

無指向性の放射パターンを有する
広帯域アンテナの小型化に関する研究

防衛大学校理工学研究科後期課程

電子情報工学系専攻 エレクトロニクス工学教育研究分野

松林 一也

令和2年12月

目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 広帯域アンテナへの要求	1
1.1.2 広帯域アンテナの特性	3
1.1.3 広帯域アンテナの課題	5
1.2 研究の目的	8
1.3 本論文の構成	9
第2章 小型・広帯域アンテナ	11
2.1 まえがき	11
2.2 モノコーンアンテナの低周波化の検討	12
2.2.1 平板素子及び短絡素子の装荷	12
2.2.2 平板素子の短縮による放射パターンの改善検討	17
2.2.3 電流分布による考察	23
2.2.4 試作及び測定結果	24
2.3 小型モノコーンアンテナの放射パターンの改善検討	26
2.3.1 点対称な短絡素子の装荷	26
2.3.2 短絡素子の傾斜角度の影響	32
2.3.3 電流分布及び電界分布による考察	38
2.3.4 試作及び測定結果	41
2.3.5 交差偏波の抑制	43
2.4 先行研究との比較	44

2.5	まとめ	45
第3章 地板が小型の広帯域アンテナ		46
3.1	まえがき	46
3.2	広帯域チョーク付モノコーンアンテナの構造	49
3.3	CRLH CL チョーク構造の設計	51
3.3.1	CRLH CL チョーク構造の分散特性	51
3.3.2	セル数の影響	52
3.4	広帯域チョーク付モノコーンアンテナの特性	56
3.5	電流及び電界分布	61
3.6	短絡素子の装荷	64
3.7	測定結果	69
3.8	まとめ	72
第4章 低姿勢・広帯域アンテナ		73
4.1	まえがき	73
4.2	短絡素子付モノコーンアンテナの低姿勢化の検討	75
4.3	モノコーン素子の平板素子への変更	77
4.3.1	三角形素子への変更	77
4.3.2	台形素子への変更	83
4.3.3	電流分布による考察	90
4.3.4	測定結果	92
4.3.5	交差偏波の抑制	94
4.4	台形素子モデルの更なる低周波化の検討	95
4.4.1	パラメータの調整による低周波化の検討	96

4.4.2	台形素子の形状及び短絡素子の配置の変更	100
4.4.3	円板素子の直径，短絡素子の直径及び給電部の高さの調整	103
4.4.4	台形素子の上辺の幅の変更による更なる低姿勢化	107
4.4.5	電流及び電界分布による考察	111
4.4.6	測定結果	113
4.4.7	交差偏波の抑制	115
4.5	先行研究との比較	116
4.6	まとめ	118
 第5章 結論		119
 謝 辞		122
 参考文献		123
 研究業績		132

第1章 序 論

1.1 研究背景

1.1.1 広帯域アンテナへの要求

マルコーニが大西洋横断の無線通信に成功して以来、アンテナの広帯域化、小型化、高利得化等について、長く課題となっており、アンテナの広帯域化は現在でも主要な課題の一つである。アンテナの広帯域化については、これまでに多くの検討がなされており、ホーンアンテナ等の開口アンテナ、ロンビックアンテナ等の進行波アンテナ、バイコンカルアンテナ等の自己相似構造のアンテナ、対数周期アンテナ等の様々な広帯域アンテナが提案され、様々な用途で使用されている[1-4]。本論文では、このうち無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナについて着目する。

無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナの用途として、車両や船舶等の移動体の通信用[5]、地上デジタルテレビの放送波や携帯電話の通信波が届きにくい不感帯に設置される再送信用[3]、放送波や通信波の送受信のための固定局用[6]及び電子機器から放射される妨害波を測定するためのEMI測定用等があげられる(図1.1)[7]。移動体の通信用アンテナでは、小型、軽量であることに加え、移動の妨げとならないように低姿勢であること及び車体や船体がどの方向を向いても送受レベルの変化が生じないように無指向性の放射パターンであることが求められる。不感地帯の再送信用アンテナにおいても、地下街、高層ビル等の天井に設置することが多く、小型・低姿勢であること、不特定多数の無線局と送受信を行うことから無指向性の放射パターンを有することが必要とされる。これら移動体の通信用及び不感地帯の再送信用アンテナでは、車体や船体、または天井等に設置するため地板上に設置することが前提となる。対して、固定局用及びEMI測定用のアンテナでは、不特定多数の無線局と送受信を行うこと及び測定アンテナの設置の容易性や設置誤差の低減の観点から無指向性の放射パターンを有することが求められることについては同様である。しかしながら、これらのアンテナでは、通信鉄塔や建物に設置したアンテナマストや測定用の三脚等に設置するため、地板を不要とするもしくは小型であることが求められている。

「無指向性の放射パターン」の数値基準について明記した文献は確認することはできないが、文献[8]及び[9]では、指向性の最大偏差が3 dB以内として、放射パターンを評価している。また、EMI測定の基準を定めている文献[10]では、

送信アンテナの水平面の放射パターンとして、正面方向を基準とした ± 60 度の範囲では、 ± 135 度の範囲を dB 値で平均した値と比較して、 ± 2 dB ~ 3 dB 以内であることが明記されている。そのため、本論文では水平面の放射パターンの最大偏差が 3 dB 以下である場合を「無指向性の放射パターン」と定義する。

以上のように無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナは目的・用途に応じ様々な特性が求められている。

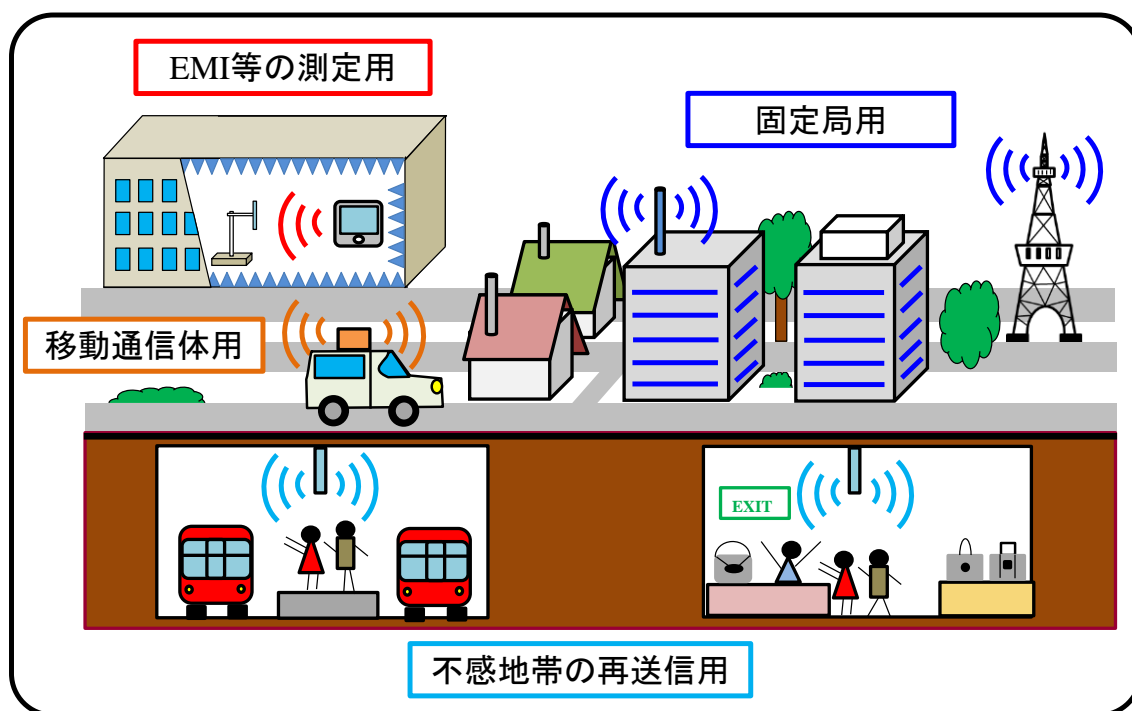


図 1.1 無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナの用途.

1.1.1 広帯域アンテナの特性

アンテナの広帯域化する手法については、大きく分けてアンテナ素子を太くすることにより入力インピーダンスの実部を平坦にし、虚部を 0 と交差させる手法と、2重共振によりスミスチャート上にキックを発生させることで広帯域化する手法がある[11]。これらの手法を用いることによりモノポール系のアンテナ、ダイポール系のアンテナ及びループ系のアンテナを広帯域化したものが種々考案されているが[12]、本論文では、平板形状のアンテナと立体形状のアンテナに分類して検討する。なお、図 1.2 は代表的な平面形状及び立体形状の広帯域アンテナの概要である。

平面形状のモノポール系のアンテナとして、円形形状、楕円形状及び台形形状等の様々な形状の広帯域アンテナが報告されている[13-19]。文献[13]については、垂直面 1 面の放射パターンのみ示されおり、水平面無指向性の放射パターンであることを確認することはできない。文献[14]については、水平面の偏差が 4~7 dB 程度である。文献[15]では、動作周波数帯域が低周波領域と高周波領域で 2 つに分離しており、文献[16-17]では高周波領域で、大きく放射パターンが劣化している。文献[18]では、方形板形状素子の下部の給電部を三分岐し、給電部の間隔と高さを調整することで、1.4 ~11.4 GHz の間で VSWR が 2 以下となる特性を得ている。しかしながら、6 GHz において、水平面の放射パターンが楕円形となっている。また、半円板の放射素子を円筒状に丸めて構成した円筒型モノポールアンテナについても報告されている[19]。こちらについては、放射素子を丸めることで広帯域化するが、高周波領域で水平面の放射パターンが無指向性にならない。次に、平面形状の広帯域特性を有するダイポールアンテナとして、文献[20-21]が報告されている。どちらも無指向性の放射パターンを有するが、文献[20]については、比帯域幅は 32%程度で、50 Ω の伝送線路と接続する場合は、インピーダンス変換器が必要である。また、文献[21]については、比帯域幅は 80 %であるが、VSWR ≤ 3 の基準で設計している。文献[22]では板状アンテナに T 字型のスロットを入れることで平板形状のアンテナを広帯域化している。比帯域幅については、80%程度の広帯域特性を有しているが、高い周波数領域では、楕円形の放射パターンとなる。また、ボウタイアンテナについても同様で、広帯域特性を有する一方、高い周波数領域では楕円形の放射パターンとなる。さらに、入力インピーダンスが高く、50 Ω の伝送線路との整合が困難である[12]。他にも 2 重方形ループアンテナを用いた広帯域アンテナが報告されているが、このアンテナについては、高周波領域と低周波領域で放射パターンが大きく異なる[11][23]。

立体形状の無指向性放射パターンを有する広帯域アンテナとして、Volcano

Smoke アンテナ, 涙滴形状のアンテナ, バイコニカルアンテナ及びモノコーンアンテナ等の回転対称形状のアンテナが考案されている[1-3][24-25]. Volcano Smoke アンテナは 0.25λ 程度の高さで無指向の放射パターンを有するが構造が複雑となる. 涙滴形状のアンテナについては, Volcano Smoke アンテナを簡素化したアンテナで無指向性の放射パターンを有し, 3~20 GHz で $VSWR \leq 1.4$ の測定結果となっている. なお, アンテナの高さについては, 0.25λ 程度である. バイコニカルアンテナは, 円錐形状の素子を上下対称に設置し, 上下素子の中央で給電するアンテナで, 円錐素子の開き角が 45° の場合に広帯域で一定のインピーダンス特性になる. しかしながら, 開き角が 45° の場合, バイコニカルアンテナの入力インピーダンスは高くなるため, 50Ω の伝送線路に接続する場合, インピーダンス変換器が必要となる. モノコーンアンテナは, バイコニカルアンテナの一方の素子を地板に置き換えたアンテナで, 50Ω の伝送線路と広い帯域で整合し, 放射パターンは無指向性となる[2].

以上のように, 平板形状のアンテナについても, 広帯域特性を有するアンテナも多く報告されているが, 高周波領域で放射パターンが劣化し, 楕円形の放射パターンとなることが多い. 対して, 立体の回転対称形状のアンテナでは, 広帯域特性を有し, 高周波領域でも無指向性の放射パターンとなる. そのため, 本論文では, 代表的な回転対称形状で無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナであるモノコーンアンテナに着目する.

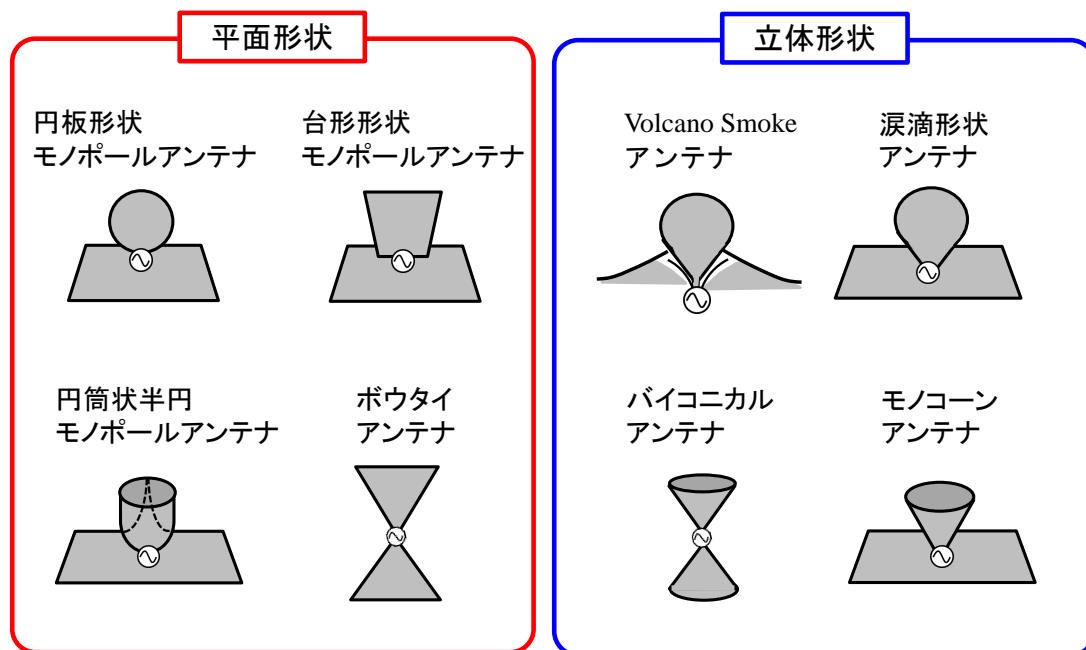


図 1.2 代表的な広帯域アンテナの概要.

1.1.3 広帯域アンテナの課題

前項で述べたように、立体及び回転対称形状のアンテナについては、広帯域で無指向性の放射パターンを有する。しかしながら、動作周波数についてはアンテナサイズに依存しており、低い周波数帯域に対応するためには、アンテナサイズを大きくする必要がある。アンテナには広帯域化と同時に古くから小型化が求められており、広帯域アンテナについても様々な「小型化手法」が考案・報告されてきている。「小型」のアンテナについては、アンテナの寸法や機能により、電氣的小型のアンテナ、寸法制約付小型のアンテナ、機能的小型のアンテナ、物理的小型のアンテナに分類される[26-27]。初めに電氣的小型のアンテナとは、波長に比べて小さな寸法を持つアンテナで、寸法が1ラジアン球内にあるアンテナである。次に寸法制約付小型のアンテナとは、アンテナの寸法の一部が「電氣的小型」のアンテナである。容量装荷モノポールアンテナやマイクロストリップアンテナ等が報告されている。機能的小型のアンテナは、同じあるいはより小型な寸法をもつアンテナに比べ、付加的機能を持つアンテナである。最後の物理的小型のアンテナについては、アンテナの物理的大きさが比較的な意味で小型のアンテナである。本論文では、この中で、電氣的小型のアンテナ及び寸法制約付小型のアンテナに着目し、これらのアンテナで用いられる手法を広帯域アンテナに適用することで、広帯域アンテナの電氣的小型化と寸法制約付小型化を検討する。

電氣的小型化

一般的にアンテナは小型化した場合、放射効率及び利得が低下し、比帯域幅が狭くなる。そのため、アンテナの小型化と広帯域化はトレードオフの関係となっている。アンテナを小型化すると、周波数帯域、放射効率、指向性のいずれかの性能が劣化する。電氣的体積の定義方法については、さまざまな手法が考案されているが[28-29]、本論文では、アンテナを囲む円柱または角柱の空間体積を下限周波数の波長で規格化した占有体積で評価するものとする。

アンテナを小型化する手法として、電流経路を変化させ、アンテナを小型化する手法が報告されている。具体的には、アンテナにノッチやスロットを装荷することによって、電流の経路長を延伸し、アンテナの動作周波数の低周波化することが可能である。他にも誘電体または磁性体で、アンテナを囲むことで実行波長を短くする手法及び整合回路やインピーダンスを付加することで小型化する手法等が存在するが、材料等を用いることによる損失が増加することに加え、アンテナ構造が複雑化する問題がある[30]。

これらの手法を回転対称形状の広帯域アンテナに適用することで、広帯域ア

アンテナを小型化する手法について、多くの検討が行われている。代表的な無指向性の広帯域アンテナであるモノコーンアンテナの小型化に関する報告として、文献[31-39]がある。また、平板素子と短絡素子をモノコーンアンテナに装荷したアンテナやモノコーンアンテナを指数関数形状の素子に置き換えたアンテナが報告されている[40-43]。これらのアンテナの多くは比帯域幅 ($VSWR \leq 2$ または $|S_{11}| \leq -10$ dB) が 100%以上で、アンテナ高さは低姿勢となるが、短絡素子が円周状に離隔して配置されているため、設置面積が広がり、アンテナの占有体積が大きくなる。また、モノコーンアンテナの上端に短絡素子を直接装荷したアンテナについても報告されている[44-45]。これらのアンテナでは設置面積は小さくなるが、前述に比べアンテナ高さが高いため占有体積が大きくなる問題がある。

寸法制約付小型化（地板の小型化）

モノコーンアンテナ等のモノポール型の回転対称形状のアンテナについては、広帯域特性を有し、無指向性の放射パターンとなる。しかしながら、それらのアンテナは十分に大きな地板上に設置する必要があり、垂直面の放射パターンは地板に対して上向きとなる[2]。さらに、地板の大きさが十分でない場合、同軸線路からの不平衡給電により漏れ電流が同軸線路の外部導体に流れるため、不要波が放射され放射パターンに乱れが生じる。

大きな地板を用いずに漏れ電流を抑制する方法として、チョークを用いる方法がある。0.25 波長のチョークをモノポールアンテナに取り付けたアンテナはスリーブアンテナと呼ばれ、水平面無指向性の放射パターンを有し、垂直面の放射パターンについては 8 の字となるため、水平方向の放射が最も強くなる。広帯域な特性を有するスリーブアンテナについては、これまでに多く報告されている[46-53]。しかしながら、広帯域に亘り水平面無指向性及び垂直面 8 の字の放射パターンを有するスリーブアンテナに関する報告は少ない。文献[10]では、右手左手系複合 (CRLH) 同軸線路 (CL) の EBG (電磁バンドギャップ) を利用したチョーク構造が提案されている[54]。このチョーク構造は、20 個の CRLH CL のセル構造で構成されており、広帯域に亘り水平面無指向性及び垂直面 8 の字の放射パターン特性を有している。しかしながら、放射素子としてモノポールアンテナを用いており、周波数に応じて放射素子の長さを変更する必要がある。

寸法制約付小型化（低姿勢化）

アンテナの高さと比帯域幅はトレードオフの関係にあり，低姿勢と広帯域の双方の特性を実現することは重要な課題である．水平面内無指向性の放射パターンを持つ低姿勢の広帯域アンテナについては，多くの研究が実施されている．平板素子と短絡素子をモノコーンアンテナや指数関数形状素子に装荷したアンテナが報告されている[31-45]．これらのアンテナの多くは比帯域幅（ $VSWR \leq 2$ または $|S_{11}| \leq -10$ dB）が 100%以上である一方，アンテナの高さは $0.05 \lambda_0$ （ λ_0 ：最低動作周波数の波長）以上となっている．三角形もしくは台形等の平板素子もしくは線状素子の上に円板素子及び複数の短絡素子及びビアを設置した低姿勢の広帯域アンテナについても，多く報告されている[55-59]．これらのアンテナについては，アンテナ高さが $0.05 \lambda_0$ 以下であるが，比帯域幅は 50 %以下となる．また，文献[9, 60-61]では，十字形状もしくはY字形状に配置した三角形素子に円板素子及び短絡素子を装荷することにより，低姿勢で広帯域の特性を有するアンテナを達成している．これらのアンテナは，100%以上の比帯域幅を有するが，アンテナの高さは $0.05 \lambda_0$ 以上である．以上のことから， $0.05 \lambda_0$ 以下のアンテナの高さで 50%以上の比帯域幅を有するアンテナに関する報告は確認できない．

1.2 研究の目的

本論文では、無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナの電氣的小型化及び寸法制約付小型化（地板の小型化及び低姿勢化）について検討を行う。

はじめに、広帯域アンテナの電氣的小型化について検討を行い、比帯域幅の最大化を行うとともに、その占有体積の最小化を検討する。次に、広帯域アンテナの寸法制約付小型化（地板の小型化及び低姿勢化）について検討を行う。これにより、アンテナの一部が電氣的に短い広帯域アンテナについての検討を行う。地板の小型化については、広帯域特性を維持しつつ、放射素子と同程度のサイズとなることを目標とする。広帯域アンテナの低姿勢化については、比帯域幅の最大化を行うとともに、アンテナの高さの最小化を検討する。

1.3 本論文の構成

本論文では、代表的な無指向性放射パターンを有する広帯域アンテナであるモノコーンアンテナに着目し、電気的小型化、広帯域アンテナの寸法制約付小型化（地板の小型化及び低姿勢化）について検討した。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、広帯域アンテナへの要求項目を示し、小型化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「小型・広帯域アンテナ」では、水平面内無指向性の放射パターンを有する電気的小型で広帯域なアンテナについて提案する。具体的には、無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナであるモノコーンアンテナに付加物を装荷することにより、モノコーンアンテナの小型化についてシミュレーションを用いた検討を行う。また、シミュレーションの妥当性を確認するため、検討したアンテナを試作し、測定した結果を示す。

第 3 章「地板が小型の広帯域アンテナ」では、広帯域の EBG を有する CRLH CL をモノコーンアンテナのチョーク構造に適用することで、水平面無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナの寸法制約付小型化（地板の小型化）について、シミュレーションを用いた検討を行う。次に、CRLH CL チョーク構造上に設置したモノコーンアンテナに短絡素子を装荷することにより、その動作周波数の低減について検討する。最後に試作したアンテナの測定結果とシミュレーション結果を比較することでシミュレーションの妥当性を示す。

第 4 章「低姿勢・広帯域アンテナ」では、水平面内無指向性の放射パターンを有する低姿勢で広帯域なアンテナについて提案する。第 2 章で提案したアンテナのモノコーン素子を平板素子に変更することで寸法制約付小型化（低姿勢化）についての検討をシミュレーションにより行う。また、広帯域アンテナの低姿勢化と小型化のトレードオフについて検討を行う。さらに検討したアンテナについて、試作・測定することでシミュレーションの妥当性を示す。

第 5 章「結論」では本研究のまとめを述べる。

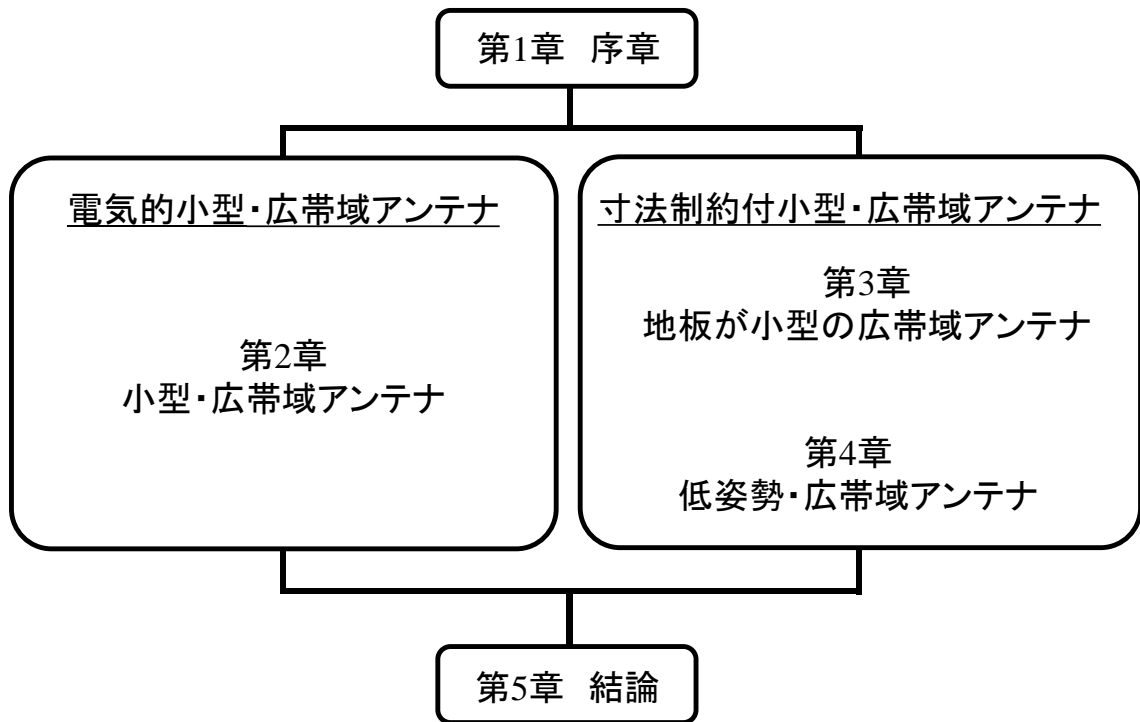


図 1.3 本論文の構成.

