を満たす割合を計算し比較した。その結果、①アンテナの $-z$ 方向と $-x$ 方向に金属板が近接する条件では、 36Ω モデルは 96.6%， 115Ω モデルは 98.9%となる。②アンテナの $-y$ 方向と $-z$ 方向に金属板が近接する条件では、 36Ω モデルは 96.6%， 115Ω モデルは 89.2%となる。③アンテナの $-z$ 方向と $-x$ 方向に金属板が近接する条件では、 36Ω モデルは 99.8%， 115Ω モデルは 87.7%となる。これらの結果から、高インピーダンス化アンテナの使用は、 $-z$ 方向の金属板への近接に対しては、 $VSWR \leq 3$ を満たすアンテナ設置位置を拡大できる。しかし、 $-y$ 方向の金属への近接に対しては、入力抵抗の上昇が発生するため、高インピーダンス化アンテナの使用は逆効果となり、 $VSWR \leq 3$ を満たすアンテナ設置位置は減少する事が明らかとなった。続いて、1 面の金属壁と対向する機器の筐体等に挟まれた設置環境を想定し、金属平板間にアンテナを設置する検討を行った。検討の結果、定在波の腹の位置に強電界が発生し、強電界中にアンテナが位置した場合、電流値の減少によって VSWR 値の劣化が発生するため、 115Ω モデルでは VSWR 特性が大きく劣化することが明らかとなった。

第 4 章では、第 3 章の検討結果から明らかとなった、金属板との近接による入力抵抗の上昇および低下に対応するため、入力インピーダンス切替型アンテナを提案し、その効果を $VSWR \leq 3$ の基準値で評価した。切替型アンテナは、FMA に対して追加素子の接続を制御することで共振周波数に大きな影響を与えずに、入力インピーダンスが低い L モデルと、入力インピーダンスが高い H モデルの切替えを実現した。また、入力インピーダンスの変化量も、追加素子の幅、もしくは FMA に接続する追加素子の本数で調整可能であることを明らかにした。金属近接時の VSWR 特性に関して、アンテナが 1 面のみの金属板に近接する条件では、各アンテナ設置位置で L モデルと H モデルを適切に切替えることで、アンテナの $-x$ 方向、 $-y$ 方向、 $-z$ 方向の解析範囲内全てのアンテナ設置位置で $VSWR \leq 3$ の基準値を満たすことを実現した。続いて、アンテナが直交する 2 面の金属板に近接する条件では、3 章と同条件の解析とまとめを行い、解析範囲内における基準値を満たす割合は①の条件で 99.8%，②の条件で 99.6%，③の条件で 99.9%，となり、全ての条件で 36Ω モデルおよび 115Ω モデルより $VSWR \leq 3$ を満たすアンテナ設置位置を拡大可能であることを明らかとした。さらに、アンテナが直交する 3 面の金属板に近接する条件でも各アンテナ設置位置における VSWR 特性の検討を行った。解析は $-x$ 方向のアンテナと金属板との距離を固定した状態で、 $-y$ 方向と $-z$ 方向の 2 次元の分布図にまとめ、解析範囲内で基準値を満たす割合を計算した。 $-x$ 方向の金属板との距離を 0.01λ に固定した解析条件では、 36Ω モデルは 94.9%に対して切替型アンテナは 96.6%， 0.1λ

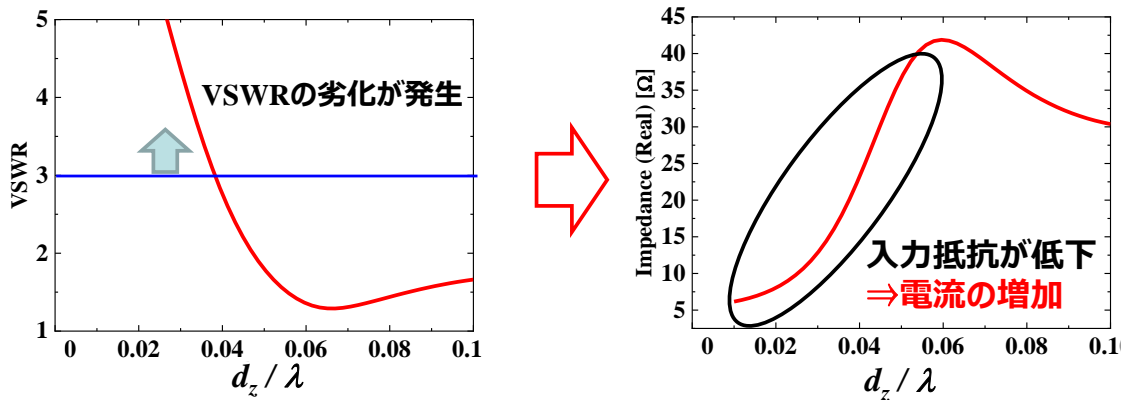
に固定した解析条件では、 $36\ \Omega$ モデルは94.8%対して、切替型アンテナは98.1%となり、いずれの条件でも、切替型アンテナの使用で $VSWR \leq 3$ を満たすアンテナ設置位置を拡大できることが明らかとなった。

以上、本研究は金属筐体内への設置を考慮したアンテナとして、高インピーダンス化アンテナと入力インピーダンス切替型アンテナを提案し、その適用範囲を示した。今後の機器内に搭載される無線端末の設計・開発に役立つものと考えられる。