第2章 小型・広帯域アンテナ

2.1 まえがき

本章では、車両や船舶等の移動体用のアンテナ及び地上デジタルテレビの放送波や携帯電話の通信波が届きにくい不感帯に設置される屋内アンテナに着目する。これらのアンテナでは、車体や船体、地下街の天井などの狭いスペースに設置されるため、小型・広帯域の特性が求められている。

小型・広帯域アンテナに関する多くの検討が行われている。平板形状の広帯域アンテナを小型化した報告として、文献[62-67]がある。文献[62]では三角形素子に円環状の短絡素子を付加することで小型・広帯域の特性を有するモノポールアンテナについて検討しており、 $VSWR \leq 2.2$ の基準で比帯域幅は150%以上である。文献[63-65]では、ボウタイアンテナに短絡素子を付加し、折り返し構造とすることで小型化を達成している。しかしながら、入力インピーダンスが高く、 50Ω の伝送線路との整合が困難である。ボウタイアンテナを地板上に設置した上で、ボウタイ素子を台形素子に変更し、さらにスリットを設けた小型で広帯域のアンテナについても報告されている[66-67]。しかしながら、これら平板形状の広帯域アンテナについては、前章で述べたように高周波領域の放射パターンは楕円形となる。立体形状の広帯域アンテナについても同様の手法で小型化されており、多くの報告がある。モノコーンアンテナの小型化については、多く報告されており、これらのアンテナの多くは比帯域幅 ($VSWR \leq 2$ または $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$) が100%以上である。平板素子と短絡素子をモノコーンアンテナに装荷したアンテナやモノコーンアンテナを指数関数形状素子に置き換えたアンテナが報告されている[31-43]。これらのアンテナはアンテナの高さが低姿勢となるが、短絡素子が円周状に離隔して配置されているため、設置面積が広がり、結果として、アンテナサイズが大きくなる。モノコーンアンテナの上端に短絡素子を直接装荷したアンテナについても報告されている[44-45]。これらのアンテナでは設置面積は小さくなるが、前述に比べアンテナ高さが高くなる問題がある。

本章では、広い周波数帯域で入力インピーダンス特性が一定となるモノコーンアンテナに着目し、モノコーンアンテナに付加物を装荷することにより、モノコーンアンテナの小型化について検討を行う。なお、本章における解析にはANSYS社のHFSSを使用する。

2.2 モノコーンアンテナの低周波化の検討

2.2.1 平板素子及び短絡素子の装荷

本項では、モノコーンアンテナ（図 2.1）に長方形素子を装荷し、逆 L 構造とすることでモノコーンアンテナの低周波化を検討し、次に短絡素子を装荷することで更なる低周波化を検討する。前者を長方形素子装荷モデル、後者を短絡素子装荷モデルとする。なお、長方形素子の長辺は 200 mm、短辺が 120 mm、短絡素子直径は 1 mm としている。図 2.2 に長方形素子装荷モデルと短絡素子装荷モデルの概要、図 2.3 に VSWR 特性を示す。地板は無有限大としている。モノコーンアンテナに平板素子を装荷した長方形素子装荷モデルでは $VSWR \leq 2$ となる下限周波数 (f_{min}) が 780 MHz から 560 MHz に、さらに短絡素子装荷モデルでは、520 MHz に低減していることが確認できる。ここで、アンテナサイズを評価するために占有体積について定義する。占有体積は、地板を除く素子の体積を f_{min} の波長で規格化した値とし、円柱または角柱の空間体積をアンテナ形状に合わせて算出するものとする。モノコーンアンテナの占有体積は円柱状であるため、モノコーンアンテナの占有体積は $0.0119 (\pi \times 0.16^2 \times 0.16)$ となる。対して、長方形素子装荷モデル及び短絡素子装荷モデルは角柱形状であるため、占有体積はそれぞれ $0.0095 (0.224 \times 0.373 \times 0.114)$ 及び $0.0076 (0.208 \times 0.347 \times 0.106)$ となり僅かに小型化していることが分かる。

図 2.4 に 660 MHz 及び 2000 MHz における放射パターンを示す。2000 MHz ではどちらのモデルも概ね水平面内無指向性の放射パターンを有しているが、660 MHz では、両アンテナともに yz 面でブロードサイドへの放射が発生し、モノコーンアンテナに比べ水平面の放射が低下していることが確認できる。

次に長方形素子装荷モデル及び短絡素子装荷モデルにおいて、ブロードサイドへの放射が発生し、水平面の放射が低下している理由について考察を行う。図 2.5 に両モデルの 660 MHz における電流分布を示す。両モデルともに長方形素子上に強く電流が分布していることが分かる。そのため、長方形素子上の電流によりブロード方向への放射が生じたものと考えられる。

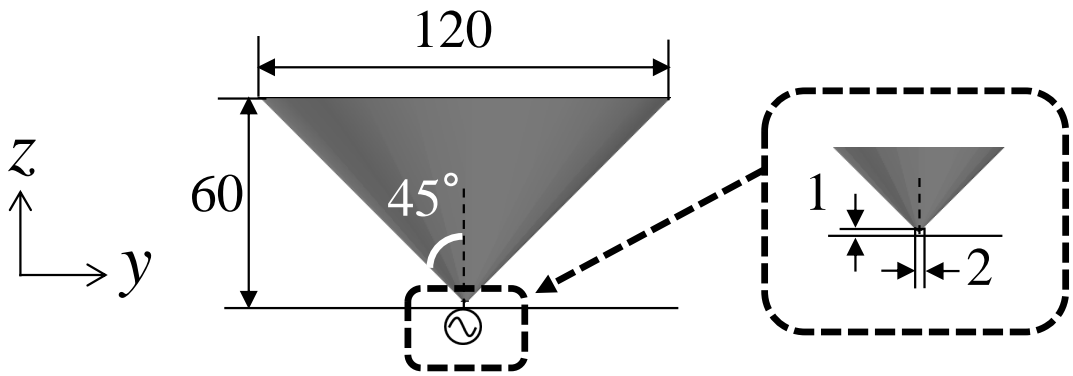
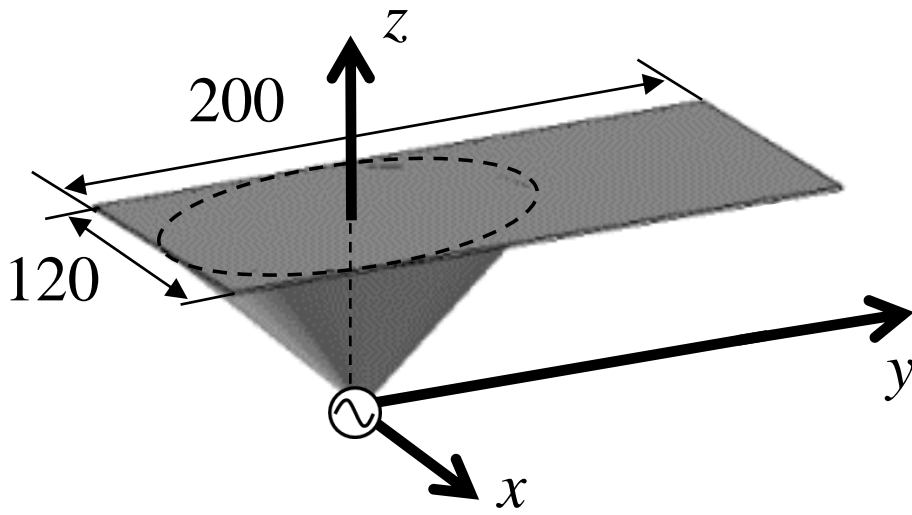
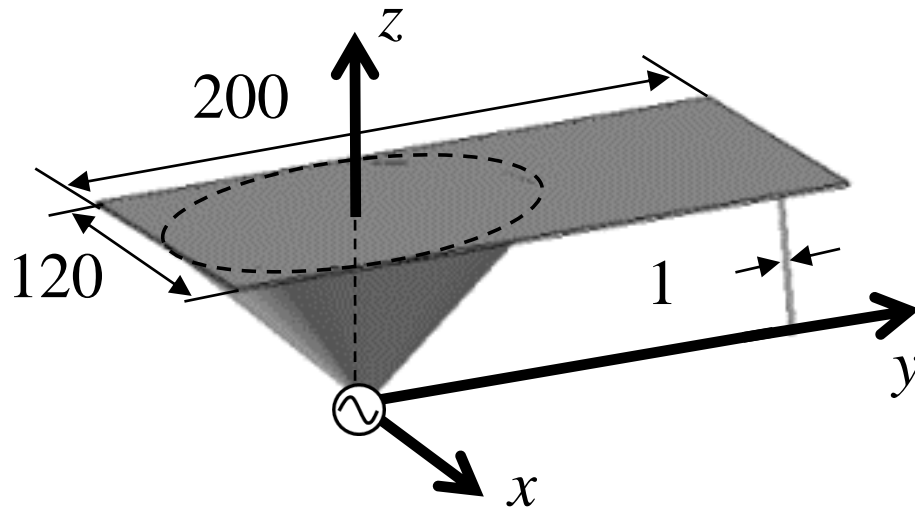


図 2.1 モノコーンアンテナ.



(a)長方形素子装荷モデル



(b)短絡素子装荷モデル

図 2.2 改善モデル概要.

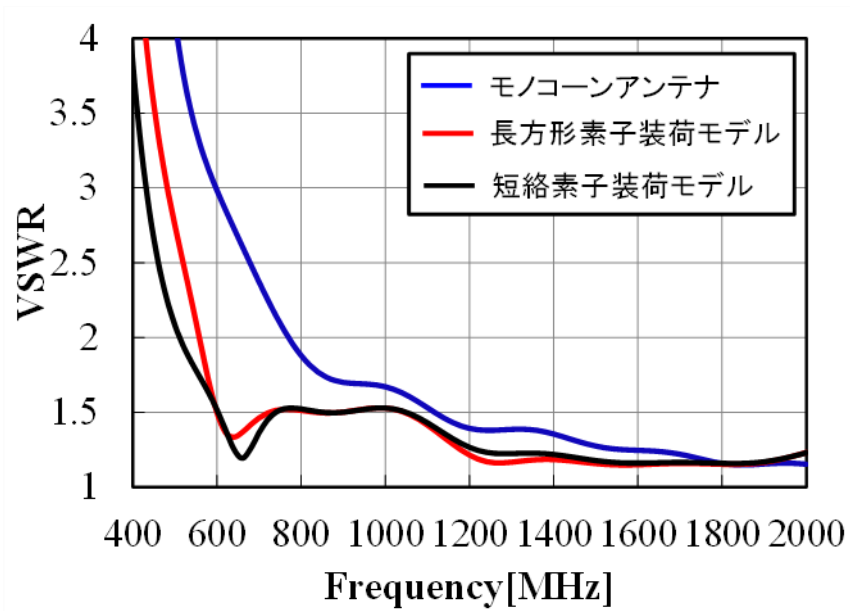


図 2.3 VSWR 特性.

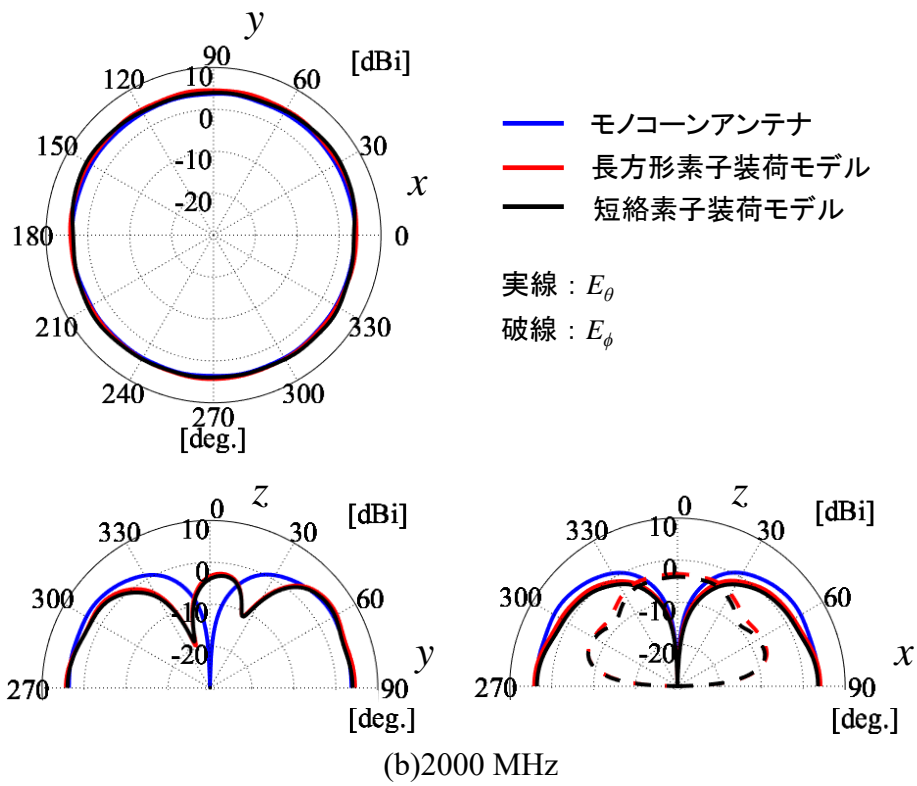
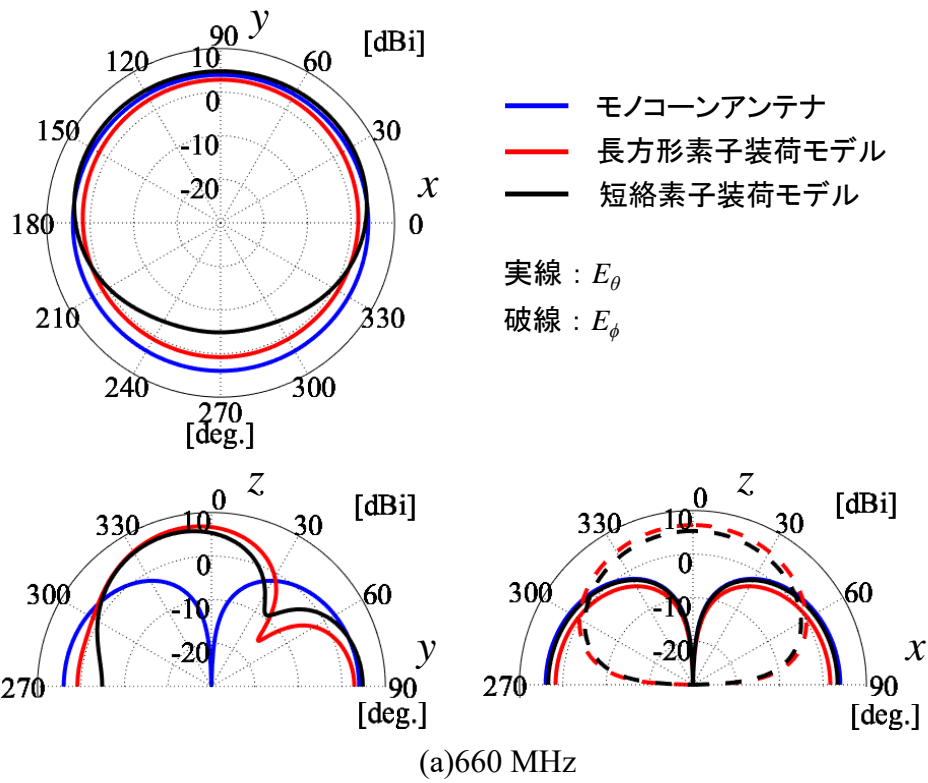
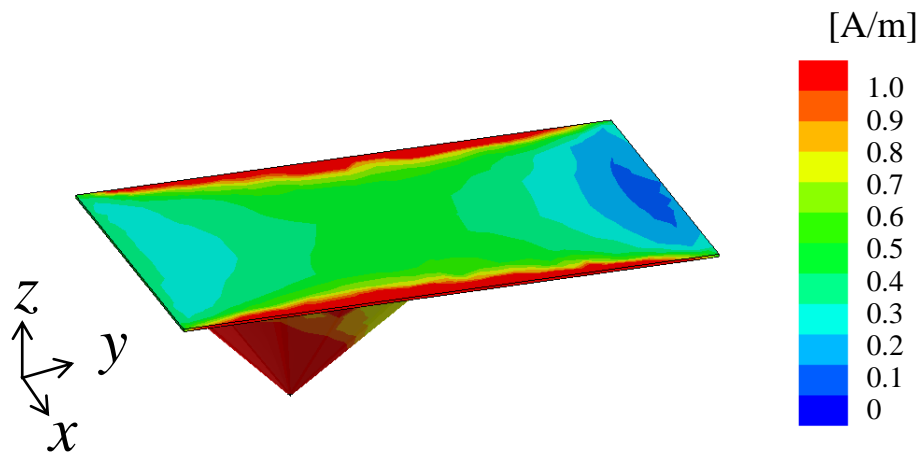
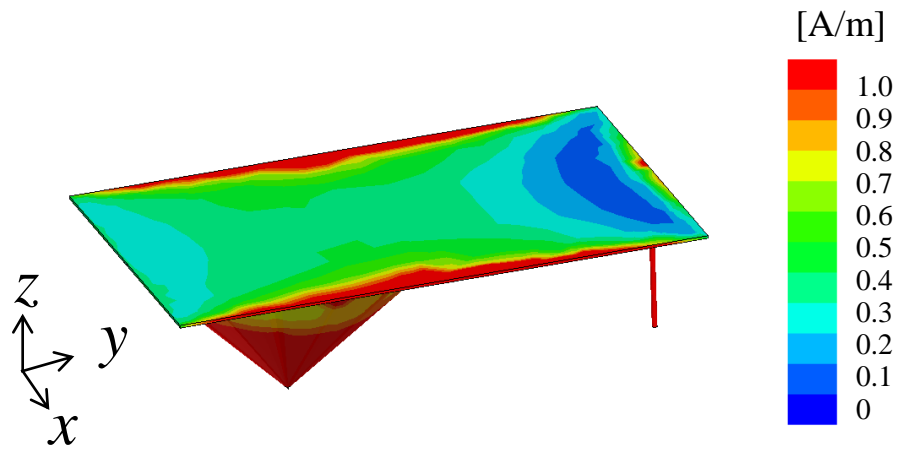


図 2.4 放射パターン.



(a)長方形素子装荷モデル

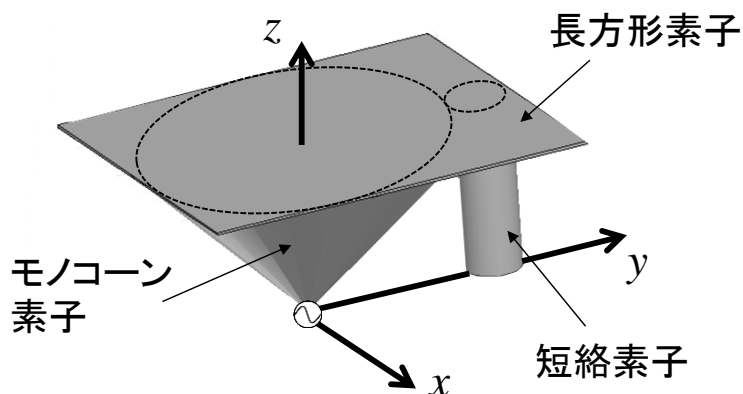


(b)短絡素子装荷モデル

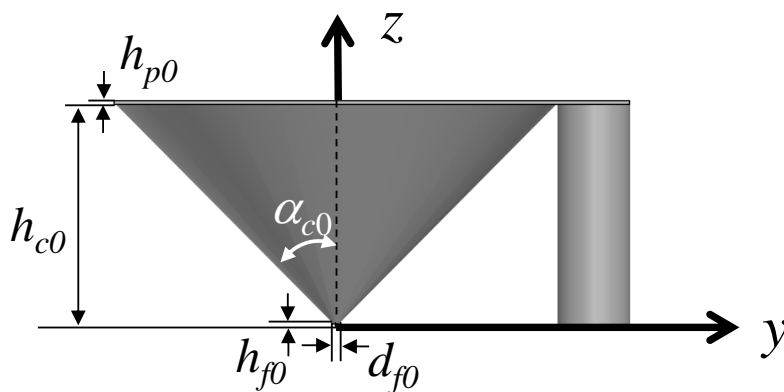
図 2.5 電流分布 (660 MHz).

2.2.2 平板素子の短縮による放射パターンの改善検討

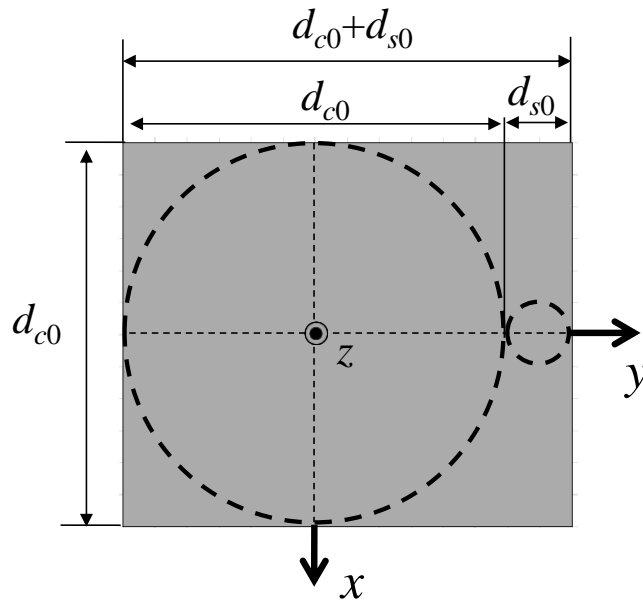
2.2.1 項において、長方形素子及び短絡素子を装荷することでモノコーンアンテナの低周波化について検討した。結果として、長方形素子装荷モデルでは、 f_{min} が 780 MHz から 560 MHz に、短絡素子装荷モデルでは、520 MHz に低減した。しかしながら、両モデル共に 660 MHz 付近において、電流が長方形素子に強く分布することにより、ブロード方向に放射が生じ、水平面の放射が減少した。そのため、本項では長方形素子の長辺を短縮し、短絡素子をモノコーン素子の上端に設置することでこの改善について検討を行う。図 2.6 に長方形素子短縮モデルを示す。短絡素子装荷モデルの長方形素子の長辺を短縮したもので、 d_{c0} 、 h_{c0} 及び α_{c0} は、それぞれ、モノコーン素子上部の直径、高さ及び開き角、 d_{s0} は短絡素子の直径としている。ここで、モノコーン素子先端の直径 (d_{f0}) は 2 mm、給電点の高さ (h_{f0}) 及び長方形素子の厚さ (h_{p0}) は、いずれも 1 mm である。



(a)概要図



(b)側面図

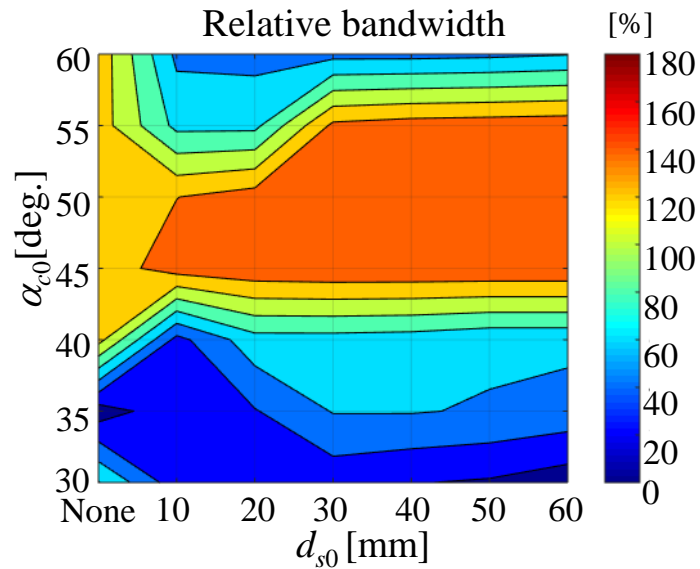


(c)上面図

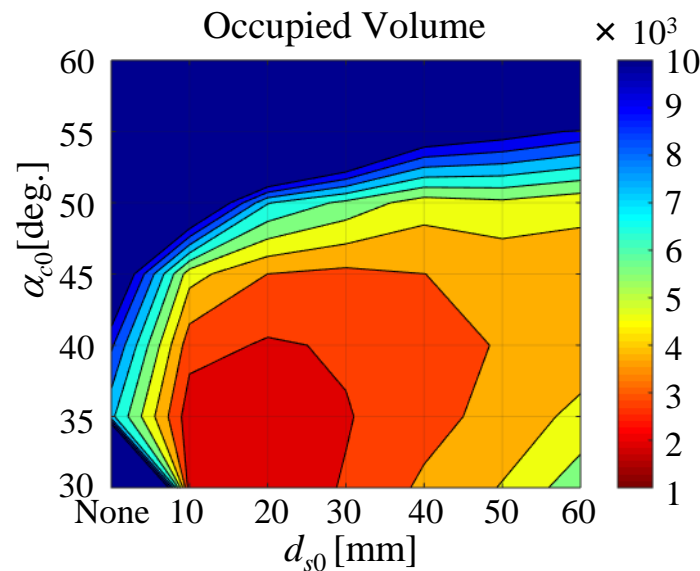
図 2.6 長方形素子短縮モデル.

長方形素子短縮モデルにおける最適なパラメータを検討するため、VSWR 特性についてシミュレーションを行う。ここで、地板は無大として、図 2.7 は d_{s0} 及び α_{c0} をそれぞれ変化させた場合の $VSWR \leq 2$ 以下となる比帯域幅及び占有体積をカラーマップで示したものである。ここで、 h_{c0} は 60 mm で固定し、比帯域幅については、3600 MHz を上限としたシミュレーション結果から算出するものとする。図 2.7(a)より、比帯域幅については、 $\alpha_{c0} = 45^\circ \sim 55^\circ$ の間で広くなり、 $\alpha_{c0} = 45^\circ$ で $d_{s0} \geq 10$ mm、 $\alpha_{c0} = 50^\circ$ で $d_{s0} \geq 20$ mm 及び $\alpha_{c0} = 55^\circ$ では $d_{s0} \geq 30$ mm の場合で比帯域幅は 140%以上となるのが分かる。次に占有体積については、図 2.7(b)より、 $\alpha_{c0} = 45^\circ$ の場合では、 d_{s0} が 20~40 mm の間に 0.004 以下の領域が存在し、 $\alpha_{c0} \geq 50^\circ$ の場合では、いずれの場合についても占有体積は 0.004 より大きいことが確認できる。

以上より、比帯域幅が広く、占有体積が小さくなる $\alpha_{c0} = 45^\circ$ 、 $d_{s0} = 20$ mm の場合に着目し、検討を行う。



(a) 比帯域幅



(b) 占有体積

図 2.7 長方形短縮モデルの比帯域幅及び占有体積 (α_{c0} , d_{s0} 変化時).

図 2.8 及び図 2.9 に $\alpha_{c0} = 45^\circ$, $d_{s0} = 20 \text{ mm}$ の場合の長方形短縮モデルとモノコーンアンテナの VSWR 特性及び放射パターンを示す. ここで, 放射パターンの周波数は 500 MHz 及び 2000 MHz としている. 図 2.8 より, f_{min} が 780 MHz から 460 MHz に低減していることが分かる. また, 占有体積については, 0.0119 から 0.0037 に低減しており, モノコーンアンテナに比べ約 31%まで小型化している. さらに, 比帯域幅が 158.7%以上となっており, 小型で広帯域の特性を有していることが確認できる. 次に放射パターンについては, 500 MHz では xy 面に

において長方形短縮モデルの放射がモノコーンアンテナに比べ強くなっていることが確認できる。しかしながら、2000 MHz においては、 xy 面で短絡素子が設置している $0\sim 180^\circ$ 方向で、モノコーンアンテナに比べ放射が弱くなることが分かる。 xy 面の放射パターンの最大偏差の周波数特性を図 2.10 に示す。最大偏差は、高周波領域で増加しており、920 MHz 以上で 3 dB を超えている。結果として、 $VSWR \leq 2$ 以下となる領域では 460~920 MHz で 3 dB 以下となり、その比帯域幅については 66.7%であった。

以上より、長方形素子短縮モデルでは、低い周波数領域では、モノコーンアンテナに比べ放射が強くなり無指向性の放射パターンを有するが、高い周波数領域では、放射パターンが劣化することが分かった。

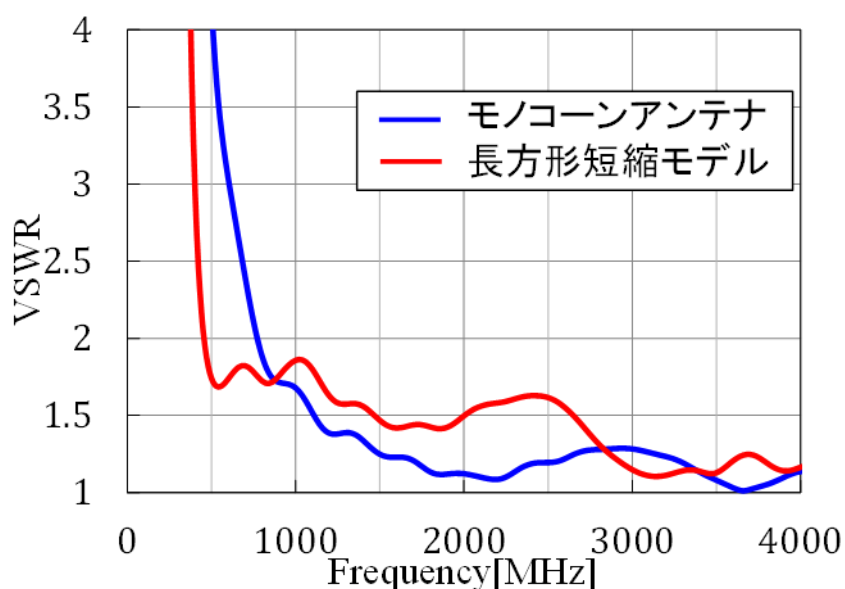
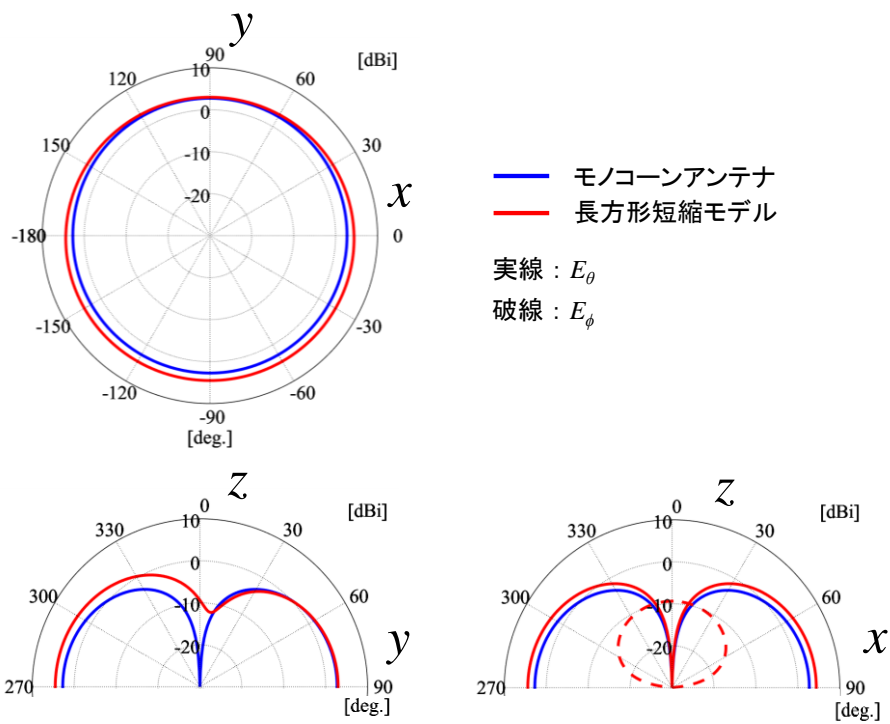
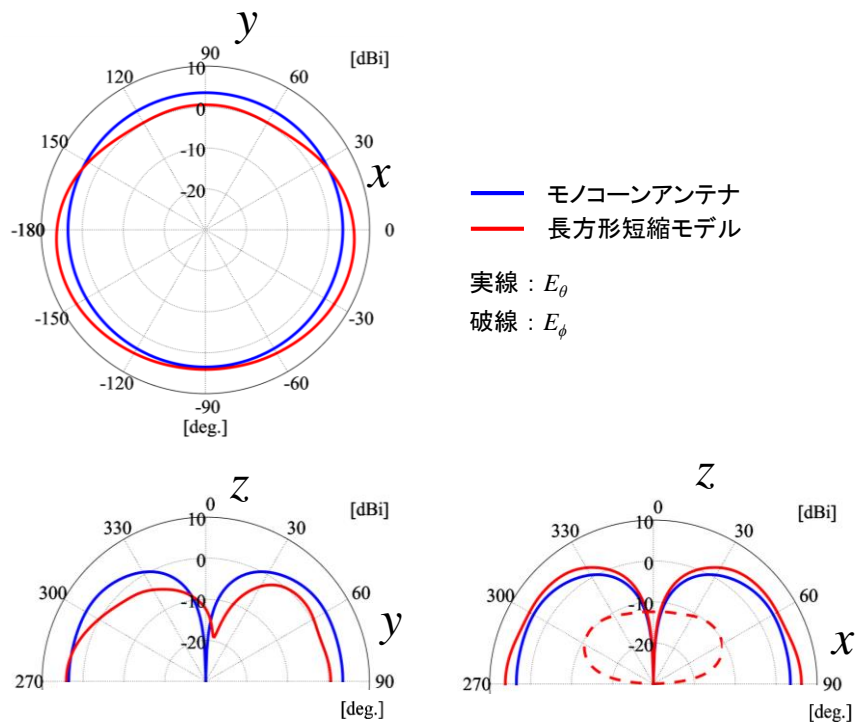


図 2.8 VSWR 特性.