付録A CMA を用いた金属近接時の電流特性 変化の考察

A.1 まえがき

これまでの検討で、アンテナの VSWR 値の変化に対して、入力インピーダンス特性に着目した考察を行ってきた。図 A.1 ではその一例を示している。アンテナと金属との距離 d_z が小さくなるにつれて、 $d_z = 0.06\lambda$ 付近から VSWR の劣化が発生する。この時の入力インピーダンス特性のグラフを確認すると、入力抵抗の低下が $d_z = 0.06\lambda$ 付近から発生しており、アンテナの電流値の増加に起因した VSWR の劣化であることがわかる。



(a) VSWR 特性(2.4 GHz). (b) 入力インピーダンス特性(2.4 GHz).

図 A.1 入力インピーダンス特性による VSWR 劣化の考察.

しかし、この考察方法ではアンテナの全電流の変化しかわからない。また、アンテナが金属の近接によって影響を受けている部位が不明である。そこで、金属近接時の VSWR 特性の劣化について詳細な考察を行うため、各モードに分けた解析が可能な CMA を用いて、金属近接時のアンテナの電流特性変化について検討を行う。

検討には、式(1)から求められ、各モードの大きさを定義する Modal Significance(MS)の値と、式(2)から求められ、与えられた励振源に対してどのようなモードが生じているのかを表す重み係数の Modal Weighting Coefficient (MWC) を使用する。このとき、 λ_n は固有値、 v_n^i は励振係数を表す。また、各モードの電流分布も確認し、考察を行う。

$$MS = \frac{1}{1+j\lambda_n} \quad (1)$$

$$\text{MWC}(a_n) = \frac{v_n^i}{1+j\lambda_n} \quad (2)$$

A.2 自由空間内に設置したアンテナに対する CMA

アンテナに発生するモードを確認するため、自由空間内に設置したアンテナに対して CMA を行う。解析範囲は 1 GHz から 4.5 GHz とし、アンテナは 115 Ω モデルを使用する。解析では、アンテナに発生する各モードがアンテナのどの部位に起因するモードなのかを確認するため、115 Ω モデルをアンテナ素子部と、グランド板部に分割したモデルでも解析を行う。解析の結果、解析する周波数範囲内に MS = 1 となるモードが、115 Ω モデル(アンテナ素子+グランド板)は 5 モード、アンテナ素子は 1 モード、グランド板は 4 モード発生する事を確認した。図 A.2 に各解析モデルで発生する各モードの電流分布をまとめた図を示す。電流分布は MS = 1 となる周波数の瞬時値の分布図を示す。各モードの電流分布を比較した結果、115 Ω モデルで発生する 5 つのモードについて、Mode 1, 3, 4, 5 はグランド板のモードが支配的である。Mode 2 はアンテナ素子の Mode E1 とグランド板のモードである Mode G1 と Mode G2 が混合したモードとなっていることを確認した。今回検討する 2.4 GHz では Mode 2 が最も支配的である。そのため、本検討では Mode 2 と合わせて、Mode 2 に含まれる Mode G1 と Mode G2 が支配的な Mode 1 と Mode 2 の合計 3 つのモードに着目して検討を行う。

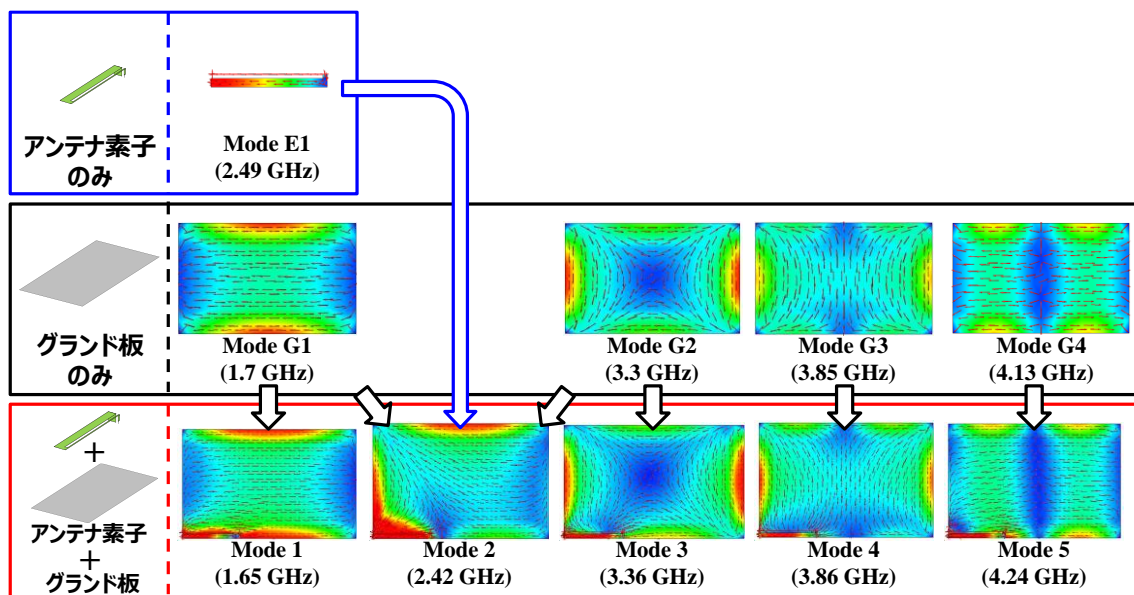
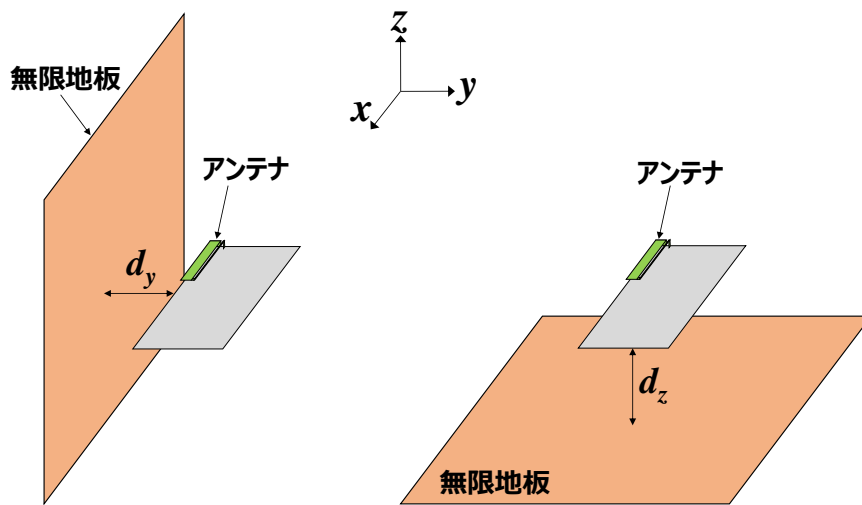