(a) 500 MHz



(b) 2000 MHz

図 2.9 放射パターン.

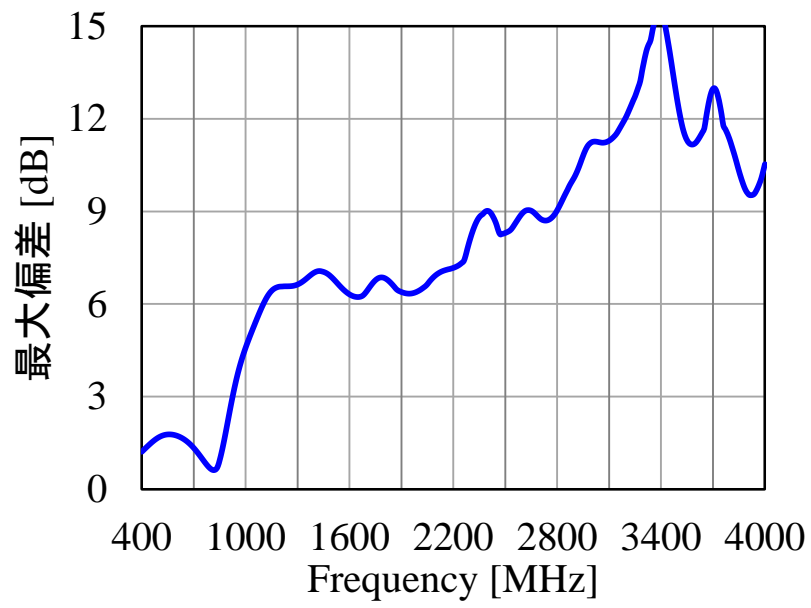
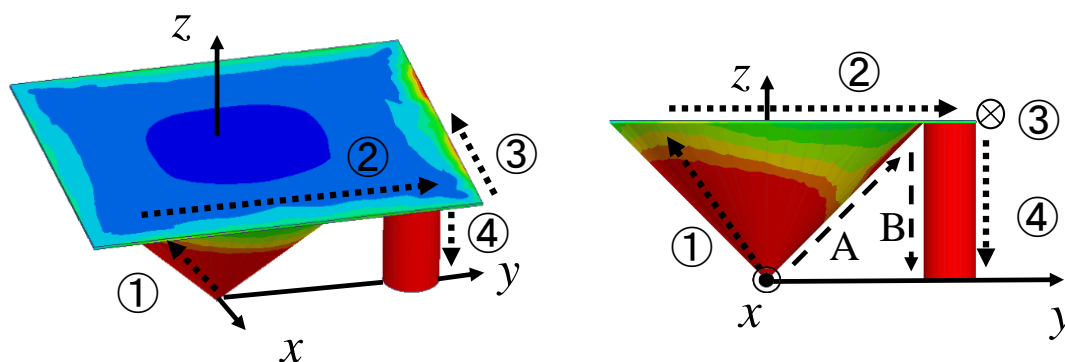


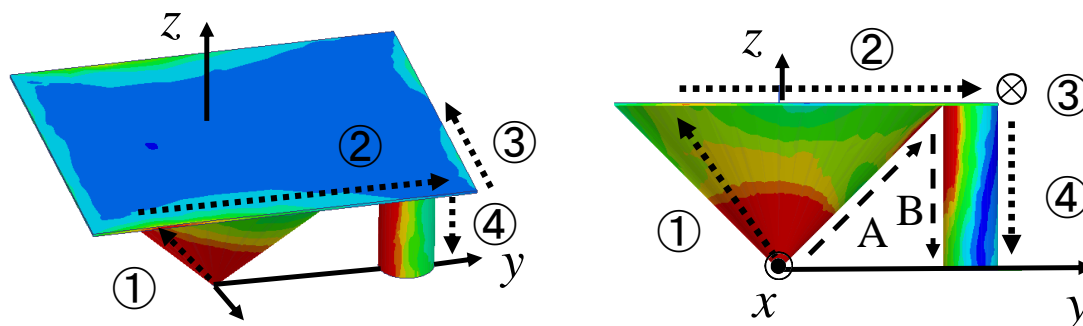
図 2.10 xy 面における放射パターン (E_θ) の最大偏差.

2.2.3 電流分布による考察

前項において、パラメータを $\alpha_{c0} = 45^\circ$ 、 $d_{s0} = 20 \text{ mm}$ とした場合に占有体積が小さく、比帯域幅が広いこと及び高周波領域で放射パターンの偏差が大きくなることが確認できた。本項では、長方形素子短縮モデルがモノコーンアンテナに比べて動作周波数が低周波化した理由及び高周波領域で放射パターンが劣化した理由について考察する。図 2.11 に 500 MHz 及び 2000 MHz における電流分布を示す。500 MHz では、破線 A~B の長さの和が 0.25λ 程度であるため、モノコーン素子内側と短絡素子を流れる電流は逆相モードで動作し、打ち消される。一方、点線①~④線の長さの和が 0.5λ 程度であるため、給電点からモノコーンアンテナ素子外側の上端までの電流と、短絡素子の上端から地板までの電流が同相モードとなる。そのため、低い周波帯域では平板逆 F アンテナと同様の原理が発生していると推測される[27]。2000 MHz では、モノコーンアンテナ素子の下部と短絡素子の内部の両方に電流が強く分布しており、短絡素子の外側に分布する電流が弱くなっていることが分かる。2000 MHz では、図に示す破線 A~B の長さの和が約 1λ となることから、モノコーンの下部及び短絡素子の内側に強く電流が分布し、短絡素子の外側に分布する電流が比較的弱く分布するため、短絡素子が設置している方向の放射が弱くなったものと考えられる。



(a) 500 MHz



(b) 2000 MHz

図 2.11 電流分布.

2.2.4 試作及び測定結果

図 2.12 に試作したアンテナ, 図 2.13 に VSWR 特性の測定結果を示す. ここで地板は, 600 mm×600 mm としている. 図 2.13 より測定結果は, シミュレーション結果とよく一致していることが分かる. VSWR ≤ 2 となる比帯域幅は, 測定値で 159.8%以上 (447 MHz~4000 MHz) となっており, 広帯域特性を有していることが分かる. なお, 測定値における提案アンテナの占有体積は 0.0034 (0.18×0.21×0.09) である.

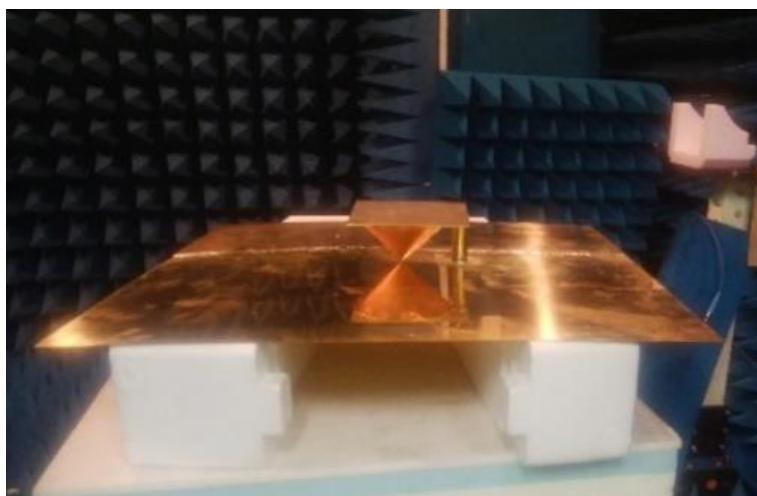


図 2.12 試作アンテナ.

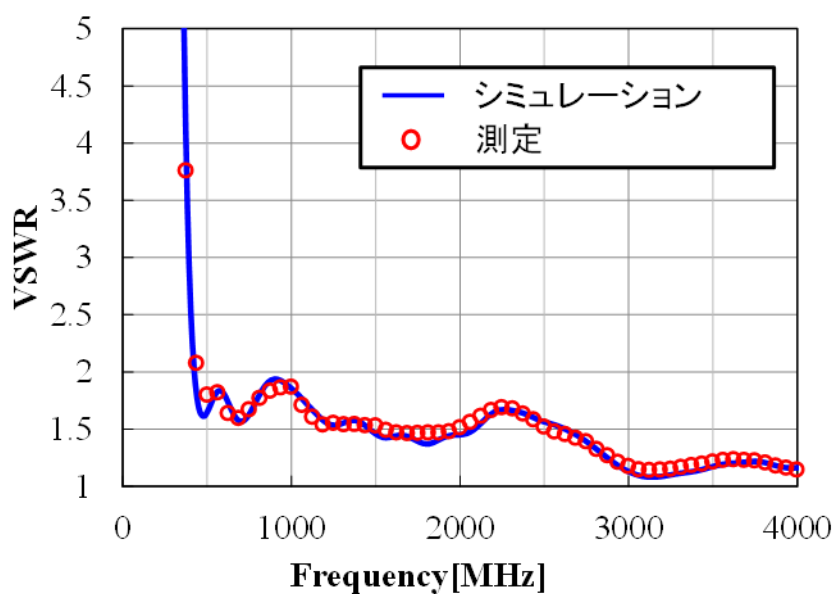


図 2.13 測定結果 (VSWR 特性).

図 2.14 に、提案アンテナの xy 面における放射パターンの測定結果を示す。周波数は 500, 1000, 1500 及び 2000 MHz である。測定結果は、シミュレーション結果とよく一致していることが確認できる。500 MHz では無指向性の放射パターンになっており、 xy 面での利得は 0.2dBi である。しかしながら、その他の周波数では、 $\phi = 180^\circ \sim 360^\circ$ まではほぼ一定であるが、 $\phi = 90^\circ$ 方向で放射が減少していることが分かる。1000 MHz, 1500 MHz, 2000 MHz における、 xy 面での利得は、それぞれ -1.0, -1.0, 0.9 dBi である。

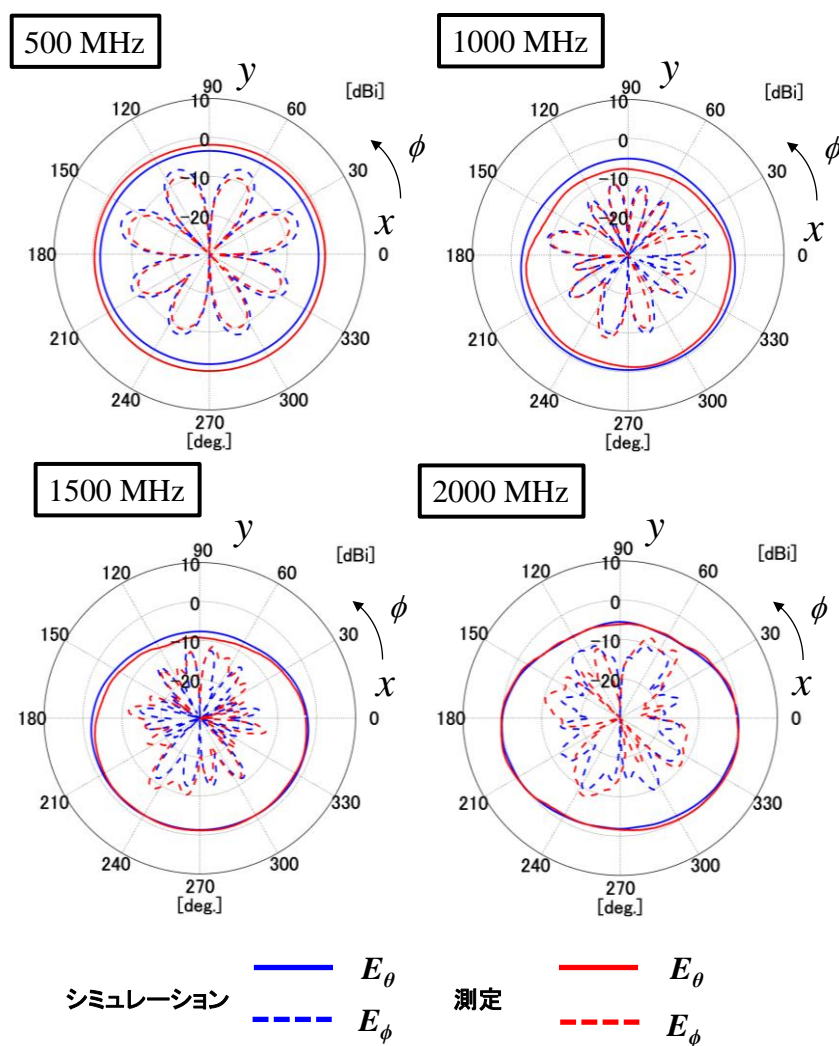
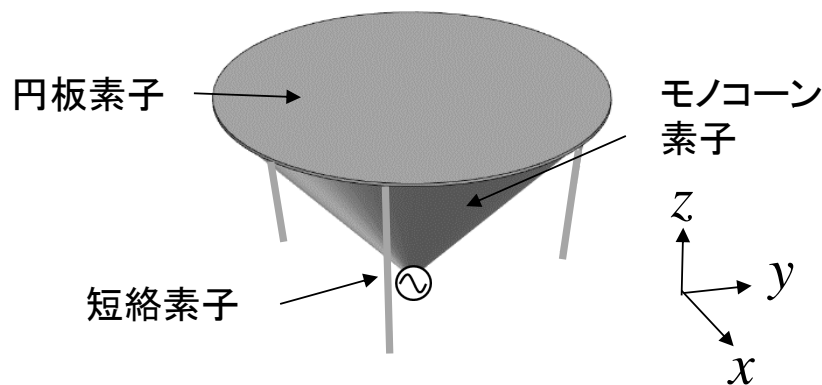


図 2.14 測定結果 (放射パターン).

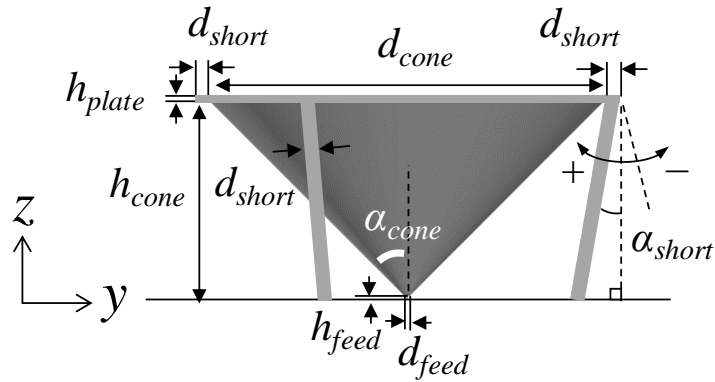
2.3 小型モノコーンアンテナの放射パターンの改善検討

2.3.1 点対称な短絡素子の装荷

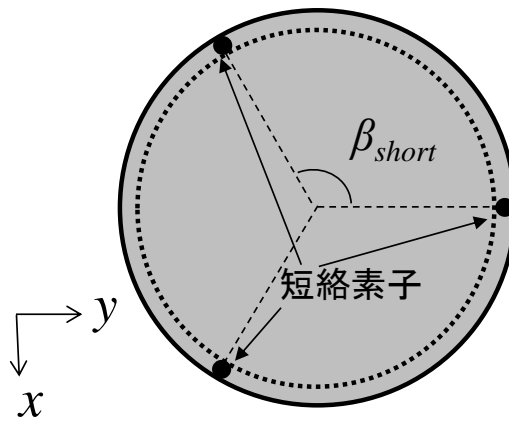
前節の検討で、モノコーンアンテナに平板素子及び短絡素子を装荷することでモノコーンアンテナの小型化について検討した。しかしながら、高い周波数領域では水平面内の放射パターンが劣化する結果となった。本節では、放射パターンの改善のため、長方形素子を円板素子に変更し、短絡素子の直径 (d_{short})、本数 (n) 及び傾斜角度 (α_{short}) を変更することでモノコーンアンテナの放射パターンの改善及び更なる小型化について検討する。図 2.15 に当該モデル (複数短絡素子装荷モデル) の構成を示す。複数短絡素子装荷モデルは、地板上に設置したモノコーン素子、円板素子及び傾斜した短絡素子で構成され、給電点はモノコーン素子の先端に設置している。ここで、 d_{cone} 、 h_{cone} 、及び α_{cone} は、それぞれモノコーン素子の直径、高さ及び開き角とし、 $d_{cone} = 120$ mm、 $h_{cone} = 60$ mm、 $\alpha_{cone} = 45^\circ$ として検討を行う。なお、短絡素子は Y 軸上の点を起点として $\beta_{short} = 360^\circ/n$ の間隔で点対称に配置するものとする。また、給電点の高さ (h_{feed})、給電点の直径 (d_{feed}) 及び円板素子の厚さ (h_{plate}) は、それぞれ 0.5, 1, 0.5 mm である。



(a)概要図



(b)側面図



(c)上面図

図 2.15 複数短絡素子装荷モデル.

短絡素子の数 n と短絡素子の直径 d_{short} をパラメータとして、複数短絡素子装荷モデルの f_{min} 、比帯域幅 (VSWR ≤ 2) 及び占有体積について検討を行う。本検討においては、 $\alpha_{short} = 0^\circ$ とする。図 2.16 及び図 2.17 は、 n と d_{short} が変化した場合の f_{min} 及び比帯域幅を示したものである。ここで、比帯域幅については、前節同様 3600 MHz を上限としたシミュレーション結果から算出するものとする。また、 $n = 0$ については、短絡素子を装荷していない場合である。

$n = 1$ の場合、 $d_{short} \leq 1$ mm で f_{min} は 700 MHz 程度となっており、 d_{short} が増加するにつれて f_{min} は減少し、 $d_{short} = 17.5$ mm 及び $d_{short} = 20$ mm で 500 MHz 以下となる。比帯域幅については、 $d_{short} \leq 7.5$ mm では 100% を超えているが、 $d_{short} > 7.5$ mm では 20% 以下となる。 $n = 2$ の場合については、 $d_{short} \leq 20$ mm で f_{min} は 500 MHz 以下となり、 $n = 3$ では、 $d_{short} \leq 1$ mm で 500 MHz 以下となる。比帯域幅については、 $n = 2$ で $d_{short} = 1 \sim 15$ mm において、 $n = 3$ では $d_{short} \leq 1$ mm で 150% を超えることが確認できる。 $n = 4$ の場合では、 d_{short} が減少するにつれて f_{min} は減少し $d_{short} = 0.2$ mm で 520 MHz となるが、2400 MHz 付近で VSWR が 2 を超え

るため、比帯域幅は、130%程度となる． $n = 6$ の場合については、いずれの場合でも f_{min} は 600 MHz 以上である．

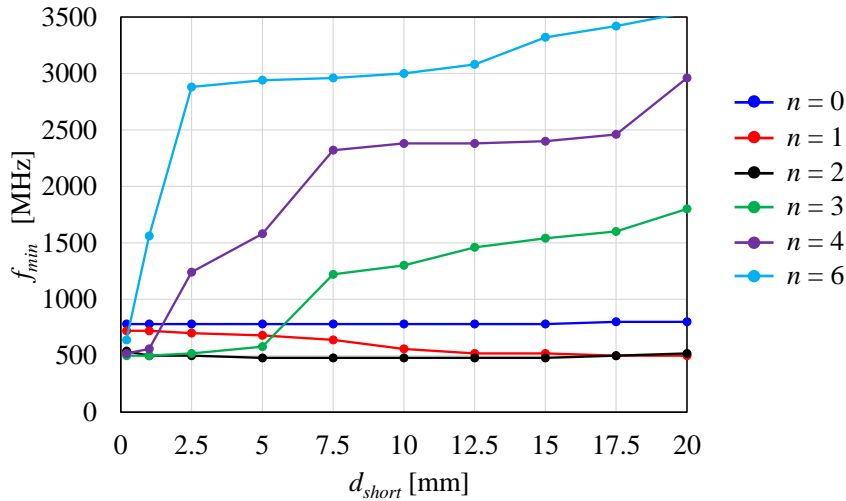


図 2.16 n 及び d_{short} 変化時の f_{min} .

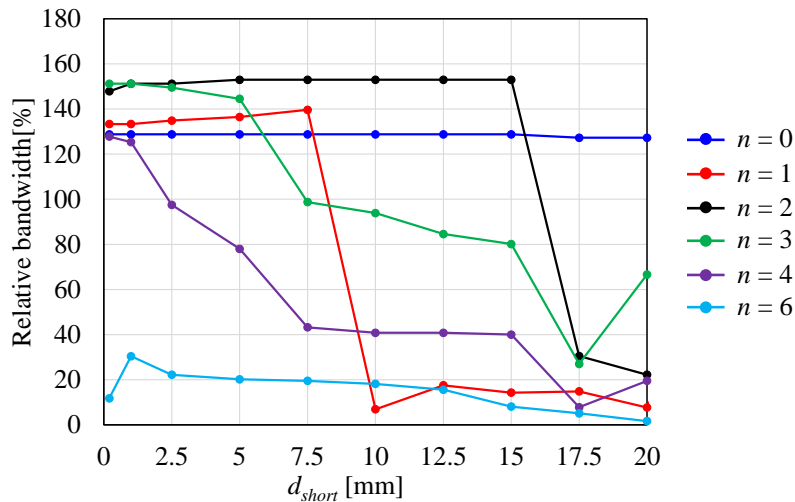
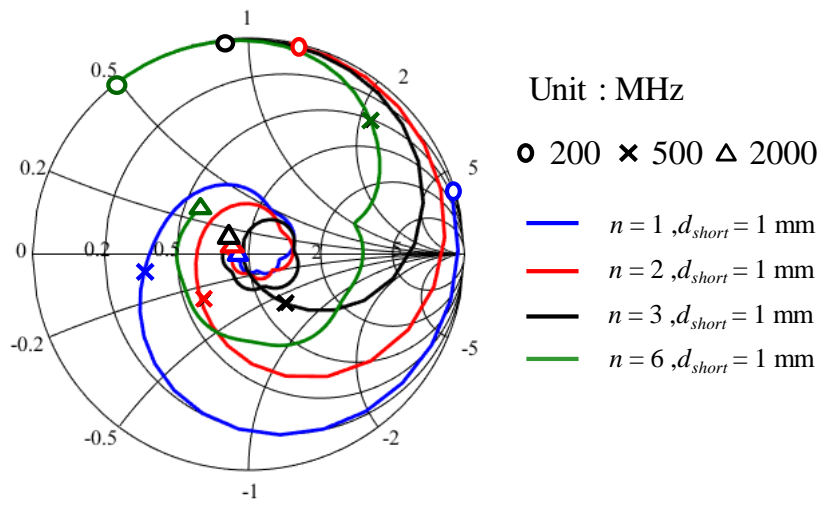
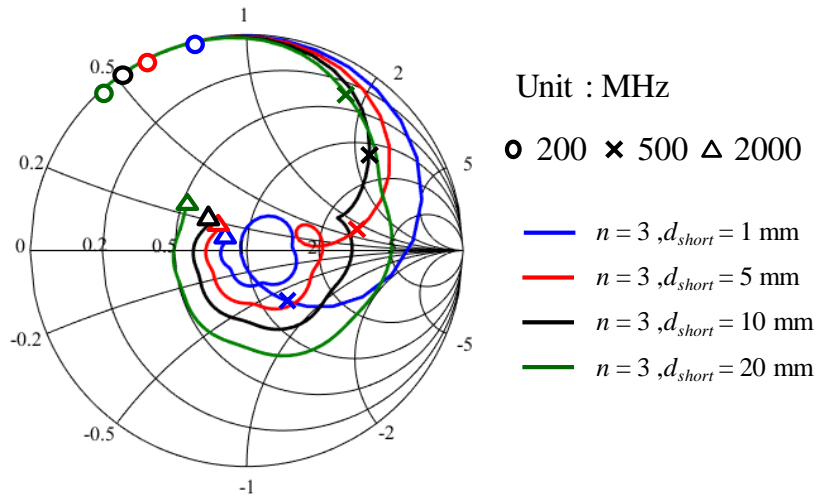


図 2.17 n 及び d_{short} 変化時の比帯域幅.

複数短絡素子装荷モデルにおいて、 $n = 2$ または $n = 3$ で f_{min} が低く比帯域幅が広い理由について検討する．図 2.18(a)に $d_{short} = 1 \text{ mm}$ と固定し、 n を変化させた場合の入力インピーダンス特性を示す．図 2.18(a)から短絡素子が増加することで 500 MHz の点が反時計回り方向に移動しており、500 MHz 付近では並列のインダクタンスとして動作していることが分かる．また、図 2.18 (b) より、500 MHz 付近では d_{short} が大きくなることで、リアクタンス成分が強くなっていることが分かる．以上により、短絡素子は 500 MHz 付近では並列のインダクタとして動作しているものと考えられ、 n 及び d_{short} を変化させることでその効果を調整可能であることが分かる．以上より、 $n = 2$ ($d_{short} = 1 \text{ mm} \sim 15 \text{ mm}$) 及び $n = 3$ ($d_{short} \leq 1 \text{ mm}$) の場合に f_{min} が低く、比帯域幅が広いものと考えられる．



(a) n 変化時 ($d_{short} = 1 \text{ mm}$)



(b) d_{short} 変化時 ($n = 3$)

図 2.18 入力インピーダンス特性.