図 A.2 各解析モデルで発生する各モードの電流分布特性.

A.3 金属近接時のアンテナに対する CMA

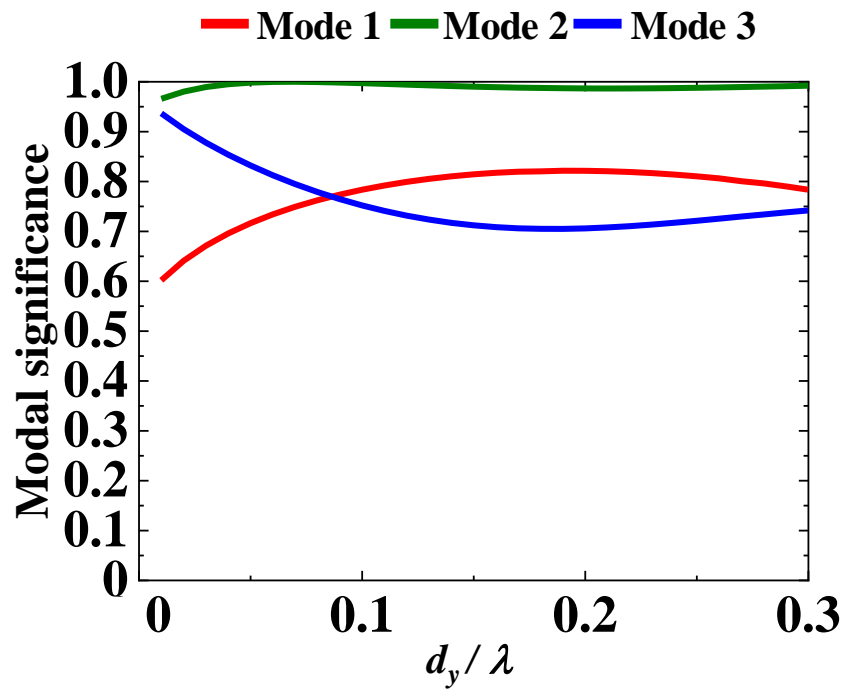
解析モデルを図 A.3 に示す。解析モデルは、VSWR の劣化が入力抵抗の上昇(アンテナの電流値の減少)によって発生する、アンテナの $-y$ 方向に金属板が近接するモデルと、VSWR の劣化が入力抵抗の低下(アンテナの電流値の増加)によって発生する、アンテナの $-z$ 方向に金属板が近接するモデルの、それぞれ異なる理由で VSWR の劣化が発生する 2 モデルで行う。解析では d_y および d_z を 0.01λ から 0.3λ まで変化したときの MS 特性と MWC 特性を解析する。図 A.4 にアンテナの $-y$ 方向に金属板が近接する条件での 2.4 GHz の MS 特性及び MWC 特性の解析結果を示す。MS 特性はアンテナ素子に起因する Mode 2 がいずれの d_y においても支配的である。また、同モデルを用いたモーメント法による解析で VSWR > 3 となる距離は $d_y \leq 0.111\lambda$ であり、入力抵抗の上昇によって VSWR の劣化が発生する。そのため、MWC 特性は $d_y \leq 0.111\lambda$ で、Mode 1 から Mode 3 のすべての MWC 値が減少に転じている。しかし、その変化量は VSWR 値の劣化が始まる $d_y = 0.3\lambda$ 付近から比べても数%程度と非常に小さい。図 A.5 にアンテナの $-z$ 方向に金属板が近接する条件での 2.4 GHz の MS 特性及び MWC 特性の解析結果を示す。同モデルを用いたモーメント法による解析で VSWR > 3 となる距離は $d_z \leq 0.0155\lambda$ であり、入力抵抗の低下によって VSWR の劣化が発生する。MS 特性と MWC 値はアンテナ素子に起因する Mode 2 が $d_z = 0.02\lambda$ 付近をピークとする急峻な変化が発生しており、Mode 2 の MWC 値の上昇によりアンテナの電流値が増加していることがわかる。しかし、モーメント法の解析で VSWR > 3 となる距離は $d_z = 0.0155\lambda$ であり、Mode 2 の MWC 値の増加は $d_y = 0.02\lambda$ 付近をピークに $d_y < 0.02\lambda$ では減少している。さらに他のモードも d_z の減少に伴い MWC 値が低下しており、VSWR の劣化と MWC 値の変化が一致しない結果となった。