図 2.19 は、 $\alpha_{short} = 0^\circ$ における n 及び d_{short} 変化時の複数短絡素子装荷モデルの占有体積を示したものである。占有体積については、円柱形状の体積 ($\pi \times (d_{cone} / 2 + 2d_{short} / 2)^2 \times (h_{cone} + h_{plate})$) を最低周波数の波長で規格化したものである。図 2.19 より、 $n = 1$ の場合については、 d_{short} がどの値でも占有体積は 0.0035 より大きくなり、 $n = 2$ の場合では、 $d_{short} \leq 5 \text{ mm}$ で 0.0035 より小さく、 $d_{short} = 1 \text{ mm}$ のときに最小となる。 $n = 3$ の場合、 $d_{short} \leq 1 \text{ mm}$ で占有体積が 0.0035 未満となり、 $n = 4$ 及び 6 の場合では、 d_{short} の値に関わらず占有体積は 0.0035 より大きくなることが確認できる。

以上より、 $\alpha_{short} = 0^\circ$ の場合においては、 $n = 2$ ($d_{short} = 1 \text{ mm}$) と $n = 3$ ($d_{short} = 1 \text{ mm}$) で比帯域幅が広く、占有体積が小さいことが確認できる。

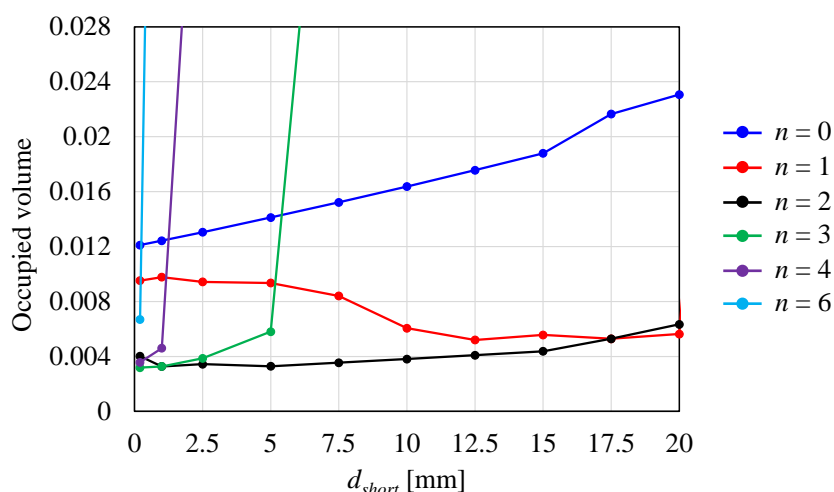
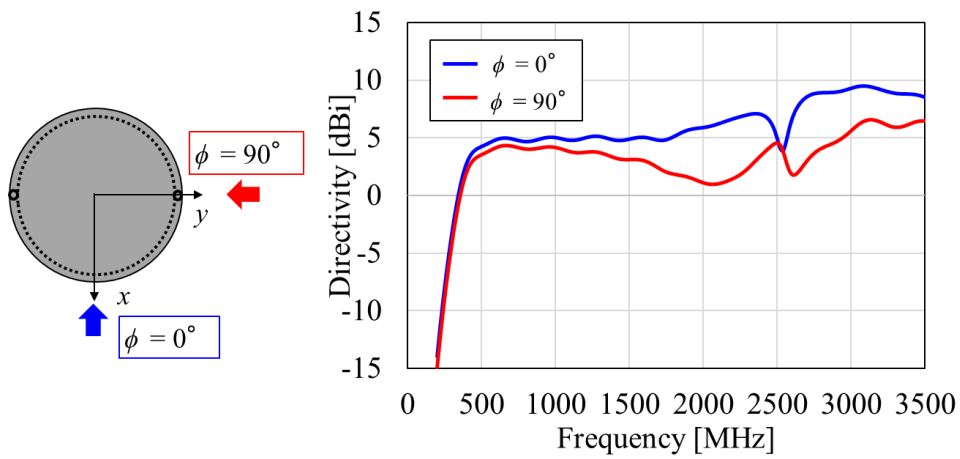


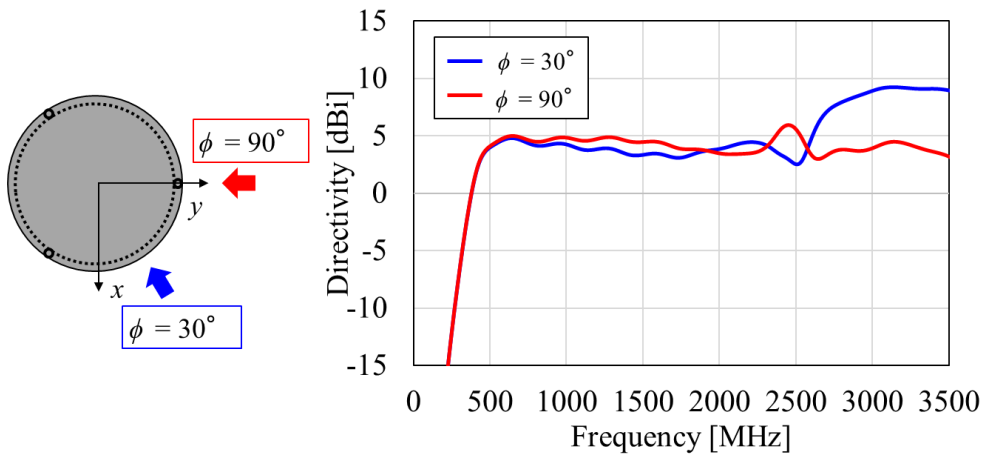
図 2.19 n 及び d_{short} 変化時の占有体積.

次に短絡素子数 (n) の放射パターンへの影響を確認する. 図 2.20 は, n 変化時における水平方向 ($\theta=90^\circ$) の E_θ 成分の周波数特性である. d_{short} は 1 mm とし, 観測方向は短絡素子の設置方向及び短絡素子間の中心角度方向の 2 方向とする. 図 2.20(a) より $n=2$ では, 500 MHz 付近から $\phi=90^\circ$ 方向の放射が弱くなり, 1800 MHz 付近でレベル差が 3 dB 以上となっていることが確認できる. 対して, $n=3$ 及び $n=4$ の場合 (図 2.20(b) 及び図 2.20(c)) では, それぞれ 2600 MHz 及び 2500 MHz 付近までレベルの差は 3 dB 以下となっていることが分かる. これは, $n=2$ の場合は, 線対称の形状となるため, 対称性を有していない方向で放射レベルに差が生じ, 放射パターンの対称性が崩れるのに対して, $n=3$ 及び $n=4$ では, 点対称の形状であるため, $n=2$ の場合に比べ, 角度による放射パターンのレベル差が小さくなったものと考えられる. また, $n=3$ の場合では, 2600 MHz 以降で $\phi=90^\circ$ の方向の放射が減少し, レベルの差が大きくなっていることが分かる. これは, 2600 MHz 以降ではモノコーン素子からの放射が短絡素子により遮蔽されることに加え, 波長に対して短絡素子が長くなるため, 短絡素子上で位相が反転し, 短絡素子上に流れる電流からの放射が相殺されるためであると考えられる. 次に $n=4$ の場合, $n=3$ の場合に比べ高い周波数領域の偏差が小さくなるものの, 2500 MHz 付近で $\phi=90^\circ$, 2650 MHz 付近で $\phi=45^\circ$ の方向で放射レベルが 0 dBi 以下に減少していることが分かる. これは, 短絡素子の長さが約 0.5 波長となるため, 上下左右対称に設置している短絡素子からの放射電界の影響が大きく, 2500 MHz では $\phi=90^\circ$ 方向で, 2650 MHz では $\phi=45^\circ$ 方向でそれぞれ電界が相殺されたことによるものと考えられる.

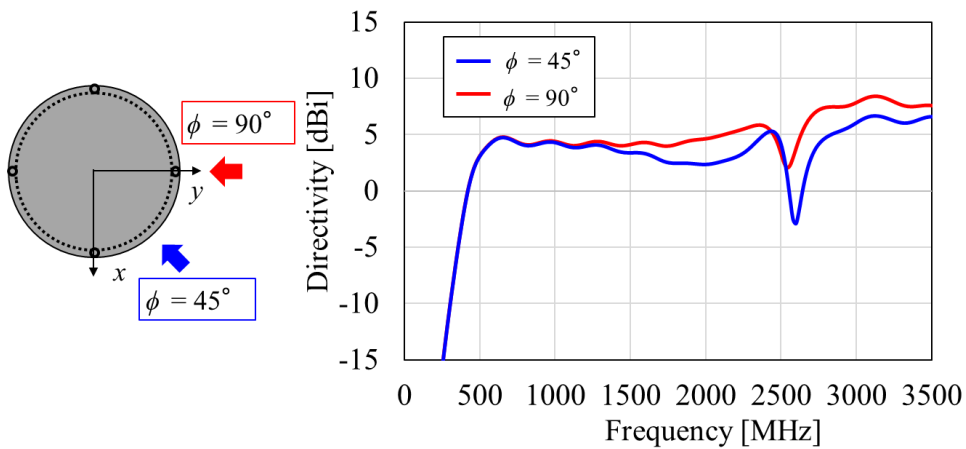
以上より, $n=3$ 以上の場合に, 放射パターンの偏差が小さくなることが分かる. しかしながら, $n=4$ の場合では, 一部の周波数領域で水平面の放射が 0 dBi 以下に減少するため, 本章では, $n=2$ 及び $n=3$ の場合について検討を行う.



(a) 短絡素子 2 本 ($n = 2$)



(b) 短絡素子 3 本 ($n = 3$)



(c) 短絡素子 4 本 ($n = 4$)

図 2.20 放射パターンの E_θ 成分 ($\theta = 90^\circ$).

2.3.2 短絡素子の傾斜角度の影響

$n = 2$ ($d_{short} = 1$ mm) 及び $n = 3$ ($d_{short} = 1$ mm) の場合に、複数短絡素子装荷モデルの占有体積が小さく、比帯域幅が広いこと及び特定周波数における放射レベルの大幅な減少が生じないことが確認できた。ここでは、短絡素子に傾斜を与えることにより更なる小型化の検討を行う。図 2.21 は、 $n = 2$ ($d_{short} = 1$ mm) 及び $n = 3$ ($d_{short} = 1$ mm) の場合における α_{short} 変化時の f_{min} を示したものである。図 2.21 より、 α_{short} が増加することで、どちらの場合についても f_{min} が減少しており、 $n = 2$ の場合は $\alpha_{short} = 15^\circ$ で 485 MHz、 $n = 3$ の場合では、 $\alpha_{short} = 15^\circ$ で 460 MHz となることが確認できる。

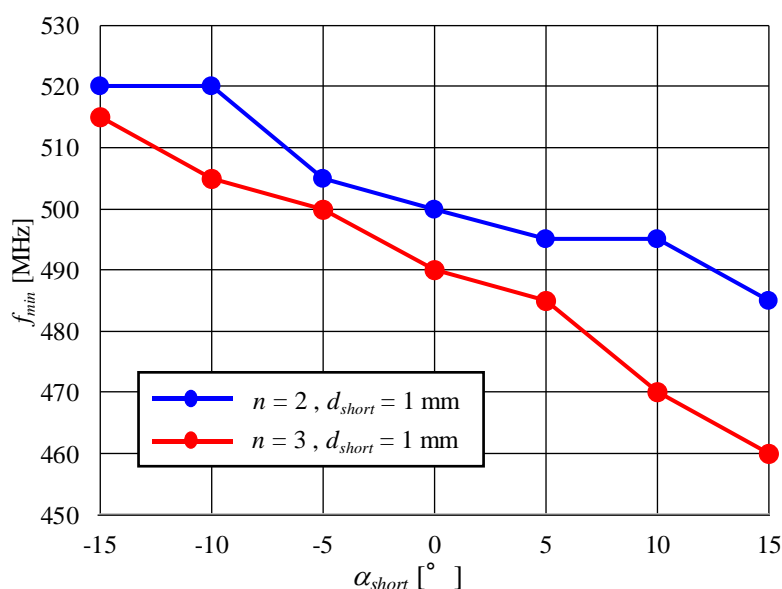


図 2.21 α_{short} 変化時の f_{min} ($n = 2$, $d_{short} = 1$ mm 及び $n = 3$, $d_{short} = 1$ mm).

図 2.22 に $n = 2$ 及び $n = 3$ の場合における α_{short} と比帯域幅の関係を示す。双方とも α_{short} が増加するにつれ比帯域幅が増加することが分かる。しかしながら、 $n = 2$ では $\alpha_{short} = 10^\circ$ 、 $n = 3$ では $\alpha_{short} = 15^\circ$ を超えると比帯域幅が減少していることが分かる。これは、図 2.23 に示すように 2500 MHz 付近での VSWR 特性の劣化によるもので、この理由について考察を行う。図 2.24 に $n = 3$ ($\alpha_{short} = 0^\circ$ 及び $\alpha_{short} = 15^\circ$) の場合の 2500 MHz 周辺の入力インピーダンス特性、図 2.25 に 2500 MHz における電界分布を示す。入力インピーダンス特性及び電界分布より、2500 MHz では、短絡素子の長さが約 0.5λ 程度の長さになるため、短絡素子で並列の共振が発生し、電界が強く発生していることが分かる。特に α_{short} が 15° の場合、モノコーン素子と短絡素子の間隔が狭いため、短絡素子からの放射された電界がモノコーン素子に強く影響される。そのため、 $\alpha_{short} = 0^\circ$ の場合に比べ共振が強く、2500 MHz 付近でレジスタンスが急激に上昇するものと思われる。

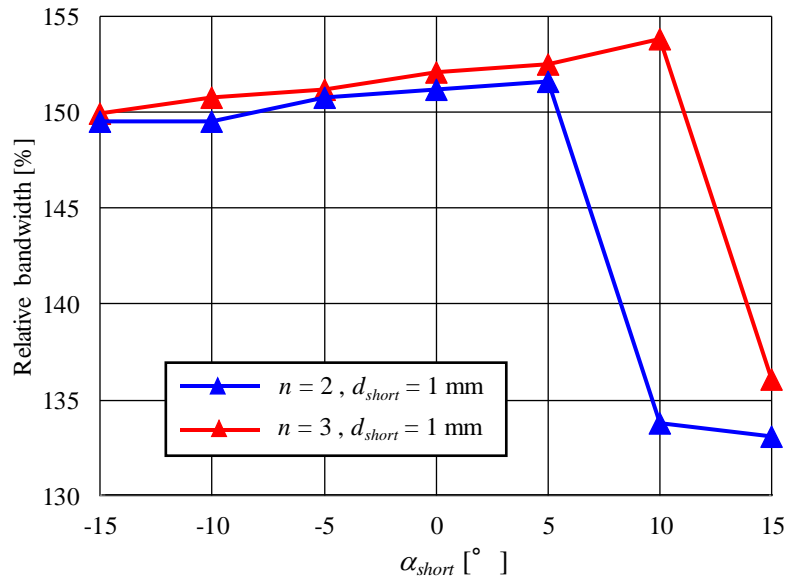


図 2.22 α_{short} 変化時の比帯域幅($n=2, d_{short}=1$ mm 及び $n=3, d_{short}=1$ mm).

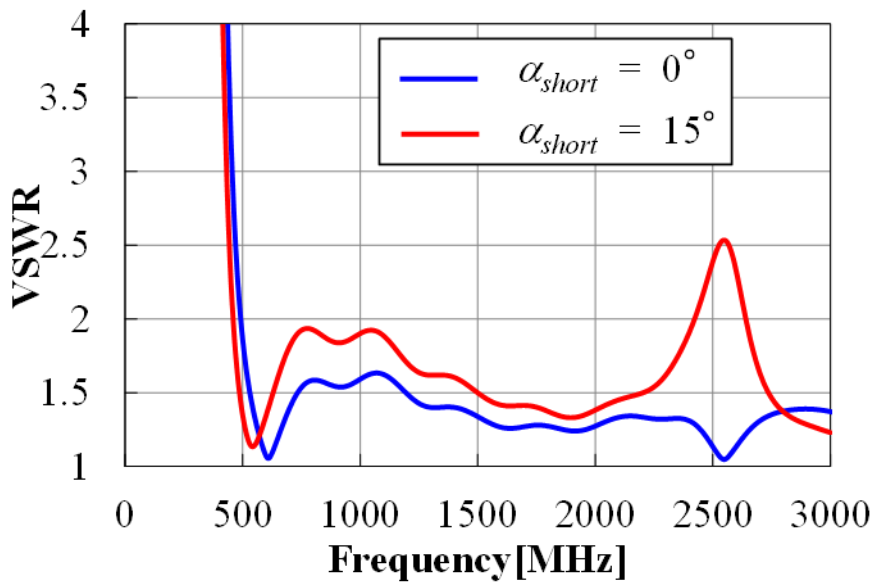


図 2.23 $\alpha_{short}=0^\circ$ 及び $\alpha_{short}=15^\circ$ における VSWR 特性 ($n=3, d_{short}=1$ mm).

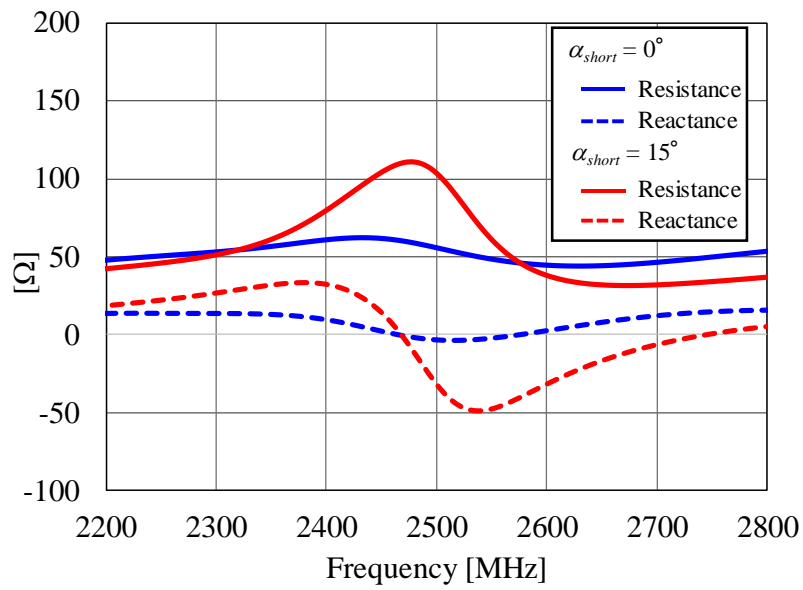
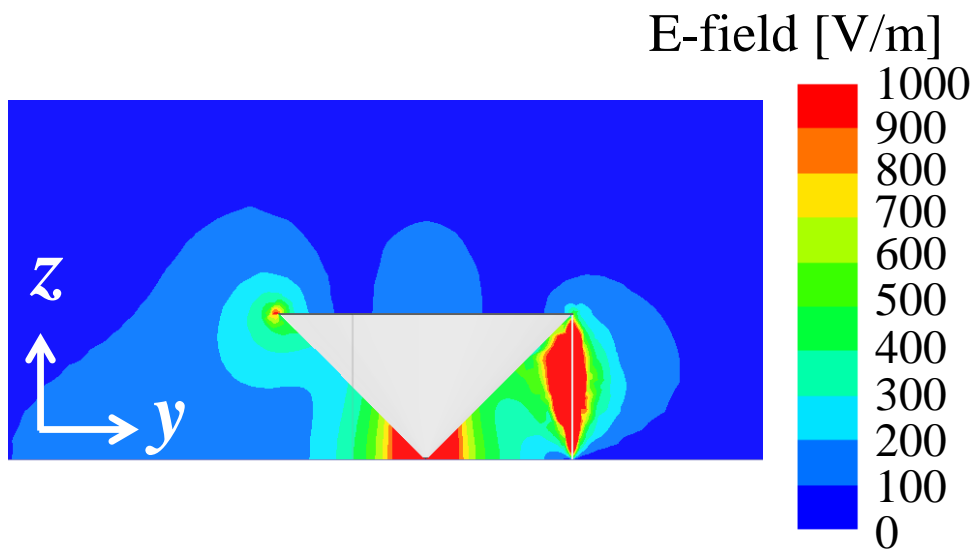
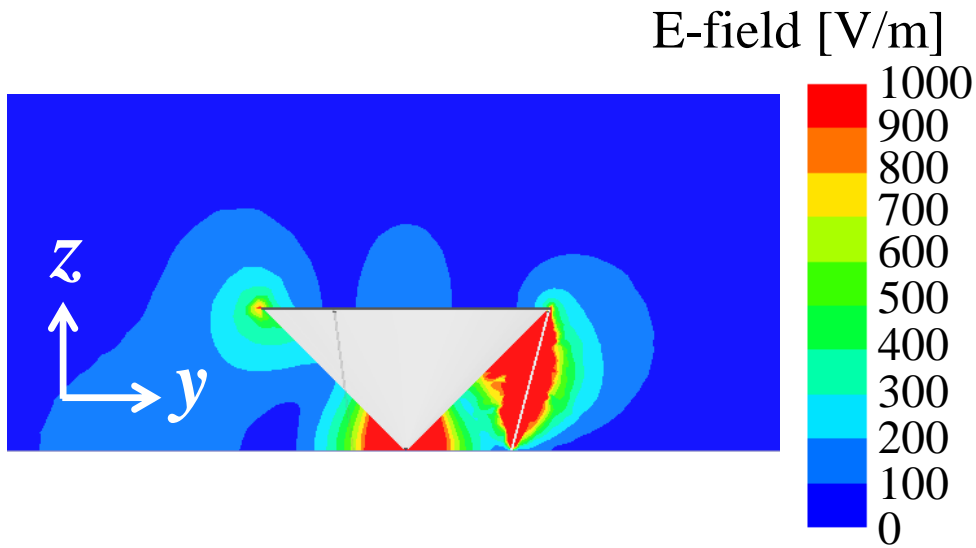


図 2.24 $\alpha_{short} = 0^\circ$ 及び $\alpha_{short} = 15^\circ$ における入力インピーダンス特性 ($n = 3$, $d_{short} = 1$ mm).



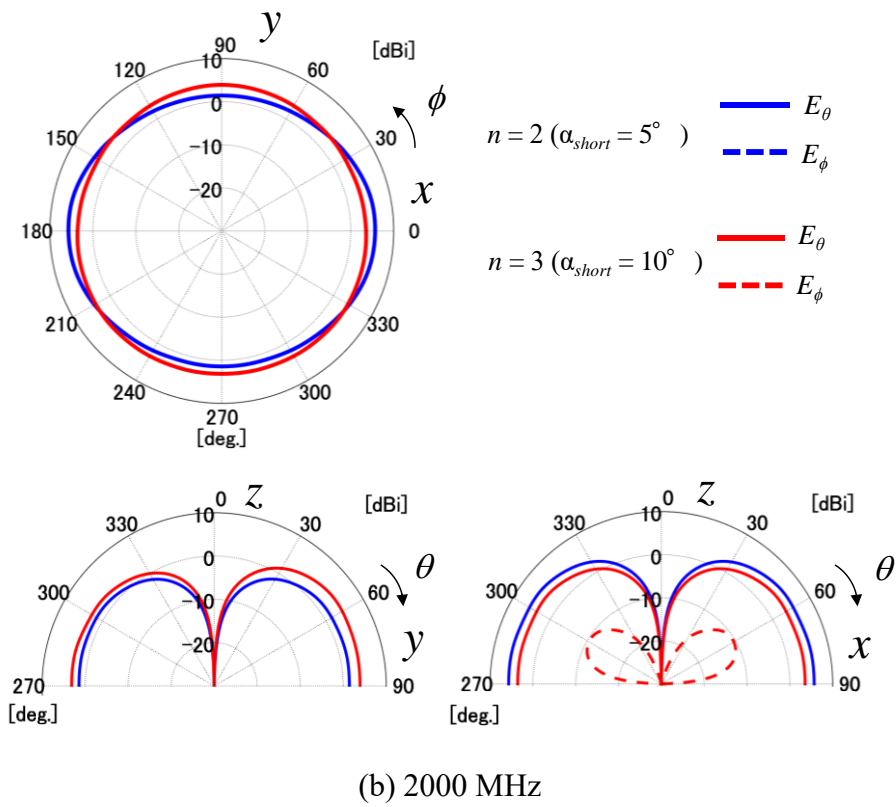
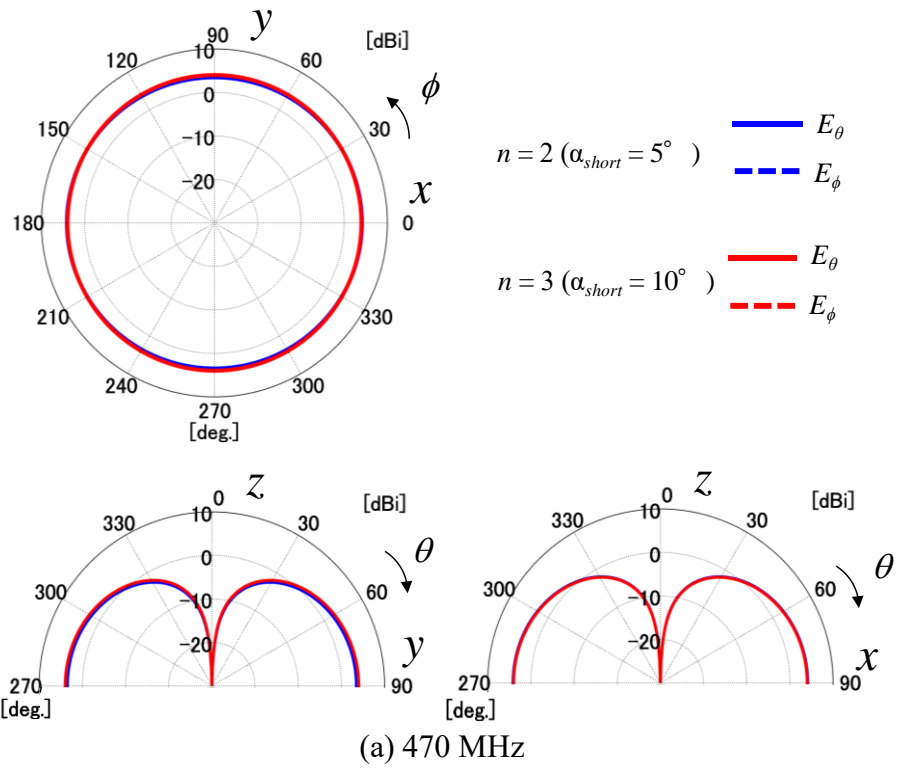
(a) $\alpha_{short} = 0^\circ$



(b) $\alpha_{short} = 15^\circ$

図 2.25 $\alpha_{short} = 0^\circ$ 及び $\alpha_{short} = 15^\circ$ における電界分布($n = 3$, $d_{short} = 1$ mm).

図 2.26 に複数短絡素子装荷モデルの放射パターンを示す．パラメータは， $n = 2$ ($d_{short} = 1$ mm 及び $\alpha_{short} = 5^\circ$) 及び $n = 3$ ($d_{short} = 1$ mm 及び $\alpha_{short} = 10^\circ$) とし，周波数については，470，2000 及び 3600 MHz とする．なお， $n = 2$ 及び $n = 3$ における比帯域幅はそれぞれ，151.6%及び 153.8%である．470 MHz においては，どの平面においても $n = 2$ と $n = 3$ で放射パターンに大きな差はないことが分かる． $n = 2$ の場合に比べ $n = 3$ の場合で放射が僅かに強くなっており，最大差は 0.5 dB である．また， $n = 3$ の場合の利得は 4.0 dBi である．次に，2000 MHz においては， $n = 2$ の場合では， xy 面で楕円形の放射パターンとなっており， 90° と 270° 方向で放射が弱くなっている．これに対し， $n = 3$ の場合では，ほぼ無指向性の放射パターンとなっていることが分かる．ここで， $n = 3$ の場合の利得は 3.9 dBi である．3600 MHz については， $n = 2$ の場合， xy 面では，2000 MHz での放射と同様に 90° と 270° 付近で放射が減少していることが分かる．一方， $n = 3$ の場合については，短絡素子を設置している 90° ， 210° ， 330° の方向で xy 面の放射が減少すること確認できる．次に $n = 2$ ($d_{short} = 1$ mm, $\alpha_{short} = 5^\circ$) 及び $n = 3$ ($d_{short} = 1$ mm, $\alpha_{short} = 10^\circ$) の場合の xy 面の放射パターンの最大偏差の周波数特性を図 2.27 に示す． $n = 2$ 及び $n = 3$ の場合でそれぞれ最大偏差が，495～1830 MHz 及び 470～2450 MHz (VSWR ≤ 2 となる周波数範囲) で 3 dB 以下となっていることが分かる．無指向性の放射パターンを有する比帯域幅は $n = 2$ で 114.8%， $n = 3$ で 135.6%となり，長方形素子短縮モデルに比べ無指向性の放射パターンを有する帯域幅が改善していることが分かる．



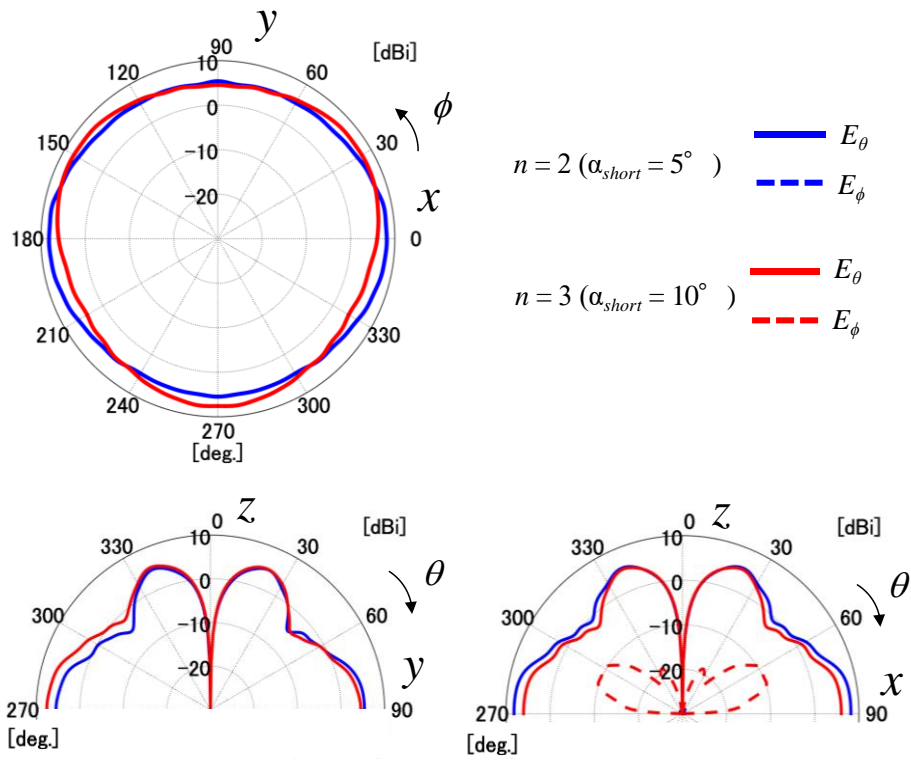


図 2.26 $n = 2$ ($d_{short} = 1 \text{ mm}$, $\alpha_{short} = 5^\circ$) 及び $n = 3$ ($d_{short} = 1 \text{ mm}$, $\alpha_{short} = 10^\circ$)における放射パターン.