以上の検討結果から、CMA を用いた金属近接時のアンテナの電流特性変化の考察はさらに検討を続ける必要がある。

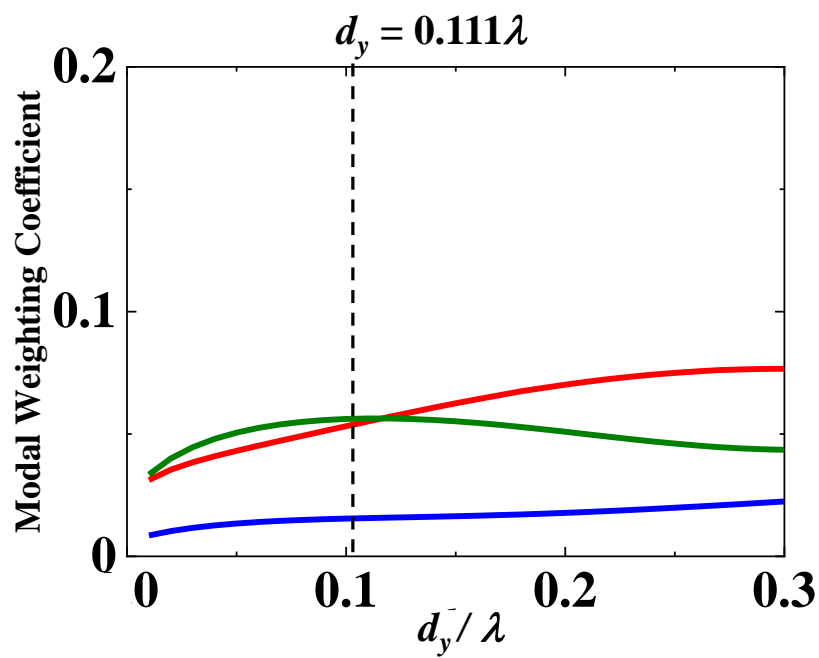


(a) $-y$ 方向から金属板が近接. (b) $-z$ 方向から金属板が近接.

図 A.3 解析モデル.

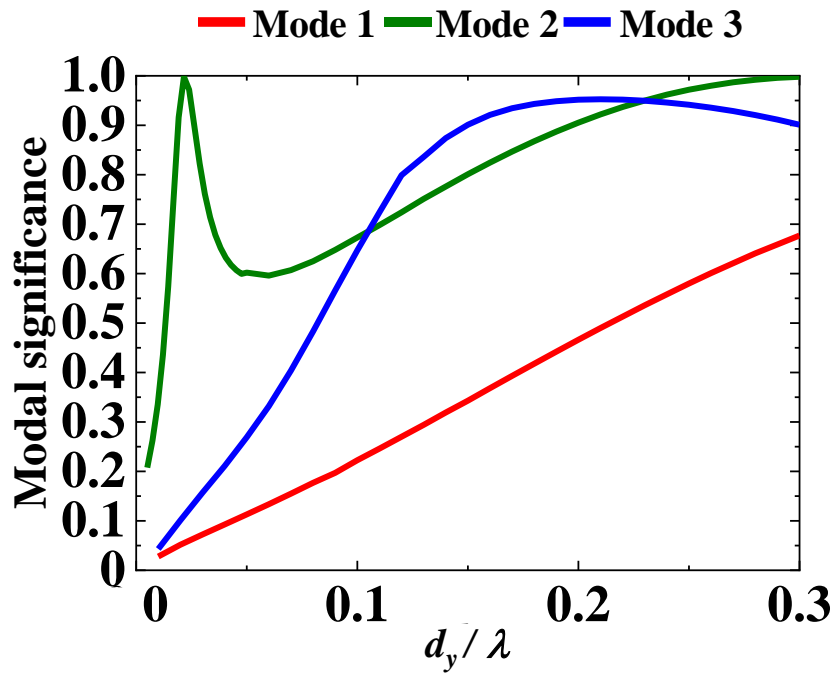


(a) MS 特性.

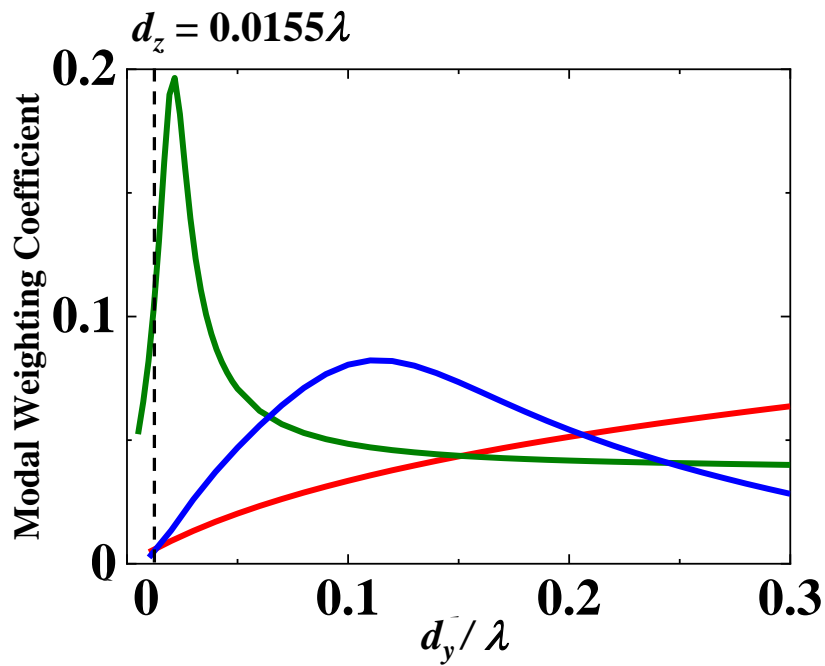


(b) MWC 特性.

図 A.4 d_y 変化時の MS 特性及び MWC 特性(2.4 GHz).



(a) MS 特性.



(b) MWC 特性.

図 A.5 d_y 変化時の MS 特性及び MWC 特性(2.4 GHz).

謝 辞

本研究を進めるにあたり、終始懇切なるご指導とご鞭撻を賜りました防衛大学校電気電子工学科の森下久教授、道下尚文准教授に深く感謝致します。森下久教授には矢崎総業株式会社の社員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、終始適切なお教授と研究の指針を示して頂きました。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ご指導及びご助言を賜り重ねて深く感謝致します。

道下尚文准教授には、終始懇切なるご指導とご助言を賜り深く感謝致します。

また、ご多忙の中、本論文の審査を引き受けて頂き、数々の重要なお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、千葉大学の高橋応明准教授、防衛大学校の森武洋教授に心より感謝致します。

本研究は、筆者の所属する矢崎総業株式会社の全面的なお協力により達成することができました。在職中の筆者に修学の機会を与えて頂きました植松彰一技術研究所長、在学中に筆者が研究に専念できるよう支えて下さった伝送技術研究部の若林知敬氏、木村恒人氏、国立秀忠氏、相葉孝充氏、松下健治氏、古橋杏子氏、國方翔太氏、防衛大学校で学ぶきっかけを作ってください、研究に対するご助言を頂いた田中信吾氏、その他伝送技術研究部員の皆様、横須賀サイト管理部の皆様、ご協力を頂いた同社の皆様に深く感謝致します。

また、在学期間中、研究活動及び研究室行事に共に取り組んだ森下研究室の松林一也技官、蒲生城久 2 等空尉、ベトナム陸軍のフン・クァン・クァン中尉、秋山佑佳 1 等空尉、阿比留淳 2 等空尉、瀧澤洸 1 等空尉、ベトナム陸軍のグエン・コン・ワイ中尉、水谷智一 2 等陸尉、佐々木五輝 3 等空尉、市野瀬充宏 3 等空尉、道下研究室のベトナム陸軍のグエン・タイン・ビン上尉、橋本隆宏 2 等空尉、西目匠 2 等陸尉、福島崇嗣氏、木内尚之 2 等陸尉、榊原圭介 2 等陸尉に深く感謝いたします。また、本科学生として森下研究室に所属して共に学んだ川口常大氏、高木優一氏、平野頌氏、山本将真氏、谷口功樹氏、キティコム・タントーン氏、小原翔氏、田辺恒介氏、宮川明佳氏に深く感謝致します。