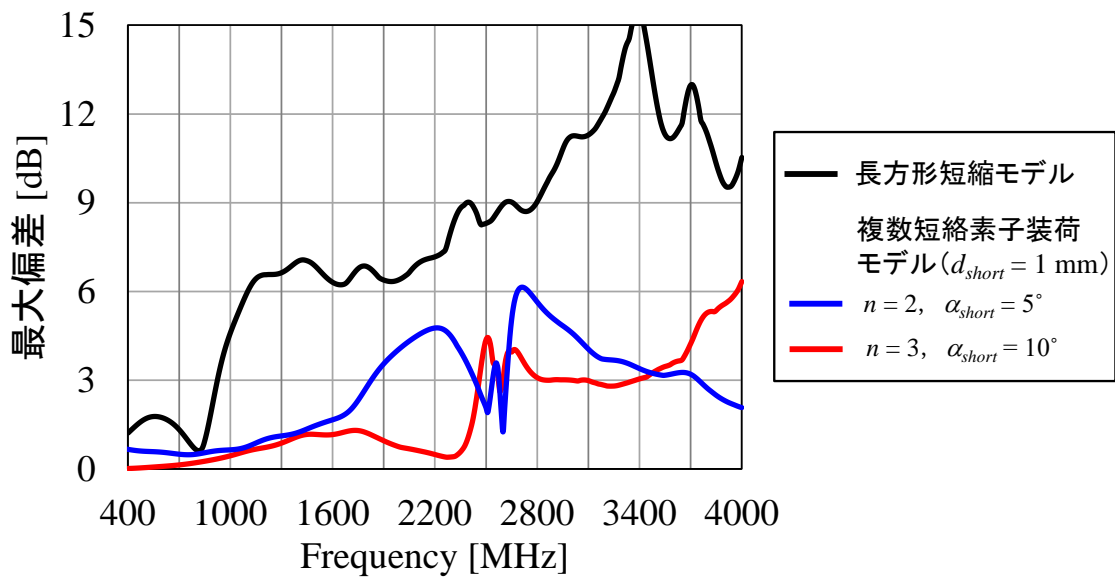
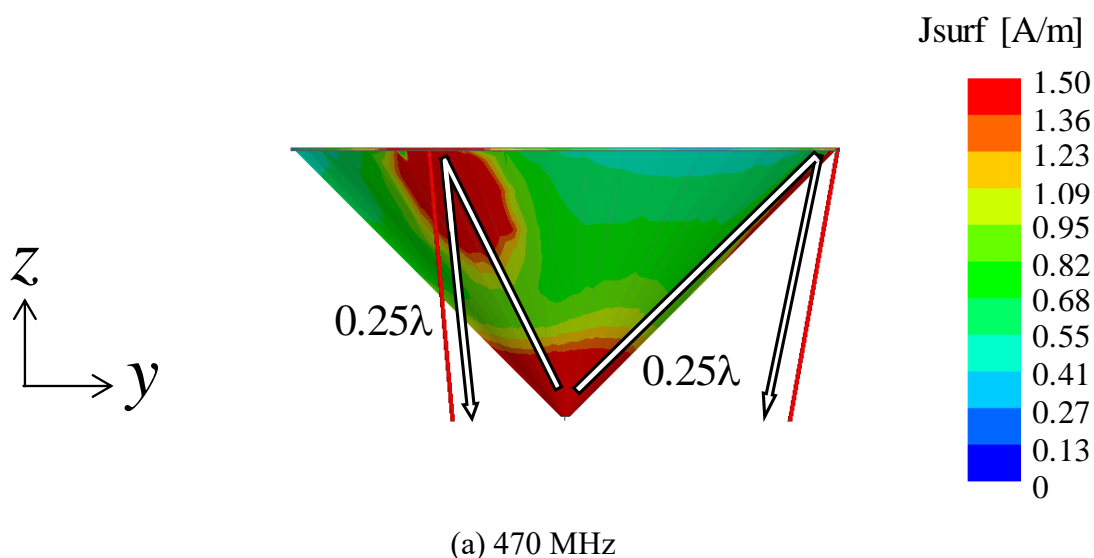
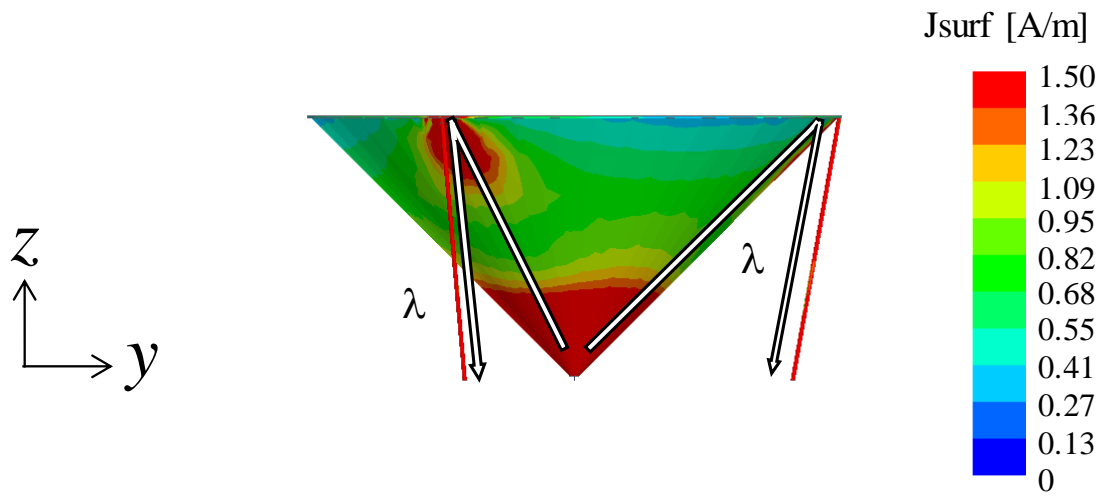


図 2.27 xy 面における放射パターン (E_θ) の最大偏差

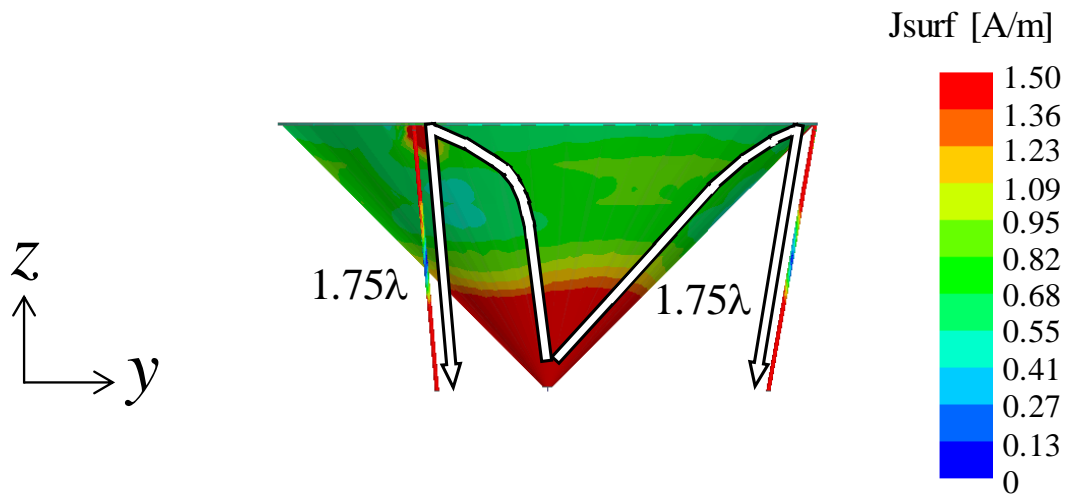
2.3.3 電流分布及び電界分布による考察

前項の検討により，複数短絡素子装荷モデルのパラメータを $n=3$, $\alpha_{short}=10^\circ$, $d_{short}=1\text{ mm}$ とした場合に f_{min} が小さく，整合及び無指向性の放射パターンとなる比帯域幅が広くなることが分かった．しかしながら， xy 面での放射が短絡素子を設置している 90° , 210° , 330° の方向で減少すること分かった．本項では， 3600 MHz において 90° , 210° , 330° 方向の放射が減少する理由について考察する．図 2.28 及び図 2.29 に 470 , 2000 , 3600 MHz における yz 面の電流分布および電界分布を示す．図 2.28 から，どの周波数においても，モノコーンアンテナ素子の下部から短絡素子の方向に電流が流れてしていることが分かる．電流経路が 470 MHz で約 0.25 波長， 2000 MHz では約 1 波長となっており， 470 MHz , 2000 MHz では，波長が電流経路に対して大きいため，電流の位相が短絡素子上では反転しないことが分かる．そのため，図 2.29 より， 470 MHz と 2000 MHz では，モノコーン素子から放射された電界が短絡素子によって遮蔽されているものの，短絡素子から放射により短絡素子の設置方向の放射が弱くならないものと思われる．一方， 3600 MHz では，波長が低い周波数に比べ相対的に短く，短絡素子上で位相が反転する．この場合，モノコーン素子から放射された電界が短絡素子によって遮蔽されることについては低い周波数と違いはないが，短絡素子上に流れる電流が逆位相になるため，短絡素子上に流れる電流からの放射が相殺され，電界は 90° , 210° , 330° 方向の放射が減少したものと推測される．



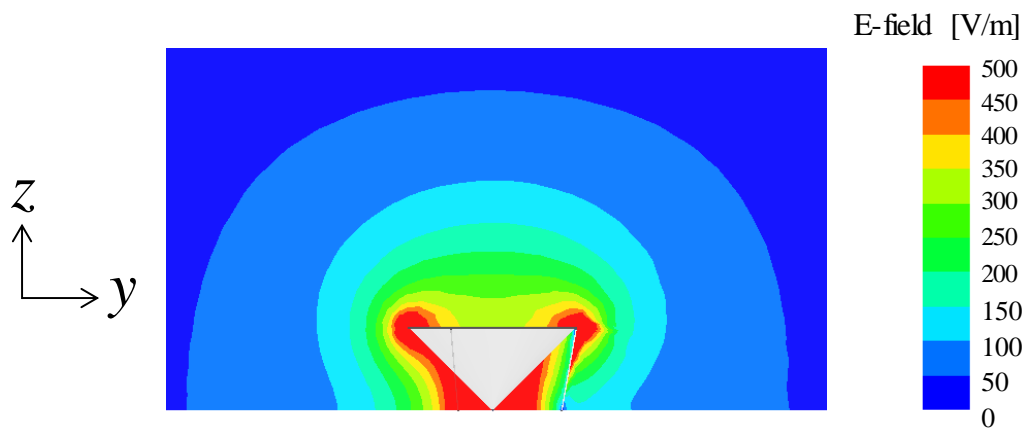


(b) 2000 MHz

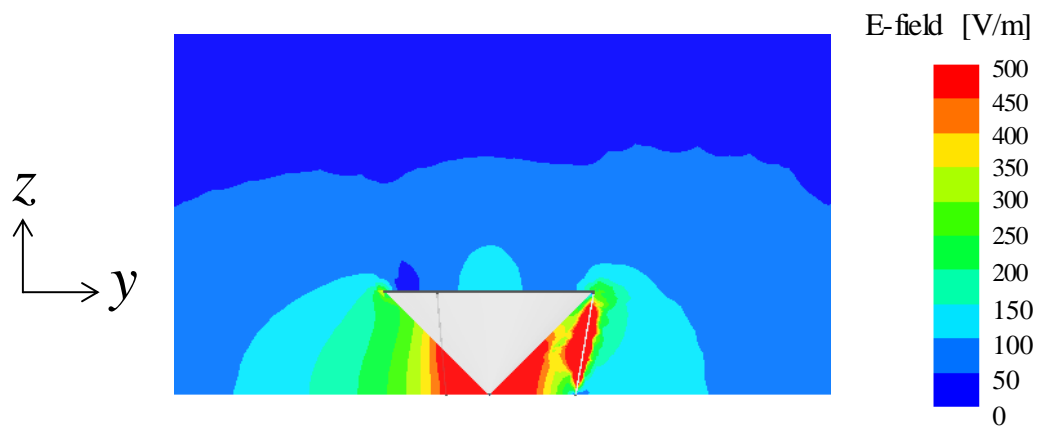


(c) 3600 MHz

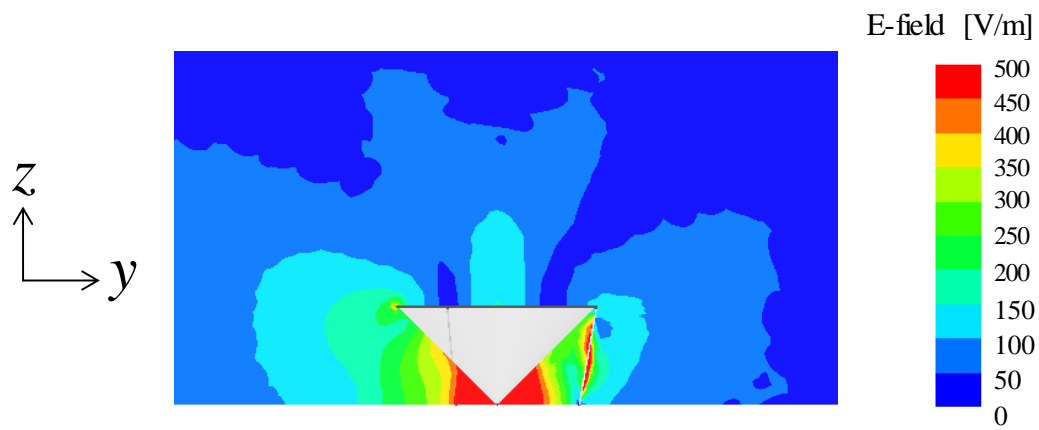
図 2.28 複数短絡素子装荷モデル ($n=3$, $d_{short}=1\text{ mm}$ 及び $\alpha_{short}=10^\circ$) の電流分布.



(a) 470 MHz



(b) 2000 MHz



(c) 3600 MHz

図 2.29 複数短絡素子装荷モデル ($n = 3$, $d_{short} = 1 \text{ mm}$ 及び $\alpha_{short} = 10^\circ$) の電界分布.

2.3.4 試作及び測定結果

図 2.30 に試作したアンテナを示す. 地板のサイズは 500×500 mm としている. 図 2.31 に提案アンテナの VSWR 特性の測定結果を示す. 測定結果は, シミュレーション結果とよく一致しており, 測定値で比帯域幅 158.9%以上 (458 MHz~4000 MHz), 占有体積は $0.0025(\pi \times 0.093^2 \times 0.092)$ である. ここで, 500×500 mm の地板上に設置したモノコーンアンテナの占有体積は, シミュレーションで $0.0094(\pi \times 0.144^2 \times 0.144)$ であるので, 提案アンテナの占有体積は, モノコーンアンテナと比較して, 73.4%減少する結果となった.

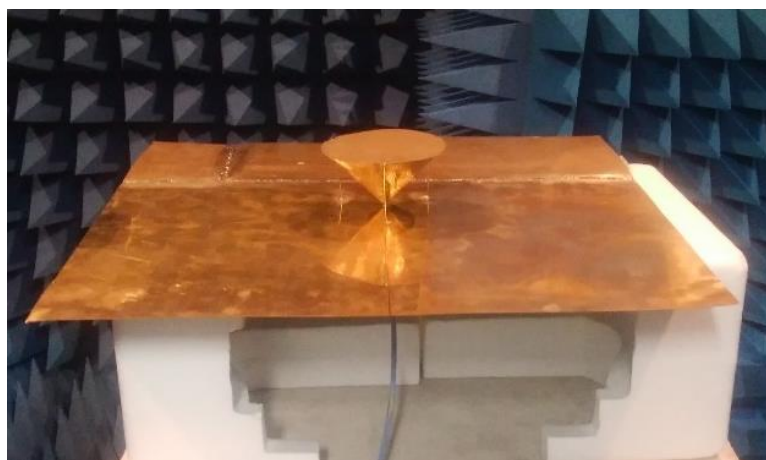


図 2.30 試作アンテナ.

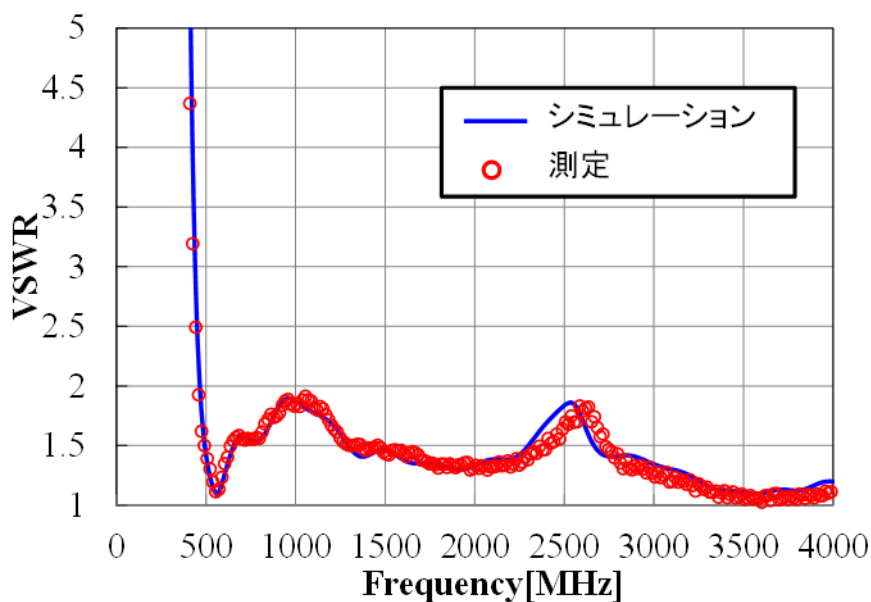


図 2.31 測定値 (VSWR 特性).

470 MHz, 2000 MHz 及び 3600 MHz における xy 面の放射パターンを図 2.32 に示す. シミュレーション結果と測定結果は概ね一致していることが確認できる. 470 MHz 及び 2000 MHz では, 無指向性の放射パターンであり, 前項のアンテナで劣化していた高い周波数領域における放射パターンが改善していることが確認できる. 測定値における xy 面の利得はそれぞれ, -0.2 dBi 及び -2.3 dBi である. 一方, 3600 MHz では, 90° , 210° 及び 330° 付近で放射が弱くなっているものの, どの方向でも概ね 0 dBi 程度の放射となっていることが確認でき, 利得は, 2.3 dBi である. また, どの周波数でも無限地板における解析では, 発生しなかった交差偏波成分 (E_ϕ) の放射が確認できる.

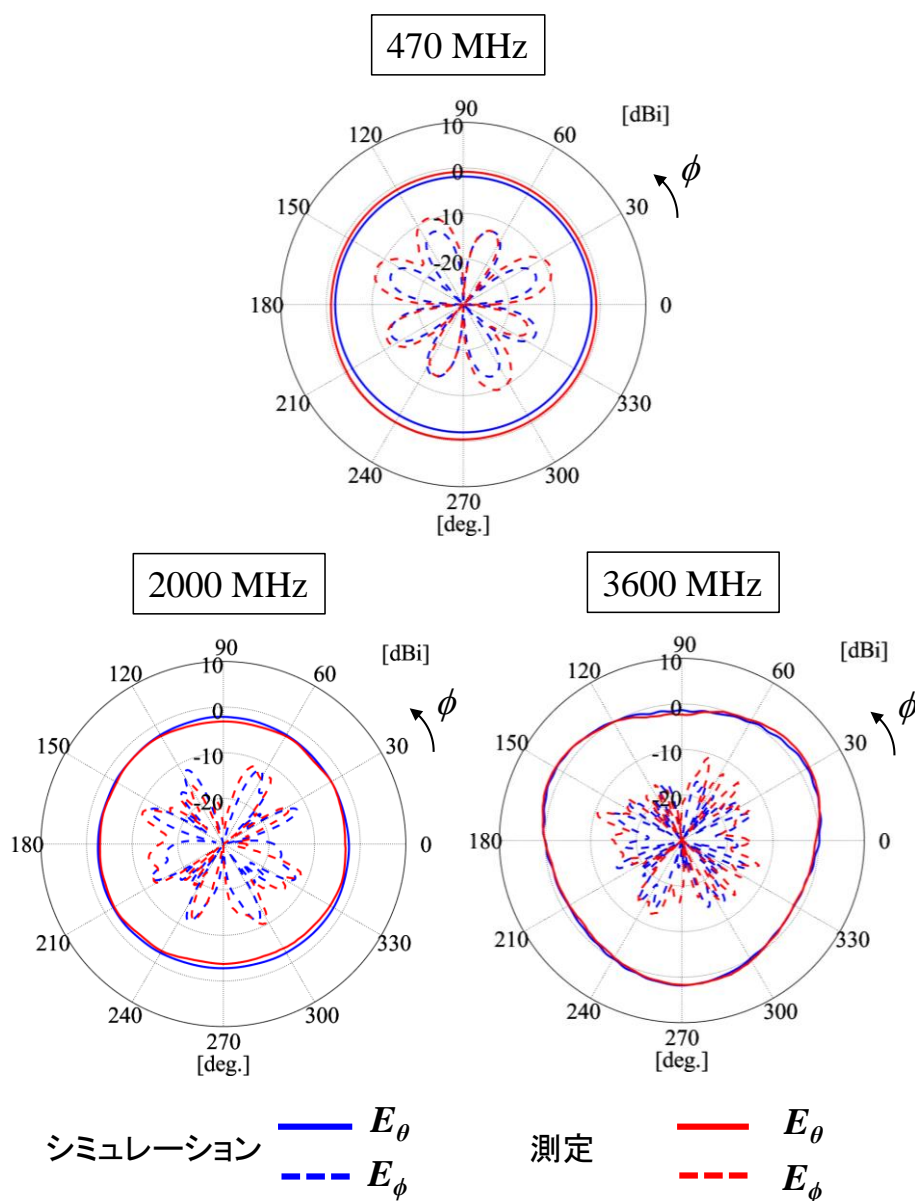


図 2.32 測定値 (放射パターン).

2.3.5 交差偏波の抑制

前項において、交差偏波の放射 (E_ϕ) が強く発生する結果となった。交差偏波の放射パターンは上下左右対称の形状で周期的に発生していることから、正方形形状の地板の影響であると推測される。そのため、本項では、地板の形状を変化させることでこの改善について検討する。図 2.33 に地板を円形に変更した場合の xy 面の放射パターンについて示す。図 2.33 より、地板を円形に変更することで交差偏波が抑制されていることが分かる。

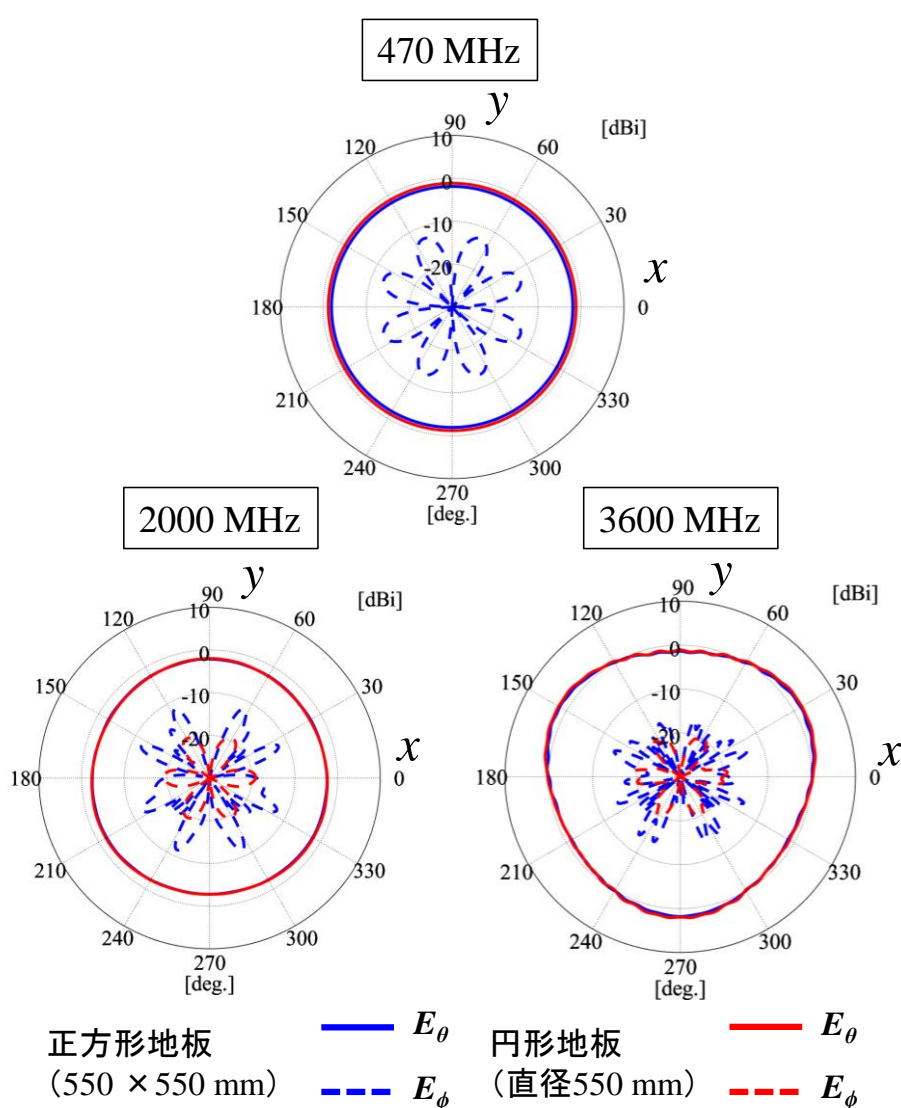


図 2.33 地板の形状を変化させた場合の xy 面の放射パターン。

2.4 先行研究との比較

図 2.34 に、複数短絡素子装荷モデルと先行研究との比較を示す。ここで、先行研究は $VSWR \leq 2$ または $|S_{11}| \leq -10$ dB の基準で設計されており、水平面で指向性が概ね無指向性の放射パターンを有する小型の広帯域アンテナをまとめたものである。複数短絡素子装荷モデルは、占有体積が 0.0025、比帯域幅 158.9% であるため、これまでに未報告の領域であることが確認できる。

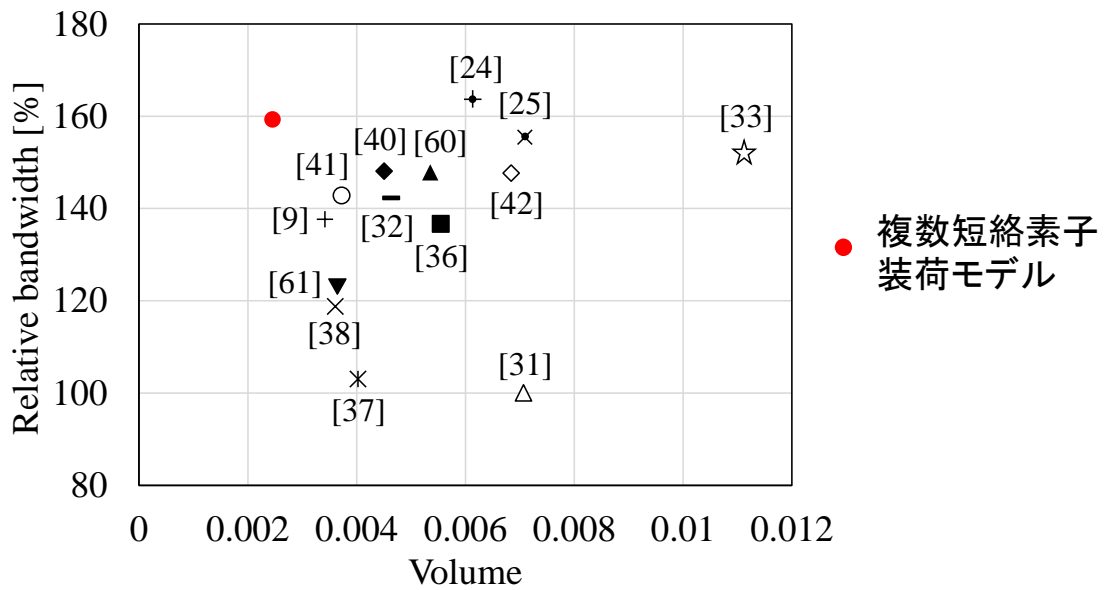


図 2.34 先行研究との比較（占有体積と比帯域幅の関係）。

2.5 まとめ

本章では、モノコーンアンテナに付加素子を装荷することで、無指向性の放射パターンを有する小型・広帯域アンテナについてシミュレーションにより検討を行った。

まず、モノコーンアンテナに長方形素子及び短絡素子を装荷することで比帯域幅が 159.8%以上、占有体積が 0.0034 となり、モノコーンアンテナに比べ 69% の小型化を実現した。しかしながら、高い周波数領域の放射パターンについては、水平面の放射パターンが劣化する結果となった。次にモノコーンアンテナに円板素子及び傾斜した 3 本の短絡素子を装荷することで、比帯域幅 159.3%以上、占有体積 0.0025 の小型で広帯域の特性を有するアンテナについて検討し、占有体積がモノコーンアンテナと比べ 73.4%減少することが確認できた。また、水平面の放射パターンの最大偏差が 3 dB 以内となる比帯域幅については改善し、広帯域に亘り無指向性の放射パターンを有することが分かった。なお、提案したアンテナは試作し、測定値をシミュレーション値と比較することでシミュレーションの妥当性を確認した。

第3章 地板が小型の広帯域アンテナ

3.1 まえがき

放送波や通信波の送受信のための固定局用，電子機器から放射される妨害波を測定するための EMI 測定用等に利用されるアンテナでは，複数の通信システムや機器へ対応する必要があること，不特定多数の無線局と送受信を行う必要があること及び測定アンテナの設置の容易性や設置誤差の低減の観点から，広帯域特性及び無指向性の放射パターンを有することが求められる．加えて，これらのアンテナについては，通信鉄塔や建物に設置したアンテナマストや測定用の三脚等に設置する必要があるため，地板不要とするもしくは小型であることが求められる．本章では，地板が小型の無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナに着目する．

バイコニカルアンテナは，地板が不要で水平面無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナである．特に開き角が 45° の場合に広帯域で一定のインピーダンス特性になる．しかしながら，開き角が 45° の場合，バイコニカルアンテナの入力インピーダンスは高くなるため， $50\ \Omega$ の伝送線路に接続する場合，インピーダンス変換器が必要となる[2]．一方，バイコニカルアンテナの一方の素子を地板に置き換えたモノコーンアンテナについては，開き角が 45° の場合，一定のインピーダンス特性を有し， $50\ \Omega$ の伝送線路と広い帯域で整合し，放射パターンは無指向性となる．しかしながら，モノコーンアンテナは十分に大きな地板上に設置する必要がある，垂直面の放射パターンは地板に対して上向きとなる[2]．さらに，地板の大きさが十分でないモノコーンアンテナに同軸線路で給電した場合，不平衡給電により漏れ電流が同軸線路の外部導体に流れるため，不要波が放射され放射パターンに乱れが生じる問題がある．

大きな地板を用いずに漏れ電流を抑制する方法は，大きく 2 つ考えられる．バランを使用する手法とチョークを使用する手法である．バランは，平衡伝送線路と不平衡伝送線路の間の変換器で，様々なタイプのバランが考案されており，非対称形状のアンテナに種々のバランを使用した場合の効果については，文献[68]で調査・報告されている(表 3.1)．分岐導体バランとテーパーバランは，漏れ電流の抑制には，ほとんど影響しないことが示されており，バズーカバランと集中定数バランは漏れ電流の抑制には効果的である一方，動作帯域幅は狭くなる．また，バランは放射素子として動作しないため，モノコーンアンテナに適用する場合，バランの他に小型の地板を取り付ける必要がある．一方，チョークは，同軸線路の外導体に $1/4$ 波長の金属円筒を取り付け，上部で同軸線路の外導体と短絡したもので，チョーク構造を取り付けたモノポールアンテナ

は、スリーブアンテナと呼ばれている[69]. チョークの長さが 0.25 波長に等しい場合、漏れ電流を抑制可能で、チョークは放射素子として動作するため、地板は不要となる. さらに、水平面の放射パターンは無指向性で、垂直面の放射パターンは 8 の字となる. そのため、本章では、チョークのモノコーンアンテナへの適用を検討し、広帯域の特性を有するチョークまたはスリーブアンテナに着目する.

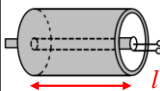
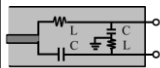
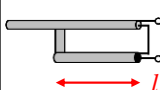
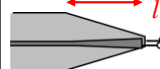

広帯域な特性を有するチョーク及びスリーブアンテナについては、これまでに多く報告されている. モノコーン素子の下部にスリーブを装荷したアンテナが報告されている[36]. 文献[36]のアンテナは、広帯域な特性を有し、放射パターンは概ね水平面無指向性であるが、大きな地板上に設置している. 地板を用いない広帯域なスリーブアンテナとして、2重チョーク構造が提案されている. 2つのチョーク構造が異なる周波数で共振するため、通常のチョークに比べ広い帯域で漏れ電流を抑制可能である. しかしながら、共振を利用するため、動作帯域幅は基本的に狭帯域となる[46-47]. また、放射素子側にもスリーブを設置したスリーブアンテナが提案されている[48]. 当該アンテナについては、スリーブの長さが等価的に 0.25 波長になる周波数を中心に広帯域化している. しかしながら、比帯域幅は最大で 30%程度であり、放射パターンに関する議論は無い. 可変容量ダイオードを用いて、帯域を切り替えることにより広帯域で利用可能な小型のスリーブアンテナが報告されている[49]. 小型で広帯域の特性を有するが、 $VSWR \leq 2.2$ の基準で設計されていることに加え、電圧制御線等を別途設ける必要がある. 文献[50]では、 $|S_{11}| \leq -6$ dB となる比帯域 105% を達成している. しかしながら、 $|S_{11}| \leq -10$ dB で整合するように設計されておらず、高い周波数で放射パターンにヌルが生じる問題もある. 平板素子を放射素子とすることで、広帯域化したスリーブアンテナが報告されている[51]. 60~70%程度の比帯域幅を有するが、水平面の放射パターンに関する議論はない. 文献[52, 53]では、 $|S_{11}| \leq -10$ dB の比帯域幅が 105%以上のスリーブアンテナが報告されている. しかしながら、周波数によっては 8 の字の放射パターンとならず、水平面の放射が弱くなる.

右手左手系複合 (CRLH) 伝送線路 (TL) は、電磁バンドギャップ (EBG) 周波数領域を有する. EBG 構造は、電磁波を遮断する周波数帯域を持つ周期構造であり、アンテナ間の相互結合の低減[70-74]、地板の代わり[75-76]、レーダ断面積の低減 (RCS) 及びアンテナ利得の向上[77-81]等に利用されている. CRLH TL を改良した CRLH 同軸線路 (CL) が提案され、スリーブアンテナのチョーク構造及び放射素子の小型化に利用されている[82-83]. しかしながら、左手系モードの共振を利用しているため、動作帯域は狭帯域となる. CRLH CL を利用した広帯域のチョーク構造として、CRLH CL の EBG を利用したチョーク構造が

提案されている[54]. このチョーク構造は, 20 個の CRLH CL のセル構造で構成されており, 広帯域特性を有している. しかしながら, 放射素子としてモノポールアンテナを用いており, 周波数に応じて放射素子を調整する必要がある.

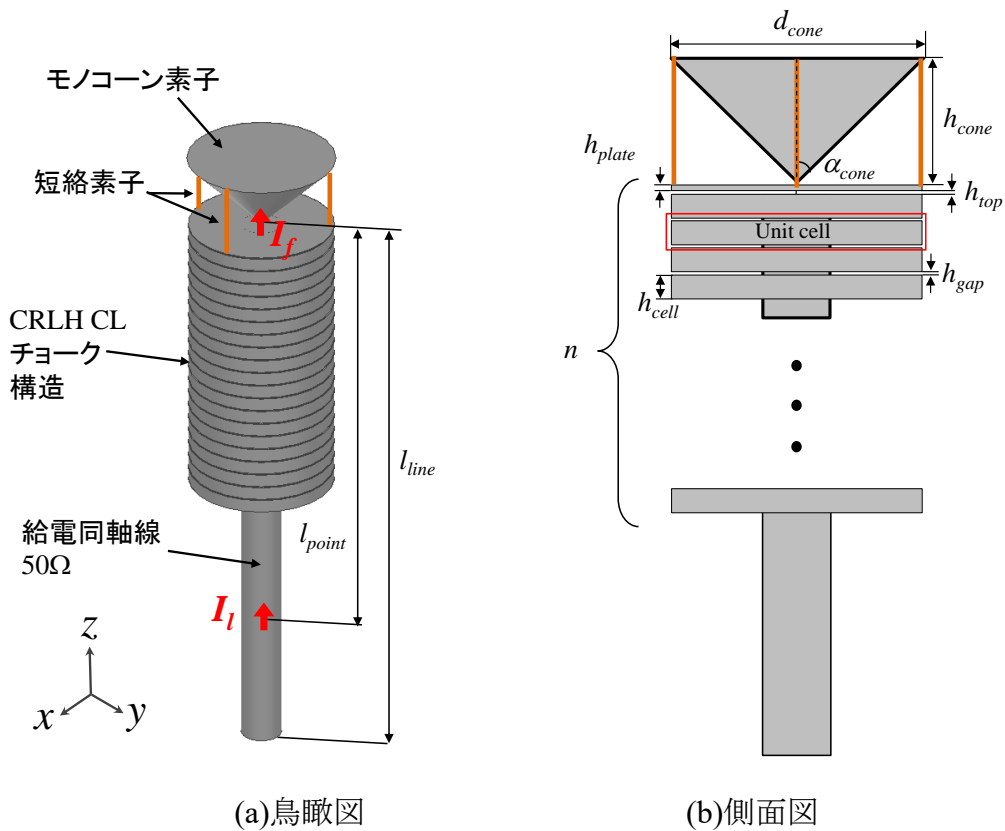
本章では, 広帯域の EBG を有する CRLH CL チョーク構造をモノコーンアンテナに適用することを検討する. 初めに, CRLH CL チョーク構造上にモノコーンアンテナを装荷することで, 大きな地板を必要としない広帯域アンテナについての検討を行う. 次に, CRLH CL チョーク構造上に設置したモノコーンアンテナに短絡素子を装荷することにより, その動作周波数の低減を検討する. なお, 本章における解析には ANSYS 社の HFSS を使用する.

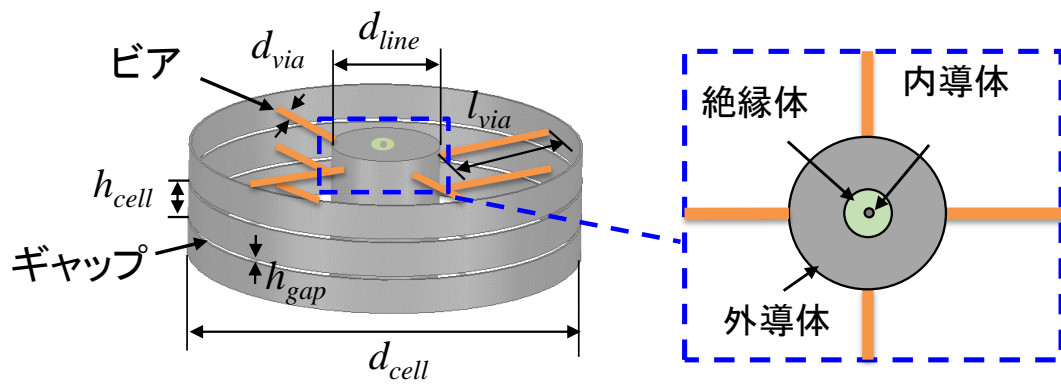
表 3.1 バラン及びチョークの比較

名称	概要	動作周波数	漏れ電流の影響	その他
バラン	バズーカ	 $l = \lambda/4$ 付近でのみ動作	小さい	バランは放射素子として機能せず ⇒ バランの他に小さな地板が必要
	LC	 設計次第	小さい	
	分岐導体	 $l = \lambda/4$ 付近でのみ動作	影響あり	
	テーパー	 $l \leq \lambda/2$ で動作	影響あり	
チョーク (スリーブ)	 $l = \lambda/4$ 付近でのみ動作	小さい	チョーク外側が放射素子として機能 ⇒ チョークの追加のみでアンテナが動作	

3.2 広帯域チョーク付モノコーンアンテナの構造

図 3.1 に広帯域チョーク付モノコーンアンテナの構成を示す. 広帯域チョーク付モノコーンアンテナは, 特性インピーダンス 50Ω の給電同軸線路, モノコーン素子, セル数 n の CRLH CL チョーク構造及び 4 本の短絡素子から構成される. ここで, 短絡素子はモノコーン素子の上端と CRLH CL チョーク構造の上端の間に装荷するものとし, CRLH CL チョーク構造は, 外部導体, 給電同軸線路の外部導体としても機能する内部導体, 4 つのビア及び外部導体のギャップで構成される. なお, チョーク構造上部は短絡, チョーク構造下部は開放している. 構造パラメータは, $d_{cell} = 50 \text{ mm}$, $d_{cone} = 50 \text{ mm}$, $d_{line} = 14 \text{ mm}$, $d_{via} = 0.5 \text{ mm}$, $h_{cell} = 4.5 \text{ mm}$, $h_{cone} = 25 \text{ mm}$, $h_{gap} = 0.5 \text{ mm}$, $h_{top} = 0.25 \text{ mm}$, $h_{plate} = 0.3 \text{ mm}$, $\alpha_{cone} = 45^\circ$, $l_{line} = 200 \text{ mm}$, $l_{point} = 150 \text{ mm}$ 及び $l_{via} = 18 \text{ mm}$ である.





(c) チョーク構造概要

図 3.1 広帯域チョーク付モノコーンアンテナ概要.

3.3 CRLH CL チョーク構造の設計

3.3.1 CRLH CL チョーク構造の分散特性

CRLH CL チョーク構造の分散特性を検討するため、CRLH CL の単位セルに周期境界条件を与え、固有モード解析を用いてシミュレーションを実施した。なお、固有モード解析には、Ansys 社の HFSS を用いた。求めた分散特性を図 3.2 に示す。左手系の上限周波数は 1.3 GHz、右手系の下限周波数では 5.3 GHz であり、EBG の比帯域幅は 121.5 %となった。

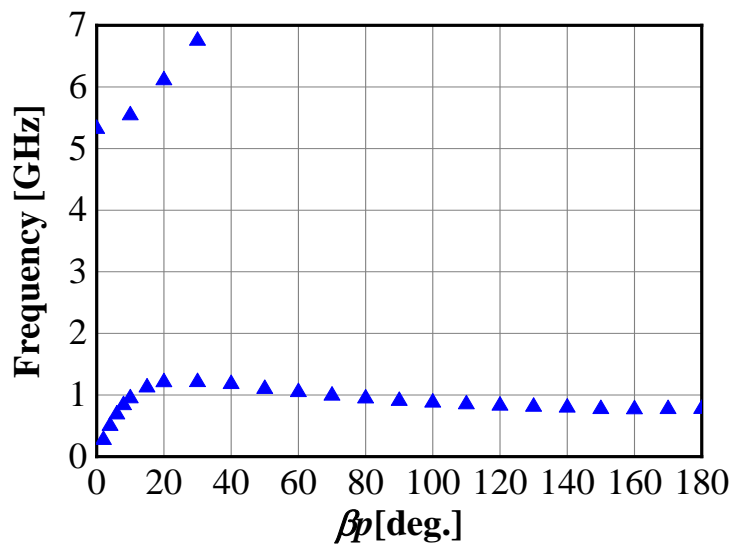


図 3.2 単位セルの分散特性.

3.3.2 セル数の影響

セル数を決定するために n をパラメータとして、シミュレーションを実施する。図 3.3 に n を 5, 10 及び 20 に変化させたときの $|S_{11}|$ 特性を示す。ここでは、短絡素子については装荷しないものとする。 $|S_{11}|$ 特性においては、 n の値に関わらず 3.1~10 GHz の間で $|S_{11}| \leq -10$ dB 以下となり、1.5 GHz より高い周波数では大きく変わらない結果となった。ここで、 $|S_{11}|$ 特性で $n = 5$ の場合に 1.2 GHz での共振が確認できるが、1.2 GHz 付近では $\beta p = 18^\circ$ 程度となるため、5 セルの合計が約 90° となり、チョーク構造で左手系のモードが共振したものと思われる。同様に $n = 20$ の場合についても 1 GHz 付近で $\beta p = 13.5^\circ$ 程度となり、20 セル合計で 270° となるため、1 GHz 付近で狭帯域の共振が発生しているものと思われる。しかしながら、これらの共振は EBG を利用したモードではないため、本章では EBG の帯域よりも高い周波数についての議論を行う。

図 3.4 に zx 面の放射パターンを示す。周波数は 2, 4, 6 及び 8 GHz とする。 zx 面の放射パターンについては、 $n = 5$ および $n = 10$ では、2, 4 及び 6 GHz で放射パターンの乱れが発生しており、漏れ電流の影響が確認できる。一方、 $n = 20$ での放射パターンの乱れは、 $n = 5$ 及び $n = 10$ の場合に比べ小さくなっており、放射パターンは、 $n = 20$ で 2, 4 及び 6 GHz で概ね 8 の字の放射パターンとなっている。なお、8 GHz においては、いずれの場合でも下方向の放射が弱くなっていることが分かる。これは、8 GHz では波長に対してチョークの上部の短絡板が大きくなるため、これが地板として機能し、地板上に設置したモノコーンアンテナに近い動作をしているものと思われる。しかしながら、上方への放射が強くなるモノコーンアンテナの放射パターンと異なり、広帯域チョーク付モノコーンアンテナでは、水平方向の放射が強く、比較的 8 の字の放射パターンに近くなっていることが確認できる。ここで、漏れ電流の阻止特性を評価するために電流阻止特性 $|I_l/I_f|$ を定義する[83]。なお、 I_f はモノコーンアンテナの付け根に流れる電流、 I_l は同軸線路外部導体に流れる漏れ電流（図 3.1(a)）としている。電流阻止特性を図 3.5 に示す。電流阻止特性については、 n が大きくなるにつれて、 $|I_l/I_f|$ が小さくなり、漏れ電流を抑制できていることが確認できる。そのため、 n が大きい場合では、電流阻止特性が向上することにより、漏れ電流の影響が低減し、放射パターンの乱れが減少するものと思われる。次に、図 3.6 に xy 面における放射パターン (E_θ) の最大偏差の周波数特性を示す。 $|S_{11}| \leq -10$ dB となる 3.1 GHz~10 GHz (105.3%) の間で最大偏差は 3 dB 以下となっており、広帯域チョーク付モノコーンアンテナは、無指向性の放射パターンを有することが確認できる。

以上より、広帯域チョーク付モノコーンアンテナでは、広帯域に整合し、漏

れ電流を抑制可能で、 n を変化させることで $|S_{11}|$ 特性には大きく影響を与えずに電流阻止特性を制御することができる。また、広帯域チョーク付モノコーンアンテナの放射パターンは、広帯域に亘り水平面は無指向性、垂直面は 8 の字に近いものとなる。

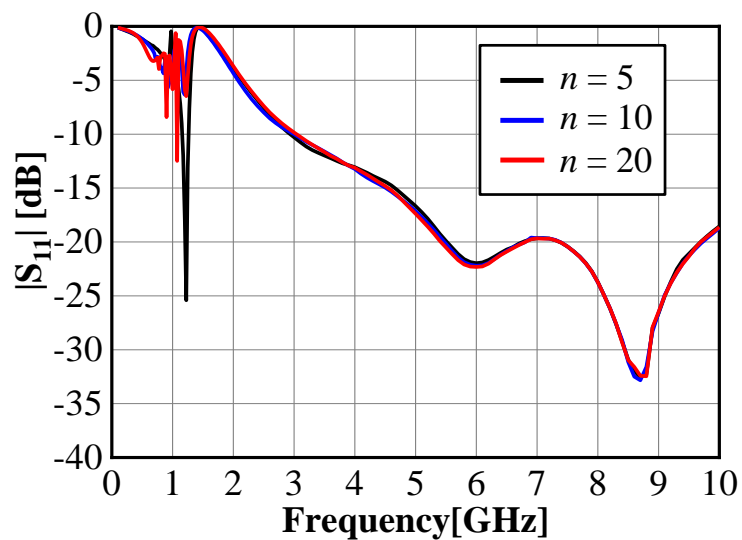


図 3.3 n 変化時の $|S_{11}|$ 特性.

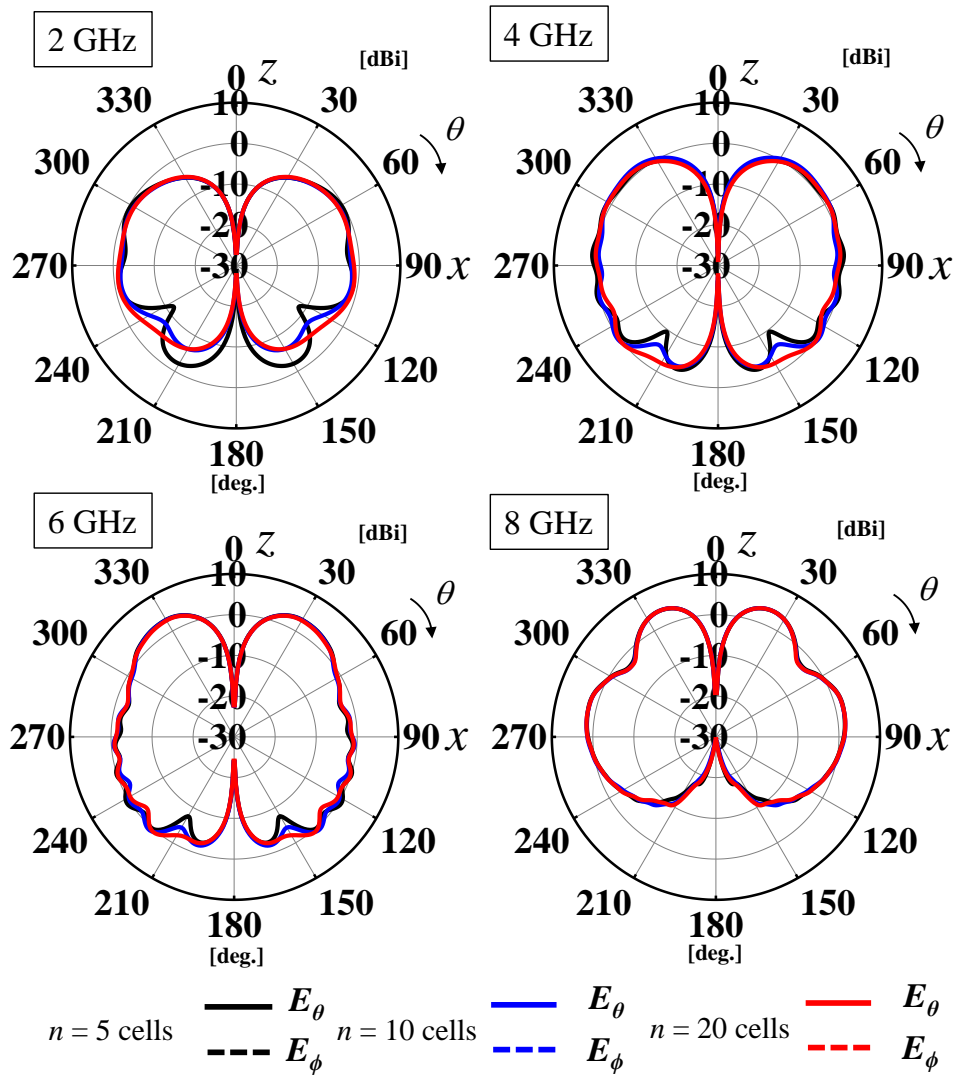


図 3.4 n 変化時の放射パターン (zx 面).

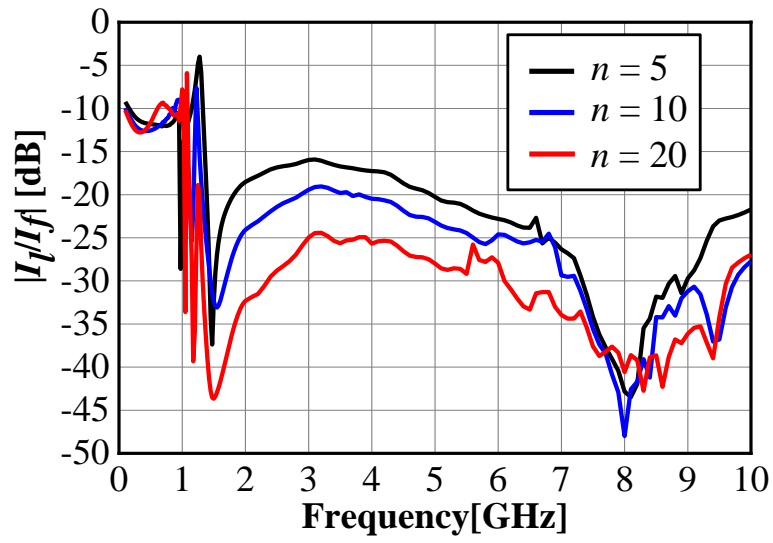


図 3.5 n 変化時の電流阻止特性.

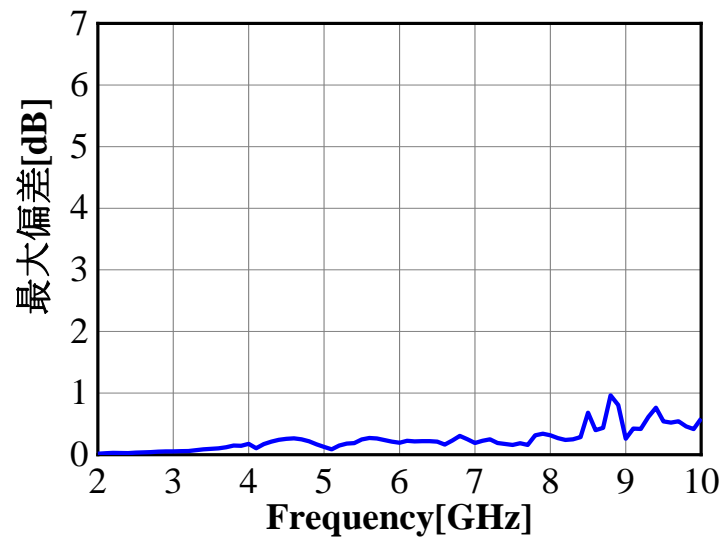


図 3.6 xy 面における放射パターン (E_θ) の最大偏差 ($n=20$).

3.4 広帯域チョーク付モノコーンアンテナの特性

本節では, 広帯域チョーク付モノコーンアンテナの特性を評価するために従来のチョークを装荷したモノコーンアンテナと比較検討を実施する. 前節同様, 広帯域チョーク付モノコーンアンテナには短絡素子は装荷しないものとする. 図 3.7 に比較する小型地板付モノコーンアンテナ及び従来チョーク付モノコーンアンテナを示す. ここで, 提案するアンテナのセル数については, 漏れ電流の阻止特性が最も良好であった $n=20$ とする. 寸法は図 3.7 の通りであり, モノコーン素子の形状および寸法は広帯域チョーク付モノコーンアンテナと同じ寸法及び形状である. なお, 地板及び従来チョークの直径はモノコーン素子の直径と同じ寸法とし, チョークの長さについては, 無限地板に設置した場合のモノコーンアンテナの下限周波数 ($|S_{11}| \leq -10$: 2.1 GHz) で電流阻止特性が最大となるように設計している. 図 3.8 に広帯域チョーク付モノコーンアンテナと従来のアンテナの $|S_{11}|$ 特性を示す. 図 3.8 より, 小型地板付モノコーンアンテナの $|S_{11}| \leq -10$ dB となる最低周波数 (f_{min}) が 3.7 GHz (比帯域幅: 91.9%以上), 従来チョーク付モノコーンアンテナの f_{min} が 1.7 GHz (比帯域幅: 141.8%以上) であるのに対し, 広帯域チョーク付モノコーンアンテナでは, f_{min} が 3.1 GHz (比帯域幅: 105.3%以上) となり, 従来チョーク付モノコーンアンテナに比べ高周波化する結果となった. この理由について考察する. 図 3.9 に入力インピーダンス特性を示す. 図 3.9 より, 従来チョーク付モノコーンアンテナでは, チョーク構造の長さが約 0.25 波長となる 2 GHz 付近でレジスタンスが増加することに対して, 広帯域チョーク付モノコーンアンテナでは非共振のチョーク構造であるため, 2 GHz 付近では従来チョーク付モノコーンアンテナに比べレジスタンスの増加が少ないことによるものと思われる.