本研究は以上の方々を始めとする多大なるご支援のもと達成できたものであり、謹んで御礼申し上げます。

最後に、研究活動を支え、応援してくれた家族、友人に感謝致します。

参考文献

- [1] “第 1 章 第 2 節 デジタル経済を支える ICT の動向” 情報通信白書 令和元年度, 総務省, 2019.
- [2] T. Kumtachi, K. Kinoshita and T. Watanabe, “Reliable wireless communications in battery management system of electric vehicles,” *2017 Tenth Int. Conf. on Mobile Computing and Ubiquitous Network (ICMU)*, Toyama, 2017, pp. 1-6
- [3] M. Ohira, T. Umaba, S. Kitazawa, H. Ban, and M. Ueba, “Experimental characterization of microwave radio propagation in ICT equipment for wireless harness communications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 12, pp. 4757-4765, 2011.
- [4] N. Nakamoto et al., “Wireless harness inside ICT equipments,” *2013 15th Int. Conf. on Advanced Communications Technology (ICACT)*, PyeongChang, 2013, pp. 135-143.
- [5] T. Kunitachi, K. Kinoshita and T. Watanabe, “An experimental study of reliable wireless communications in vehicles,” *2016 18th Asia-Pacific Network Operations and Management Symposium (APNOMS)*, Kanazawa, 2016, pp. 1-4.
- [6] H. Hatamoto, S. Ano, N. Kikuchi and S. Shimizu, “An evaluation of transmission performance for wireless harness systems using propagation models in an automobile engine compartment,” *2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, London, 2013, pp. 117-121.
- [7] W. Niu, J. Li and T. Talty, “Intra-Vehicle UWB Channel Measurements and Statistical Analysis,” *IEEE GLOBECOM 2008 - 2008 IEEE Global Telecommunications Conference*, New Orleans, LO, 2008, pp. 1-5.
- [8] C. U. Bas and S. C. Ergen, “Ultra-wideband Channel Model for Intra-vehicular Wireless Sensor Networks Beneath the Chassis: From Statistical Model to Simulations,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 62, no. 1, pp. 14-25, Jan. 2013.
- [9] S. Horiuchi, K. Yamada, S. Tanaka, Y. Yamada and N. Michishita, “Comparisons of simulated and measured electric field distributions in a cabin of simplified scale car model,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E90-B, no. 9, pp. 2408-2415, Sep. 2007.
- [10] H. Ban et al., “Wireless harness inside ICT equipments,” *2012 14th Int. Conf. on Advanced Communication Technology (ICACT)*, PyeongChang, 2012, pp. 98-102.

- [11] T. Kobayashi, "Measurements and Characterization of Ultra Wideband Propagation Channels in a Passenger-Car Compartment," *2006 IEEE Ninth Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Manaus-Amazon, 2006, pp. 228-232.
- [12] J. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson and A. F. Molisch, "Statistical analysis of the UWB channel in an industrial environment," *IEEE 60th Vehicular Technology Conference*, 2004. VTC2004-Fall. 2004, Los Angeles, CA, 2004, pp. 81-85 Vol. 1.
- [13] T. Kobayashi, M Hirose, "Wideband and Ultra Wideband Radio Propagation in Heavy Multipath Environments," *IEICE Trans. Fundam. Commun.*, vol. E98-A, no.2, pp. 511-519, Feb 2015.
- [14] 山田 亜希子, 関根 秀一, 桧垣 誠, 尾林 秀一, 庄木 裕樹, 新井 宏之, "単方向指向性を有する並列共振 H 形アンテナ," *信学論(B)*, vol.J93-B, no.9, pp.1150-1158, Sep. 2010.
- [15] 山中 哲, 近田 淳二, 浦田 敏和, "携帯電話搭載型 RFID アンテナの通信特性に及ぼす渦電流磁束の影響," *信学技報*, EMCJ2005-106, pp.1-6, Nov. 2005.
- [16] M. Ohira, "A bandwidth-enhanced low-profile antenna for in-machine wireless harness communications and its clearance distance evaluation," *IEEE AP-S Int. Symp.*, Orlando, FL, 2013, pp. 978-979.
- [17] F. Casado, A. Arriolar, E. Arruti, J. Parrón, I. Ortego and I. Sancho, "2.45 GHz printed IFA on metallic environments: Clearance distance and retuning considerations," *6th Europ. Conf. on Antennas and Propag.*, Prague, 2012, pp. 921-924.
- [18] 中村 渉, 加藤勝也, 前田忠彦, "アンテナに対する人体手部の影響を低減する電力分配方式の提案," *信学論(B)*, vol.J91-B, no.9, pp.1037-1046, Sep. 2008.
- [19] 加藤勝也, 馬場聡史, 前田忠彦, "人体手部が液晶ディスプレイの外枠に設置したアンテナの放射特性に与える影響," *信学論(B)*, vol.J91-B, no.9, pp.1047-1056, Sep. 2008.
- [20] 小川 晃一, 高橋 司, 小柳 芳雄, 伊藤 公一, "最急降下法による人体近接アクティブアンテナのインピーダンス自動整合," *信学論(B)*, vol.J87-B, no.9, pp.1287-1246, Dec. 2000.
- [21] 佐藤 翔一, 斉藤 彰, 水谷 豊, 坂井 尚貴, 大平 孝, "リアルタイム負荷追従 2.4GHz インピーダンス自動整合回路," *信学論(B)*, vol.J98-B, no.9, pp.948-957, Dec. 2015.