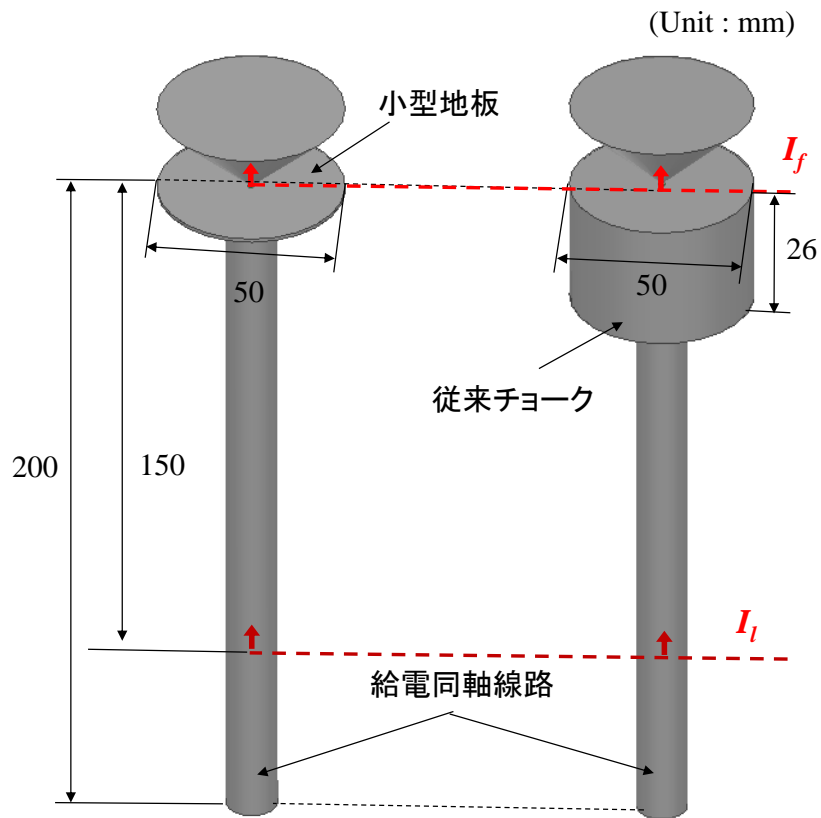


図 3.7 小型地板付及び従来チョーク付モノコーンアンテナの概要.

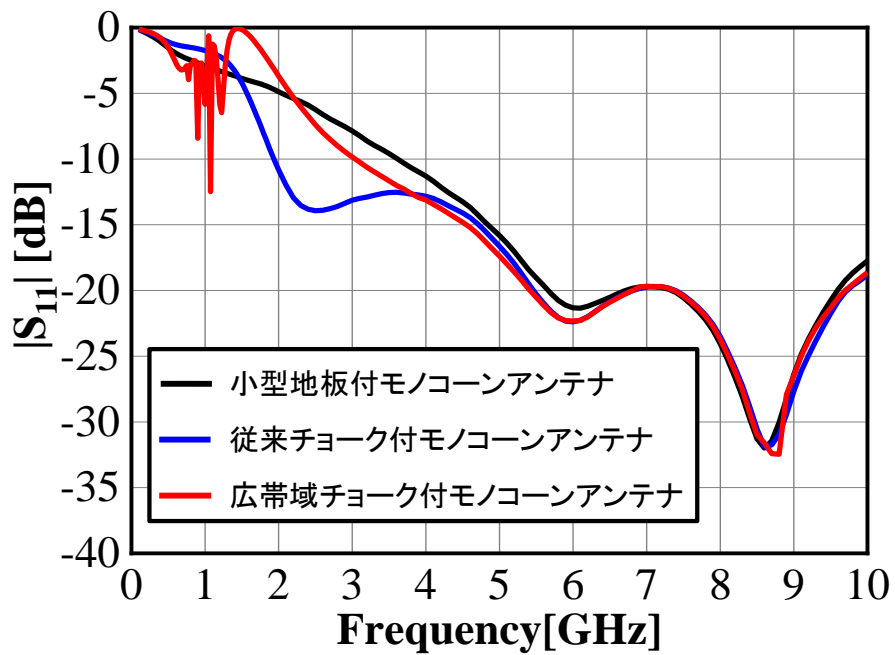


図 3.8 $|S_{11}|$ 特性の比較.

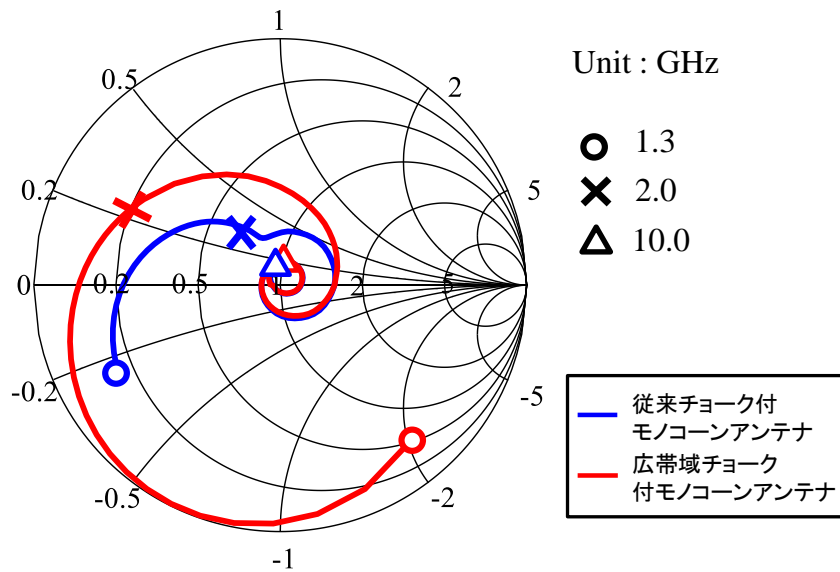


図 3.9 入力インピーダンス特性の比較.

図 3.10 に zx 面の放射パターン, 図 3.11 に電流阻止特性を示す. 図 3.10 より, zx 面の放射パターンについては, 小型地板付モノコーンアンテナ及び従来チョーク付モノコーンアンテナでは放射パターンに乱れが生じ, 漏れ電流の影響が強いことが確認できる. まず, 小型地板付モノコーンアンテナでは, 電流阻止特性が 4 GHz 付近まで約 -10 dB 程度となっており, 6 GHz では -20 dB 程度, 8 GHz では -30 dB 以下となっている. そのため, 2 GHz, 4 GHz 及び 6 GHz では放射パターンの乱れが大きく生じており, 漏れ電流の影響が確認できる. 一方, 8 GHz については放射パターンの下方に僅かに乱れが確認できる程度である.

次に従来チョーク付モノコーンアンテナの電流阻止特性については, 1.5 GHz 付近で一旦 -20 dB 以下となるが, 3~4 GHz 付近で -15 dB 付近に上昇し, 再び 6 GHz では -20 dB 以下, 8 GHz では -30 dB 以下に低下する. そのため, チョークの対応周波数付近の 2 GHz 及び 6 GHz では放射パターンの乱れは比較的小さいが, 4 GHz では放射パターンの乱れが大きく生じており, 漏れ電流の影響が確認できる. 8 GHz については, 小型地板付モノコーンアンテナ同様に放射パターンの下方に僅かに乱れが確認できる程度である. 最後に広帯域チョーク付モノコーンアンテナについては, EBG の帯域である 1.3 GHz より高い周波数では, 電流阻止特性が概ね -25 dB 以下となっていることが確認できる. 放射パターンについては, 2 GHz では 8 の字に近いが, 従来チョーク付モノコーンアンテナに比べ放射が弱くなっている. しかしながら, 4 GHz 及び 6 GHz では, 小型地板付モノコーンアンテナ及び従来チョーク付モノコーンアンテナに比べ放射パター

ンの乱れが小さく、8の字に近い放射パターンとなっていることが確認できる。さらに小型地板付モノコーンアンテナ及び従来チョーク付モノコーンアンテナで僅かに生じていた8 GHzにおける下方の放射パターンの乱れも改善している。

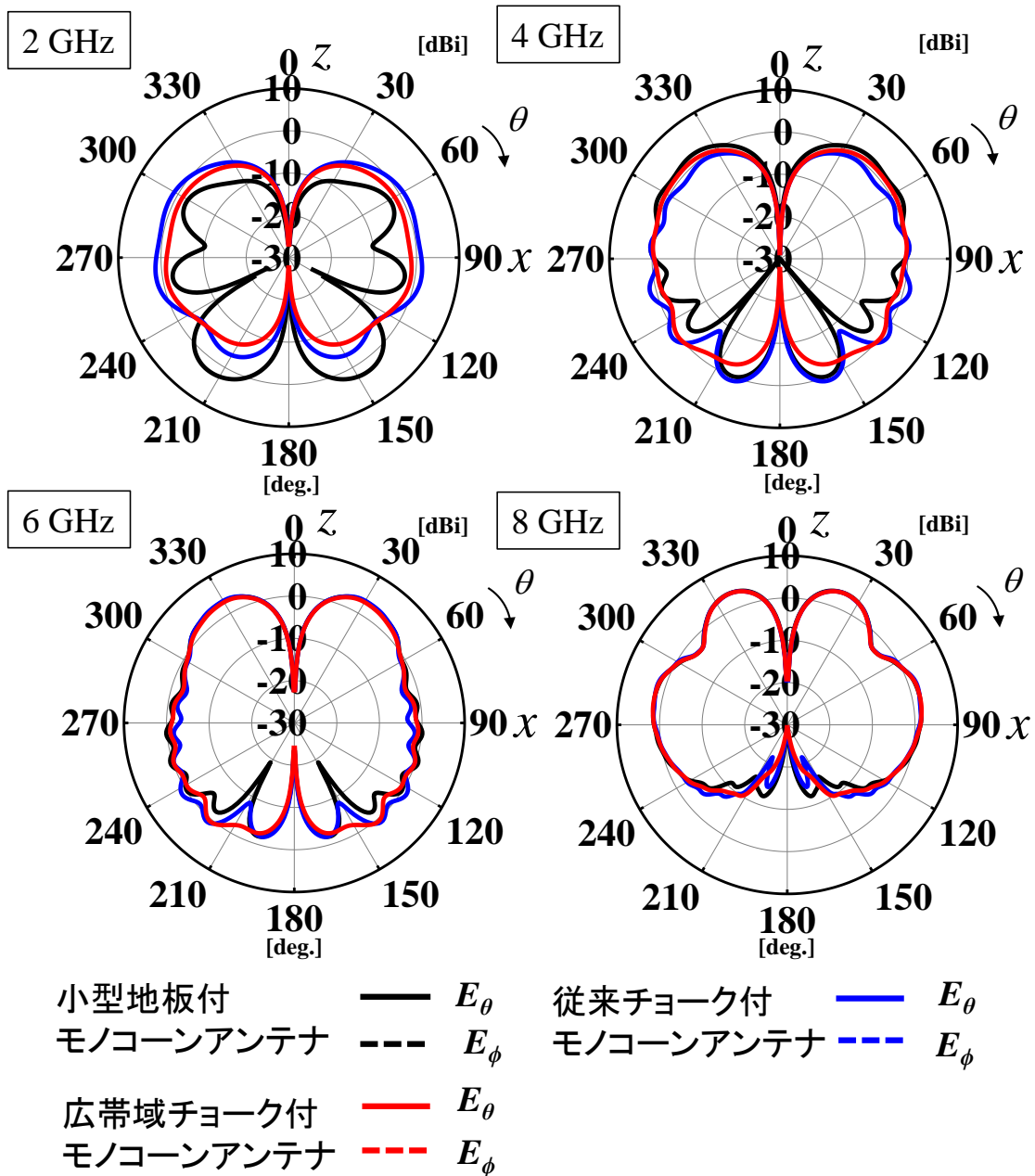


図 3.10 放射パターン(zx 面)の比較.

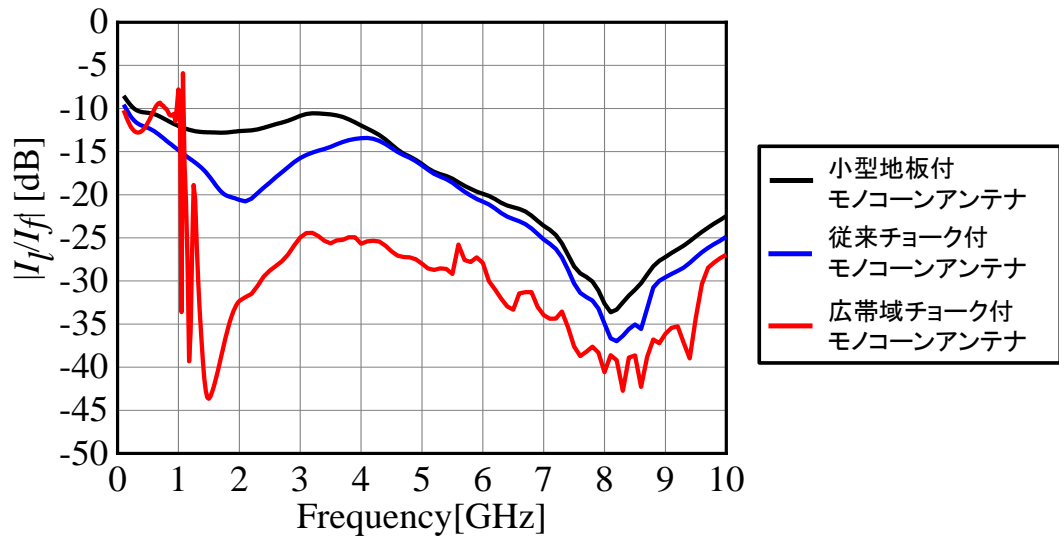
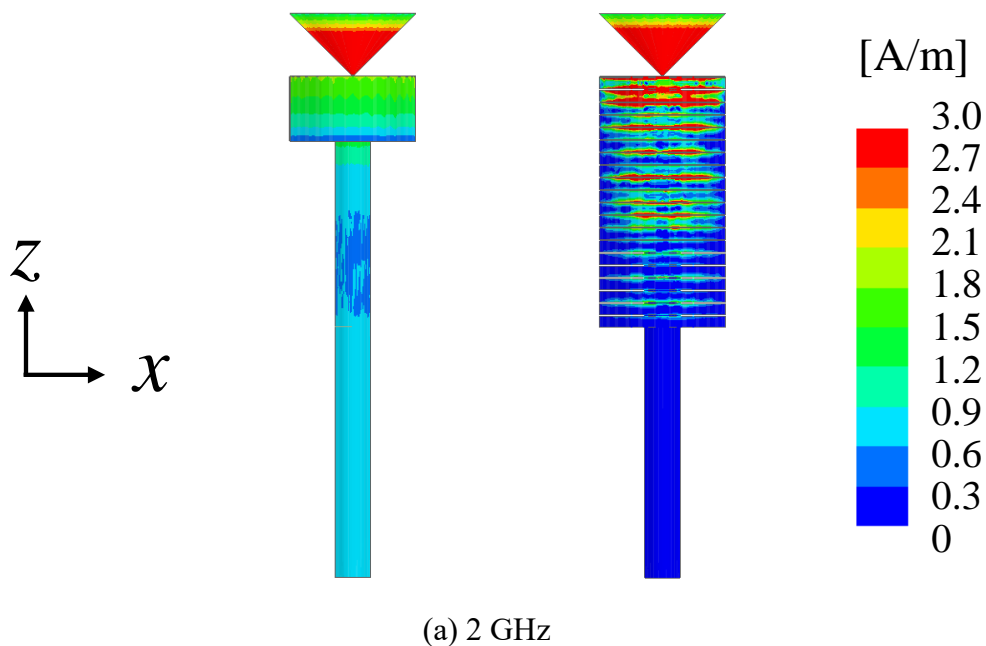
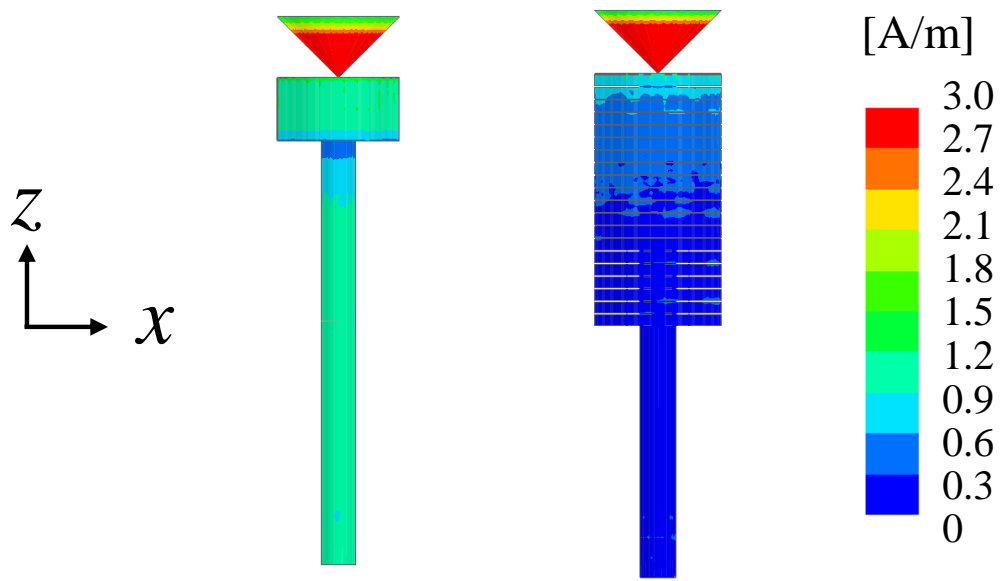


図 3.11 従来アンテナとの電流阻止特性の比較.

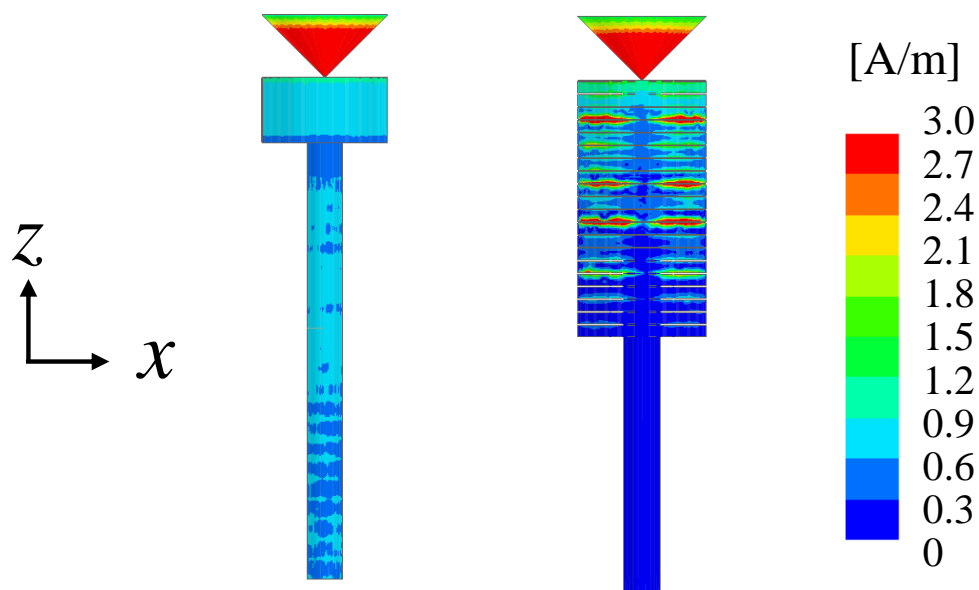
3.5 電流及び電界分布

広帯域チョーク付モノコーンアンテナの放射パターンが改善する理由を考察するため、電流及び電界分布を検討する。図 3.12 及び図 3.13 に 2, 4 及び 6 GHz における従来のチョーク付モノコーンアンテナ及び広帯域チョーク付モノコーンアンテナの電流及び電界分布を示す。双方のモノコーンアンテナ素子上の電流分布は、どの周波数でもほぼ同じであることが確認できる。一方、チョーク構造を流れる電流については、従来チョーク付モノコーンアンテナが一定の強さであるのに対して、広帯域チョーク付モノコーンアンテナのチョーク構造上に流れる電流は CRLH CL セルによって徐々に減衰していることが確認できる。図 3.10 より従来のチョーク付モノコーンアンテナの電流阻止特性は、それぞれ 2 GHz で-20.6 dB, 4 GHz で-13.4 dB, 6 GHz で-20.8 dB であるため、チョーク構造の外側を流れる電流を十分に抑制することができず、給電用同軸線路上に強く電流が分布していることが確認できる。そのため、図 3.13 のように給電同軸線路から放射される電界が強く、従来チョーク付モノコーンアンテナでは放射パターンに乱れが生じるものと推測される。対して、広帯域チョーク付モノコーンアンテナの電流阻止特性は、2 GHz で-32.3 dB, 4 GHz で-25.7 dB, 6 GHz で-27.9 dB である。そのため、広帯域チョーク付モノコーンアンテナでは、給電同軸線路上の電流及び給電同軸線路から放射される電界が弱くなり、放射パターンが 8 の字に近くなったものと思われる。



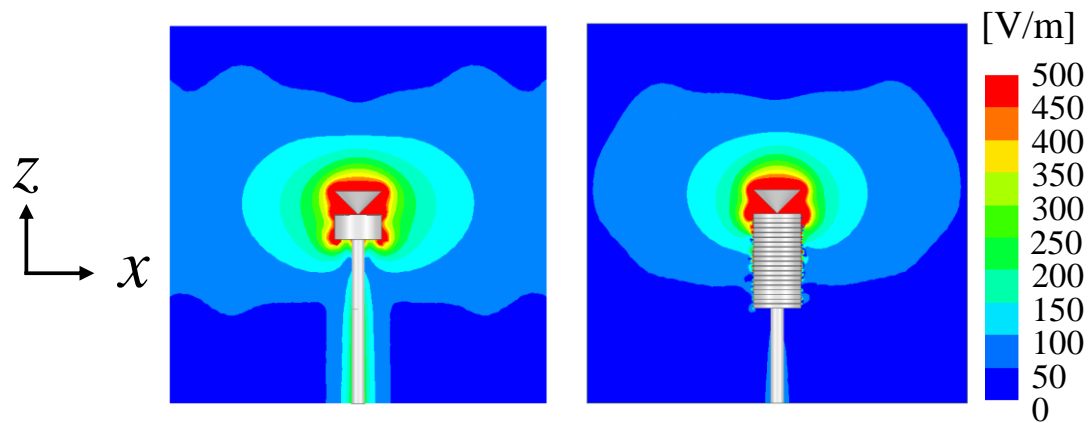


(b) 4 GHz

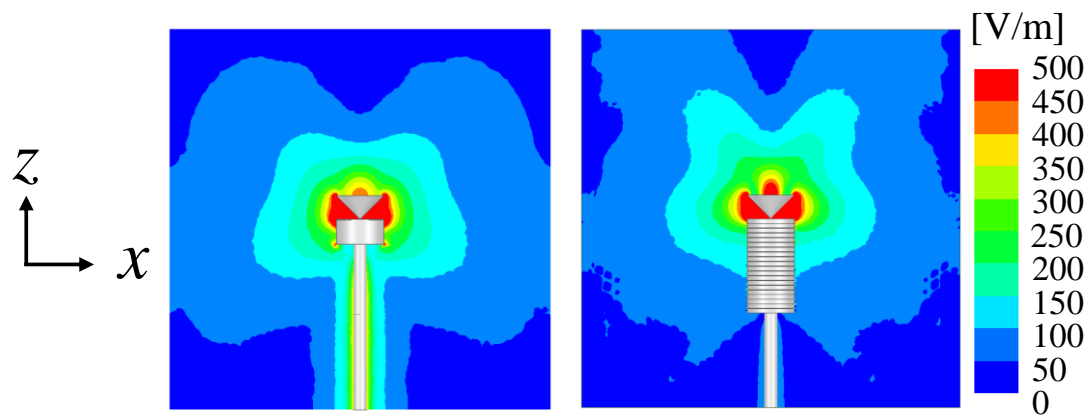


(c) 6 GHz

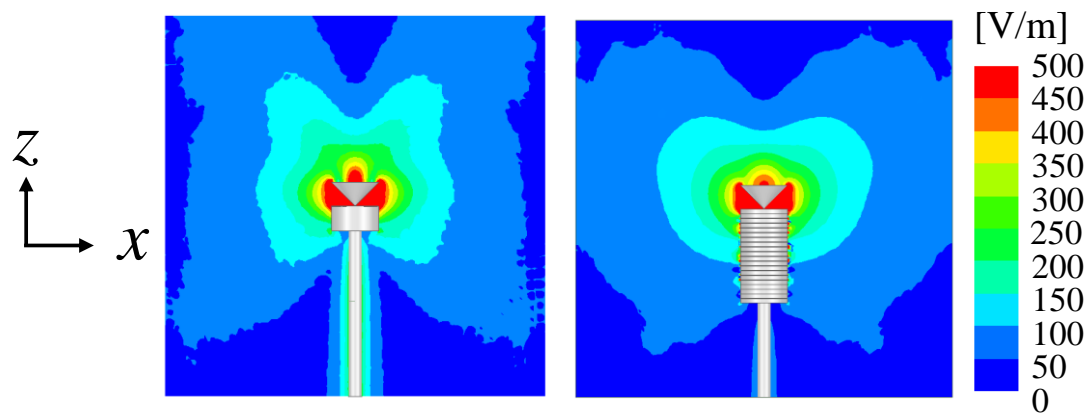
図 3.12 電流分布.



(a) 2 GHz



(b) 4 GHz



(c) 6 GHz

図 3.13 電界分布.