- [22] Q. Liu, A. J. van den Biggelaar, U. Johannsen, M. C. van Beurden and A. B. Smolders, "On-Chip Metal Tiling for Improving Grounded mm-Wave Antenna-on-Chip Performance in Standard Low-Cost Packaging," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 4, pp. 2638-2645, April 2020.
- [23] Fan Yang and Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2691-2703, Oct. 2003.
- [24] P. Salonen, Y. Rahmat-Samii and M. Kivikoski, "Wearable antennas in the vicinity of human body," *IEEE AP-S Int. Symp.*, Monterey, USA, July. 2004.
- [25] 小川英一, 大西康貴, 太田智三, "パッチアダプタ方式による長読み距離金属対応 RFID タグの提案," *信学論(B)*, vol. J90-B, no. 9, pp. 854-863, Sep. 2007.
- [26] A. A. Babar, T. Bjorninen, V. A. Bhagavati, L. Sydanheimo, P. Kallio and L. Ukkonen, "Small and Flexible Metal Mountable Passive UHF RFID Tag on High-Dielectric Polymer-Ceramic Composite Substrate," *IEEE Antennas Wireless Propog. Lett.*, vol. 11, pp. 1319-1322, Nov. 2012.
- [27] B. Gao and M. M. F. Yuen, "Passive UHF RFID Packaging With Electromagnetic Band Gap (EBG) Material for Metallic Objects Tracking," *IEEE trans. compon. pacaging mauf. technol.*, vol. 1, no. 8, pp. 1140-1146, Aug. 2011.
- [28] L. J. Chu, "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas," *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 1163-1175, Dec. 1948.
- [29] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, no. 5, pp. 672-, May 1996.
- [30] 新井宏之, "アンテナの入力特性と近傍電磁界の関係について," *信学技報*, AP2007-90, pp. 41-46, June, 2007.
- [31] 新井宏之, "入力インピーダンスの変動率によるクリアランスの定義," *信学技報*, AP2007-90, pp. 21-24, Oct., 2007.
- [32] 新井宏之, "ダイポールアンテナとメアンダラインアンテナのクリアランス," *信学技報*, AP2007-111, pp. 53-56, Nov., 2007.
- [33] S. Prasad, R. W. P. King, "Experimental Study of Inverted L-, T-, and Related Transmission-Line Antennas," *J. of Research, NBS*, Vol. 65D, No. 5, pp. 449-454, Oct. 1961

- [34] 電子情報通信学会 (編), "アンテナ工学ハンドブック (第2版)," オーム社, 4章, 2008.
- [35] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed., Jhon Wiley & Sons, Chap.9, 2005.
- [36] 森下 久, "小形アンテナの基礎," コロナ社, May 2011.
- [37] J. D. Kraus, R. J. Marhefka, *Antennas for All Applications*, 3rd ed., McGraw-Hill, Chap. 16, 2002.
- [38] R. W. Lampe, "Design formulas for an asymmetric coplanar strip folded dipole," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol. AP-33, No. 9, pp. 1028-1031, Sep. 1985.
- [39] Tong Li, Huiqing Zhai, Xin Wang, Long Li and Changhong Liang, "Frequency-Reconfigurable Bow-Tie Antenna for Bluetooth, WiMAX, and WLAN Applications," *IEEE Antennas Wireless Propog. Lett.*, vol. 14, pp. 171–174, 2015.
- [40] Pei-Yuan Qin, Andrew R. Weily, Y. Jay Guo, Trevor S. Bird, and Chang-Hong Liang, "Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 8, pp. 2742–2747, Aug. 2010.
- [41] P. Yang, K. Yan, F. Yangl, L. Y. Zeng and S. Huang, "Reconfigurable Slot Antenna Design for 5G Smartphone with Metal Casing," *IEEE AP-S Int. Symp.*, Boston, MA, 2018, pp. 453-454.
- [42] P. Qin, A. R. Weily, Y. J. Guo, T. S. Bird and C. Liang, "Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 8, pp. 2742-2747, Aug. 2010.
- [43] Lei Ge and Kwai Man Luk, "A band-reconfigurable directed dipole antenna," *2013 IEEE Int. Workshop on Electromagnetics, Applications and Student Innovation Competition*, Kowloon, pp. 177-179, 2013.
- [44] K. L. Melde, H. Park, H. Yeh, B. Fankem, Z. Zhou and W. R. Eisenstadt, "Software Defined Match Control Circuit Integrated With a Planar Inverted F Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 12, pp. 3884–3890, Dec. 2010.
- [45] B. K. Fankem, K. L. Melde and Zhen Zhou, "Frequency reconfigurable planar inverted F antenna (PIFA) with software-defined match control," *IEEE AP-S Int. Symp.*, Honolulu, HI, 2007, pp. 81-84.
- [46] H. Park, K. L. Melde and W. R. Eisenstadt, "Design of compact adaptive RF matching circuits using Square split ring resonators," *IEEE AP-S Int. Symp.*, Toronto,

ON, 2010, pp. 1-4.

- [47] R. Harrington and J. Mautz, "Theory of characteristic modes for conducting bodies," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 19, no. 5, pp. 622-628, Sept. 1971.
- [48] H. R. Stuart, "Eigenmode Analysis of Small Multielement Spherical Antennas," *IEEE Trans. on Antennas Propag.*, vol. 56, no. 9, pp. 2841-2851, Sept. 2008.
- [49] H. R. Stuart, "Eigenmode Analysis of a Two Element Segmented Capped Monopole Antenna," *IEEE Trans. on Antennas Propag.*, vol. 57, no. 10, pp. 2980-2988, Oct. 2009.
- [50] S. Wang and H. Arai, "Analysis of an optimized notch array antenna by using the theory of characteristic modes," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 253-256, 2014.
- [51] N. Nomura, N. Michishita and H. Morishita, "Characteristic mode analysis of hemispherical shell for helmet antenna design," *Int. Symp. on Antennas Propag.*, Okinawa, 2016, pp. 238-239.
- [52] M. Vogel, G. Gampala, D. Ludick, U. Jakobus, and C. J. Reddy, "Characteristic mode analysis: Putting physics back into simulation," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 57, no. 2, pp. 307-317, Apr. 2015.
- [53] G. Shaker and S. Safavi-Naeni, "Antenna Design for Smartphones Using Modal/Eigenmode Analysis," *Europ. Conf. Antennas Propag.*, pp. 3457-3460, Mar. 2017.

研究業績

本研究に関する発表論文

- (1) Y. Nakagawa, S. Tanaka, T. Toba, K. Matsushita, H. Morishita, “Near-metal-insensitive antenna for closed space wireless communications,” *IEICE Commun. Express*, vol.6, no.11, pp.621-626, Aug. 2017.
- (2) Y. Nakagawa, N. Michishita, H. Morishita, “A Study on Antenna with Characteristics of Insensitive to Metal for Installation in Proximity to Two Metal Walls,” *J. Adv. Simul. Sci. Eng.*, vol.6, no.1, pp.118-127, Mar. 2019.
- (3) Y. Nakagawa, N. Michishita, H. Morishita, “A Study of Impedance Switched Folded Monopole Antenna with Robustness to Metal for Installation on Metal Walls,” *IEICE Trans. Electron.*, vol.E102-C, no.10, pp. 732-739, Oct. 2019.
- (4) Y. Nakagawa, N. Michishita, H. Morishita, “A Folded Monopole Antenna with Novel Structure and Variable Input Impedance by Connecting Additional Elements,” *IET Microw. Antennas Propag.*, (投稿中)

国際会議発表（主著）

- (1) Y. Nakagawa, S. Tanaka, T. Toba, T. Kimura, K. Shirasu, T. Oki, N. Nishiyama, and H. Morishita, “A study on metal-insensitive antenna for closed space wireless communication,” Int. Symp. Antennas Propag., Hobart, Australia, Nov. 2015.
- (2) Y. Nakagawa, N. Michishita, and H. Morishita, “Impedance characteristics of Near-Metal-Insensitive antenna for Installation on Metal Walls,” The 2018 Asian Workshop on Antennas and Propagation (AWAP 2018), Pattaya, Thailand, July 2018.
- (3) Y. Nakagawa, N. Michishita, and H. Morishita, “Effect of metal plate on Near-metal-Insensitive antenna,” The 37th JSST Annual International Conference on Simulation Technology (JSST 2018), Muroran, Japan, Sep. 2018.
- (4) Y. Nakagawa, N. Michishita, and H. Morishita, “A Study on Near-Metal-Insensitive antenna for Installation on Metal Walls,” Int. Symp. Antennas Propag., Busan, Korea, Oct. 2018.
- (5) Y. Nakagawa, N. Michishita, and H. Morishita, “A Fundamental Study of Folded Monopole Antenna with Robustness to Metal,” IEEE Int. Symp. Antennas Propag., Atlanta, GE, July 2019, pp. 699-700.

- (6) Y. Nakagawa, N. Michishita, and H. Morishita, “A Study of Antenna with Robustness to Metal for Installation on Metal Walls,” 2019 URSI-Japan Radio Science Meeting, Tokyo, Japan, Sep. 2019.
- (7) Y. Nakagawa, N. Michishita, and H. Morishita, “A Fundamental Study of Impedance Switched Folded Monopole Antenna with Robustness to Metal,” Int. Symp. Antennas Propag., Xi’an, China, Oct. 2019.
- (8) Y. Nakagawa, N. Michishita, and H. Morishita, “A Study of Folded Monopole Antenna Close to Metal Object by Using Characteristic Mode Analysis,” IEEE Int. Symp. Antennas Propag., Montreal, Quebec, Canada, July 2019, pp. 59-60.

研究会等（主著）

- (1) 中川 雄太, 田中 信吾, 戸羽 辰夫, 松下 健治, 木村 恒人, 白須 賢治, 西山 直人, 森下 久, “閉空間無線通信実現のための金属近接ロバストアンテナの基礎検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2015-12, pp.17-20, Des. 2015.
- (2) 中川 雄太, 道下 尚文, 森下 久, “金属近接ロバストアンテナの金属壁設置に関する基礎検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2018-72, pp. 29-33, Aug. 2018.
- (3) 中川 雄太, 道下 尚文, 森下 久, “金属近接ロバストアンテナの近接物体に関する一検討,” “電子情報通信学会 2018 年ソサイエティ大会, B-1-118, Sept. 2018.
- (4) 中川 雄太, グェンコン ワイ, 道下 尚文, 森下 久, “スイッチング素子を用いた金属近接ロバストアンテナの一検討,” 電子情報通信学会 2019 年総合大会, B-1-101, Mar. 2019.
- (5) 中川 雄太, 道下 尚文, 森下 久, “スイッチング素子を用いたインピーダンス可変の折返しモノポールアンテナの基礎検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2019-65, pp. 97-100, Aug. 2018.
- (6) 中川 雄太, 道下 尚文, 森下 久, “特性モード解析を用いた金属近接ロバストアンテナの一検討,” “電子情報通信学会 2019 年ソサイエティ大会, B-1-39, Sept. 2019.
- (7) 中川 雄太, 道下 尚文, 森下 久, “特性モード解析を用いた金属近接時の折返しモノポールアンテナに関する一検討,” “電子情報通信学会 2020 年総合大会, B-1-60, Mar. 2020.

- (8) 中川 雄太, 道下 尚文, 森下 久, “金属平板間に設置した金属近接ロバストアンテナに関する一検討,” “電子情報通信学会 2020 年ソサイエティ大会, B-1-53, Sept. 2020.