3.6 短絡素子の装荷

これまでの検討により，広帯域チョーク付モノコーンアンテナは従来のチョーク付モノコーンアンテナより広帯域で漏れ電流を抑制することが可能で，放射パターンも 8 の字に近いことが分かった．しかしながら，広帯域チョーク付モノコーンアンテナの f_{min} は，従来のチョーク付モノコーンアンテナに比べ上昇する結果となった．そのため，本節では，前章の結果を踏まえ，4本の短絡素子を装荷することで，広帯域チョーク付モノコーンアンテナの f_{min} の低減について検討する．図 3.14 に短絡素子を装荷した広帯域チョーク付モノコーンアンテナの $|S_{11}|$ 特性を示す．短絡素子を装荷することにより， f_{min} は 3.1 から 2.4 GHz に低減していることが分かる．これは，従来のチョーク付モノコーンアンテナの f_{min} と比べると高くなるが，無限地板上に設置したモノコーンアンテナの f_{min} と同程度 ($f_{min} = 2.1$ GHz) の値である．なお，短絡素子を装荷した場合の広帯域チョーク付モノコーンアンテナの比帯域幅は 122.5% 以上である．次に，短絡素子を装荷した場合に広帯域チョーク付モノコーンアンテナの f_{min} が 2.4 GHz に低減する理由を検討する．図 3.15 に広帯域チョーク付モノコーンアンテナの入力インピーダンス特性を示す．短絡素子を装荷しない場合，2.4 GHz 付近では誘導性のリアクタンスが大きく，2.4 GHz 付近で整合しないことが分かる．対して，短絡素子を装荷した場合，2.4 GHz 付近の誘導性リアクタンスが減少していることが分かる．これにより， f_{min} が 3.1 GHz から 2.4 GHz に低減したと思われる．

図 3.16 に短絡素子の有無の場合についての広帯域チョーク付モノコーンアンテナの放射パターンを示す．周波数はそれぞれ 2.5, 5, 7.5 GHz である．2.5 GHz においては，短絡素子を装荷した場合としない場合で放射パターンは大きく変化しないことが分かる． xy 面では，短絡素子を装荷した場合，短絡素子を装荷しない場合の放射に比べ強く，最大で 1.0 dB 程度高くなる． zx 面についても同様で，どちらも zx 面における放射パターンは 8 の字であり，利得は 1.0 dBi である．次に 5 GHz 及び 7.5 GHz については，短絡素子を装荷した場合， xy 面で放射が $\phi = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$ 及び 315° 付近で僅かに減少すること及び 7.5 GHz で交差偏波が発生していることを除き大きく変化しないことが分かる．短絡素子を装荷した場合の広帯域チョーク付モノコーンアンテナの利得は，5 GHz 及び 7.5 GHz でそれぞれ 2.5 及び 4.2 dBi となる．次に図 3.17 に電流阻止特性を示す．短絡素子を装荷しても大きく劣化せず，比帯域幅内においては，-20 dB 以下となることが確認できる．これにより，短絡素子を装荷しても zx 面の放射パターンが変化しなかったものと考えられる．図 3.18 に xy 面における放射パターン (E_θ) の最大偏差の周波数特性を示す．短絡素子を装荷することにより，低周波化する反面，最大偏差は全ての周波数で大きくなっていることが分かる．また，6.4

GHz 付近において最大偏差が急激に大きくなることが確認できる。これは、第 2 章と同様に短絡素子の長さが約 0.5 波長となるため、短絡素子が強く共振し、短絡素子から発生した電界がモノコーン素子から発生した電界に干渉し、放射パターンに影響を与えたものと思われる。結果として、偏差が 3 dB 以内の無指向性の放射パターンを有する比帯域幅が 89.7%となった。次に 7.5 GHz で交差偏波が発生した理由について検討する。図 3.19 に 7.5 GHz における電流分布を示す。図 3.19 より、交差偏波は短絡素子から流れた電流がチョーク構造上部の端部に沿って流れることにより発生し、電流の対称性により、ピークとヌルを繰り返す 45°周期の放射パターンになっているものと考えられる。

以上より、広帯域チョーク付モノコーンアンテナに短絡素子を装荷することで、広帯域チョーク付モノコーンアンテナの周波数特性は、無限地板上に設置したモノコーンアンテナと同程度の周波数帯域になることが確認できた。しかしながら、広帯域チョーク付モノコーンアンテナの放射パターンは、短絡素子を装荷することで、短絡素子の長さが 0.5 波長になる 6.4 GHz 付近において最大偏差及び交差偏波が大きくなり、偏差が 3 dB 以内の無指向性の放射パターンとなる比帯域幅については 89.7%に減少する結果となった。

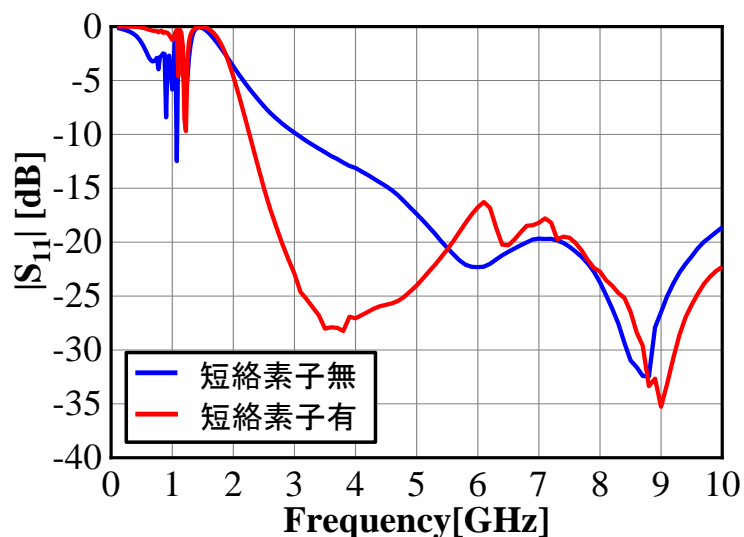


図 3.14 短絡素子装荷時の $|S_{11}|$ 特性.

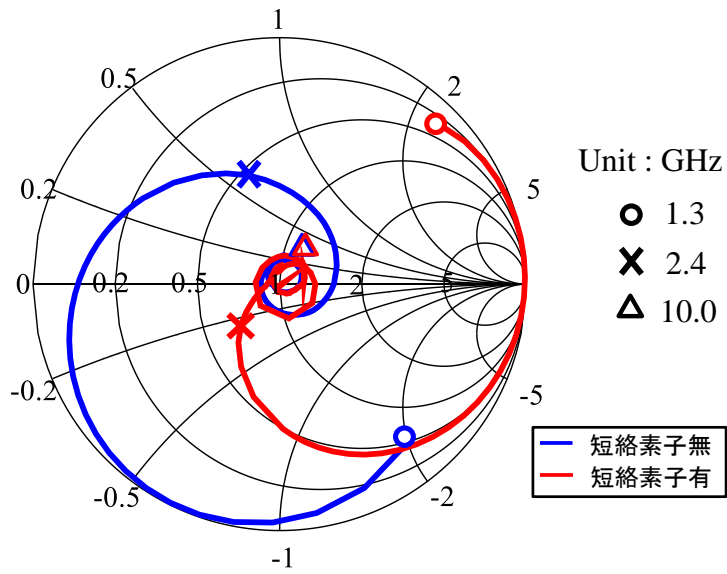
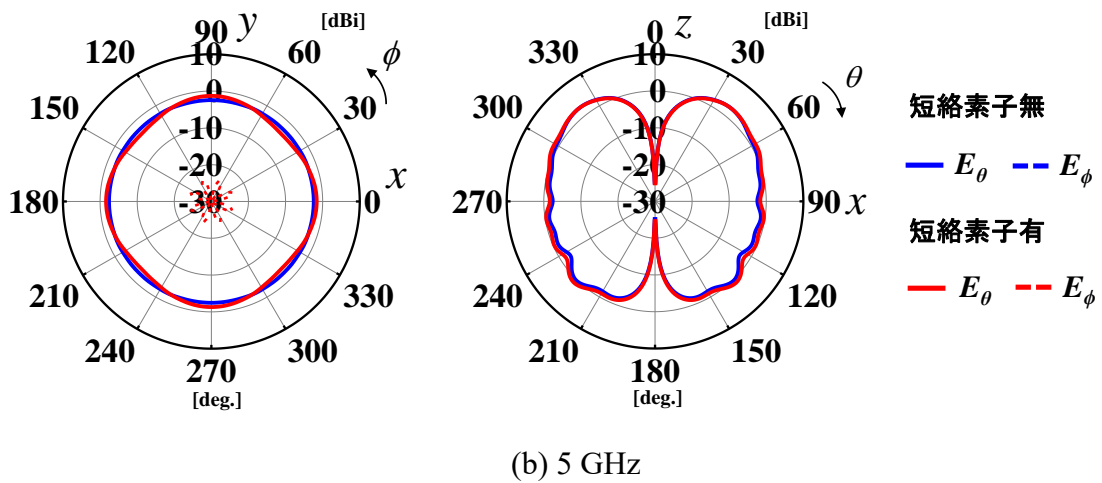
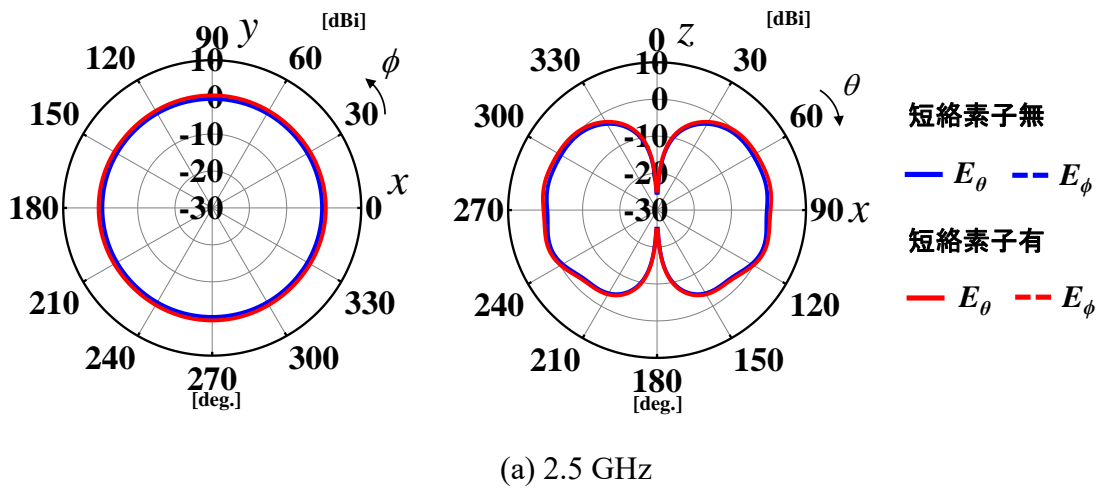
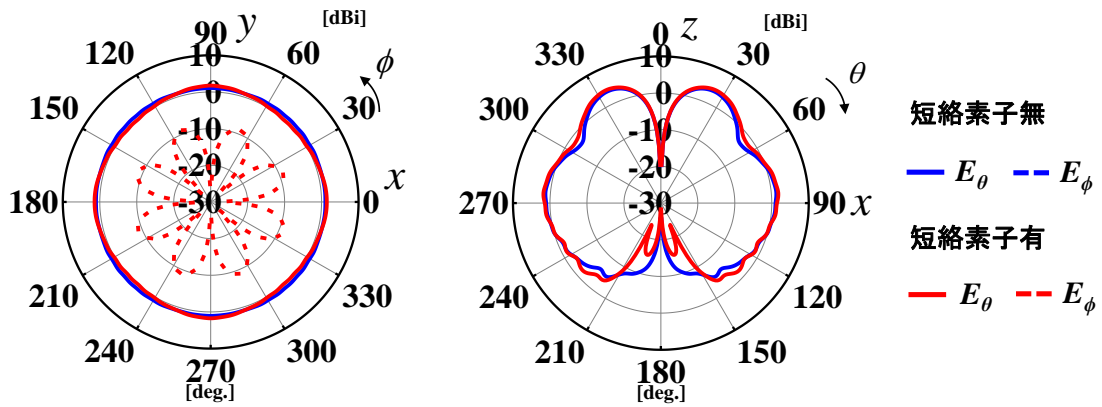


図 3.15 短絡素子装荷時の入力インピーダンス特性.





(c)7.5 GHz

図 3.16 短絡素子装荷時の放射パターン.

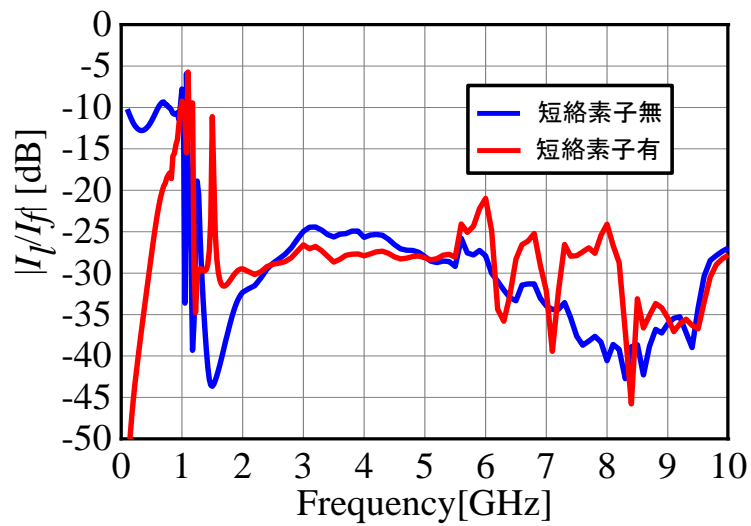


図 3.17 電流阻止特性.

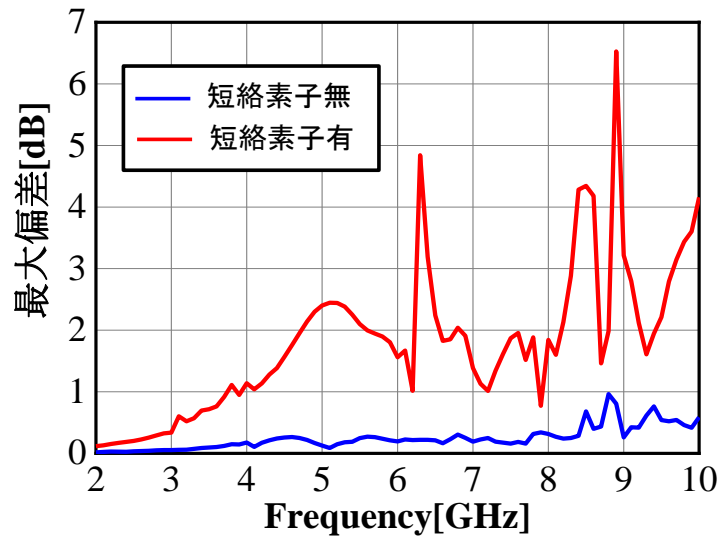


図 3.18 xy 面における放射パターン (E_θ) の最大偏差.

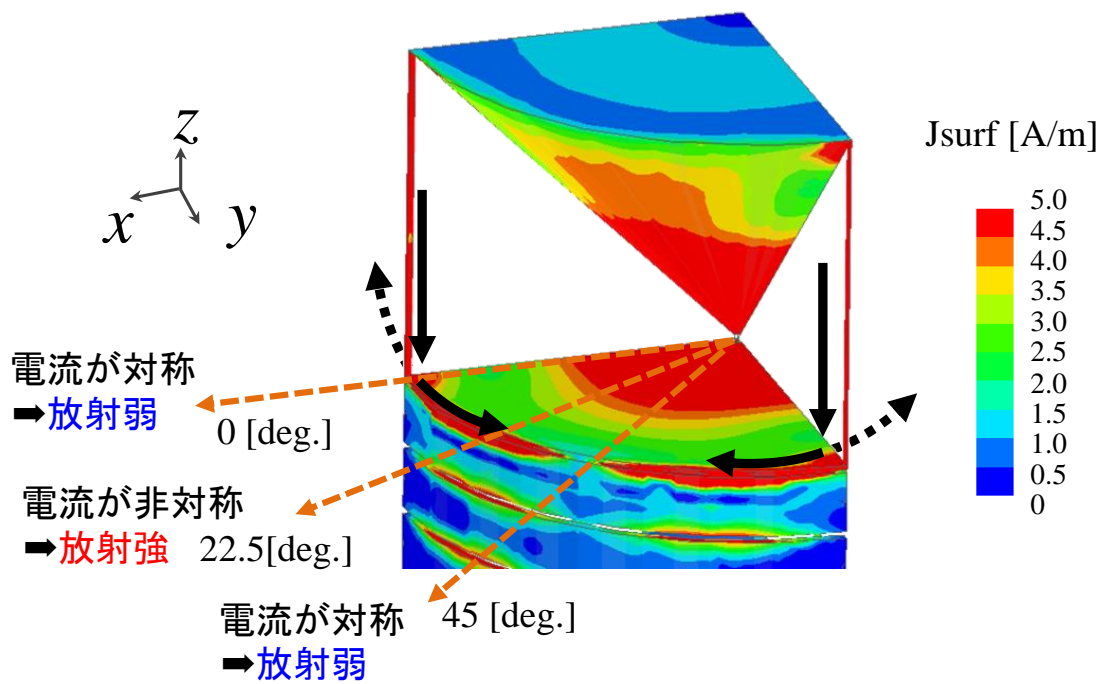


図 3.19 電流分布 (7.5 GHz).

3.7 測定結果

これまでの検討で、短絡素子を装荷した広帯域チョーク付モノコーンアンテナは、無限地板上に設置したモノコーンアンテナと同程度の周波数特性を有することが確認できた。本節では短絡素子を装荷した広帯域チョーク付モノコーンアンテナを試作し、その評価を行う。図 3.20 に試作した広帯域チョーク付モノコーンアンテナを、図 3.21 に提案したアンテナの $|S_{11}|$ 特性の測定結果を示す。測定結果は、シミュレーション結果とよく一致しており、 $|S_{11}| \leq -10$ dB となる比帯域幅は、測定値で 125.2%以上 (2.3~10 GHz) である。図 3.22 に広帯域チョーク付モノコーンアンテナの放射パターンを示す。周波数はそれぞれ 2.5, 5.0, 7.5 GHz である。測定結果は、 $|S_{11}|$ 特性同様、シミュレーション結果とよく一致していることが確認できる。xy 面においては、いずれの周波数においても無指向性の放射パターンとなり、zx 面では、8 の字に近いパターンになることが分かる。ここで、zx 面で測定値においてのみ交差偏波 (E_ϕ) が確認できるが、これは、測定ケーブルの影響であると考えられる。なお、2.5, 5.0 及び 7.5 GHz における利得はそれぞれ 0.2, 3.9 及び 3.7 dBi である。



図 3.20 試作アンテナ.

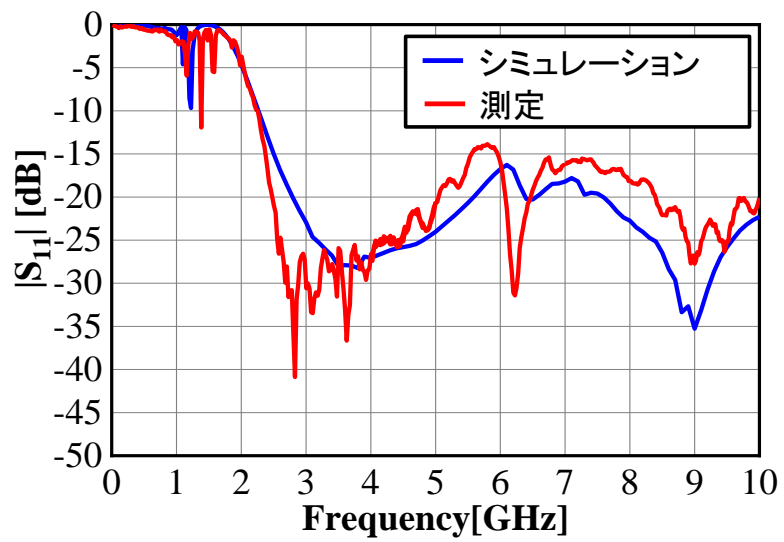
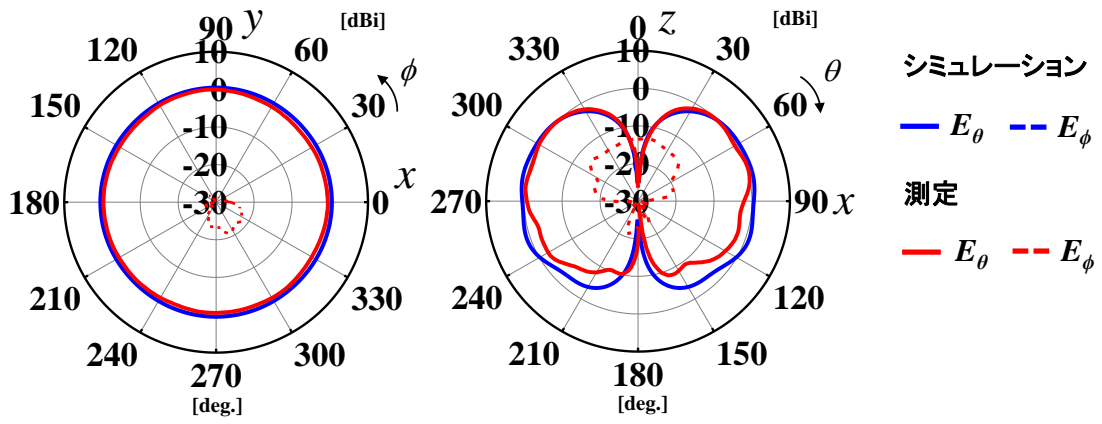
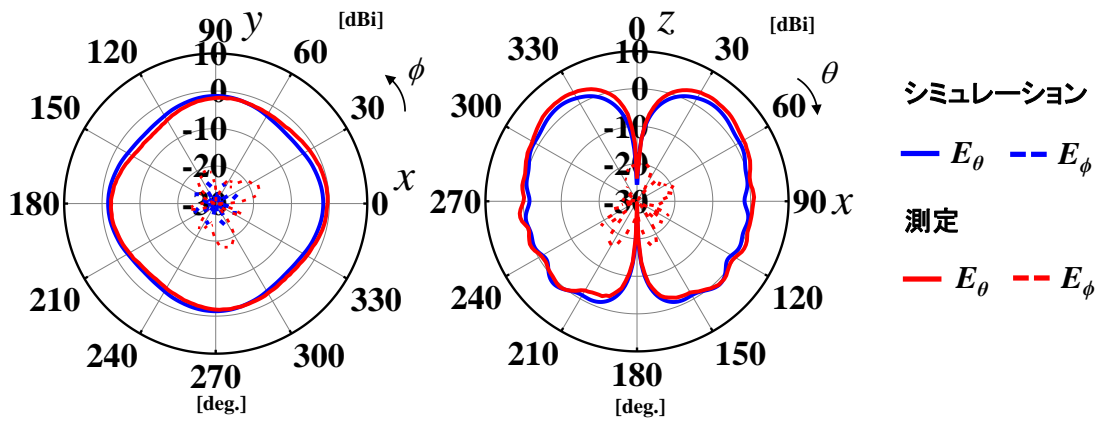


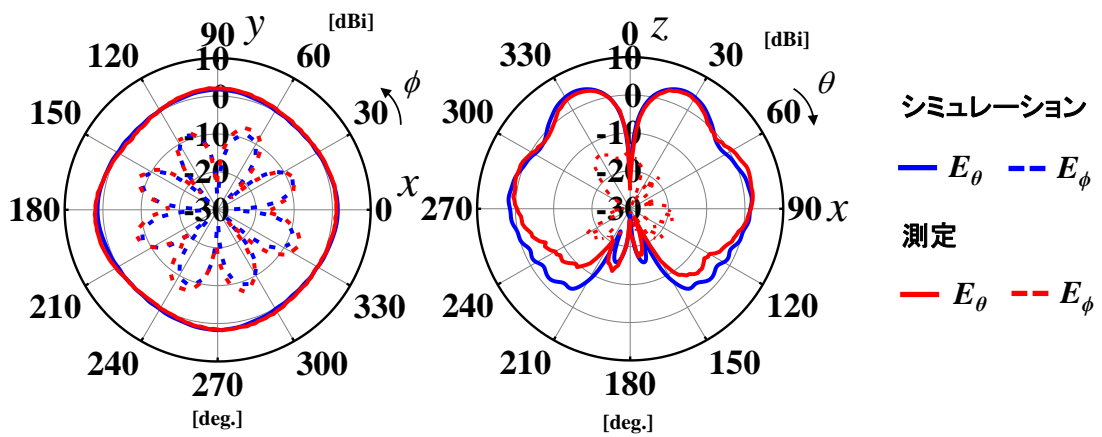
図 3.21 測定結果 ($|S_{11}|$ 特性).



(a) 2.5 GHz



(b) 5 GHz



(c) 7.5 GHz

図 3.22 測定結果 (放射パターン).

3.8 まとめ

広帯域の EBG を有する CRLH CL をモノコーンアンテナのチョーク構造に適用することで、地板が小型の水平面無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナについて、シミュレーションを用いた検討を行った。結果として、提案するアンテナは、3.1 GHz～10 GHz (105.3%) の間で $|S_{11}| \leq -10$ dB となる広帯域特性を有し、比帯域幅内において水平面の放射パターンの最大偏差が 3 dB 以下の無指向性の放射パターンを有することが確認できた。また、垂直面の放射パターンについては、広帯域に亘り 8 の字に近い放射パターンであった。次に CRLH CL チョーク構造上に設置したモノコーン素子に短絡素子を装荷することにより、その動作周波数の低減について検討した。短絡素子を装荷することにより、 f_{min} は 3.1 GHz から 2.4 GHz に低減し、無限地板上に設置したモノコーンアンテナの f_{min} (2.1 GHz) と同程度の値となり、比帯域幅は 122.5% 以上となることが確認できた。しかしながら、短絡素子を装荷することで、短絡素子の長さが 0.5 波長になる 6.4 GHz 付近において水平面の放射パターンの最大偏差が大きくなり、水平面の放射パターンの最大偏差が 3 dB 以下となる比帯域幅については 89.7% に減少する結果となった。最後に試作したアンテナの測定結果とシミュレーション結果を比較することでシミュレーションの妥当性を示した。

第4章 低姿勢・広帯域アンテナ

4.1 まえがき

第2章及び第3章では、水平面内無指向性の放射パターンを有する小型・広帯域のアンテナ及び大きな地板を必要としない広帯域アンテナについて検討した。本章では低姿勢で広帯域のアンテナについて検討を行う。

垂直偏波で無指向性の放射パターンを有するモノポールアンテナは様々な場所で広く使用されている[2]。本章では、このうち車両や船舶などの移動体用のアンテナ及び地上デジタルテレビの放送波や携帯電話の通信波などが届きにくい地下街等に設置された再送信用のアンテナに着目する[3,5,84]。一般的にモノポールアンテナの高さは動作周波数の1/4波長となるため、車両や船舶等の移動体、地下街及びビル内等の限られたスペースでは突起物になることに加え、アンテナの高さが1/4波長となる周波数付近でのみ動作する。そのため、特に複数の通信システムを利用する場合においては、低姿勢化のみならず広帯域化についても求められている。しかしながら、アンテナの高さと比帯域幅はトレードオフの関係にあり、低姿勢と広帯域の双方の特性を実現することは重要な課題である。

水平面内無指向性の放射パターンを持つ低姿勢の広帯域アンテナについては、多くの研究が実施されている。第2章でも述べた平板素子と短絡素子をモノコーンアンテナに装荷したアンテナやモノコーンアンテナを指数関数形状素子に置き換えたアンテナ等が報告されている[31-44]。これらのアンテナの多くは比帯域幅 ($VSWR \leq 2$ または $|S_{11}| \leq -10$ dB) が100%以上である。しかしながら、アンテナの高さは $0.05\lambda_0$ 以上となっている。また、文献[45]では、多段に傾斜したディスクアンテナに平板素子と短絡素子及び抵抗を装荷することで $0.034\lambda_0$ の高さ、動作周波数が30 MHz から3000 MHz のアンテナを考案している。しかしながら、当該アンテナについては、動作周波数内において $VSWR$ が2を大きく超えており、周波数によっては、水平面で無指向性の放射パターンではない。

三角形もしくは台形等の平板素子もしくは線状素子の上に円板素子及び複数の短絡素子を設置した低姿勢の広帯域アンテナについても、多く報告されている。文献[60]では、環状スロットを設けた円板素子、十字形状に配置した三角形素子及び短絡素子を用いることで148%の比帯域幅及び $0.053\lambda_0$ の高さのアンテナを実現している。文献[55]では、三角形素子、容量板、傾斜した短絡素子及び折り曲げリムで構成されたアンテナが報告されている。アンテナの高さが $0.03\lambda_0$ 、 $0.04\lambda_0$ 及び $0.05\lambda_0$ の場合について検討しており、比帯域幅は18.6%、29.3%及び

42.8%である。同様に三角形素子を用いた報告として、文献[9]のアンテナでは、Y字構造に配置した3枚の三角形素子の上部に円形素子と短絡素子を配置、三角形及び円形素子に設置した円環スロットにより入力インピーダンスを調整している。比帯域幅が137.7%の広帯域特性を有するが、アンテナ高さは $0.06\lambda_0$ 以上である。他にも台形素子、円板素子及び短絡素子を有するアンテナとして、文献[61]の報告がある。十字形状の台形下辺の傾きを調整することで、比帯域幅107% ($|S_{11}| \leq -14$ dB) の広帯域な特性が得られているが、アンテナ高さが $0.09\lambda_0$ 程度である。線状の給電素子、円形パッチ及び短絡ビアで構成されたアンテナについても報告されている。文献[56-58]のアンテナでは、 $|S_{11}| \leq -10$ dBの基準で比帯域幅が18.6%、27.4%及び30.9%、アンテナの高さについては $0.024\lambda_0$ 、 $0.029\lambda_0$ 及び $0.03\lambda_0$ の特性を有している。また、文献[59]では三角形及び台形のマッシュルーム構造を円形に周期配列することで、複数の左手系の共振モードを利用しており、シミュレーション値で比帯域幅34.5%、高さは $0.024\lambda_0$ である。

その他にもL型無給電素子を用いたT型モノポールアンテナや十字及び八角形状の平板素子及び複数の短絡素子から構成される多層の低姿勢の広帯域アンテナについて報告されている[85-86]。前者は比帯域幅24% ($|S_{11}| \leq -10$ dB) でアンテナ高さが $0.1\lambda_0$ 程度、後者は比帯域幅20%以上 ($VSWR \leq 1.5$) でアンテナ高さは $0.05\lambda_0$ である。さらに多層の平板で構成された低姿勢で広帯域のアンテナとして、文献[87]及び文献[88]が報告されており、文献[87]では、158%の比帯域幅及び $0.046\lambda_0$ の高さのアンテナ、文献[88]では、比帯域幅は17%及び $0.03\lambda_0$ の高さのアンテナが報告されている。しかしながら、これらの比帯域幅の基準はそれぞれ $VSWR \leq 2.7$ 及び $VSWR \leq 3$ である。以上より、 $0.05\lambda_0$ 以下のアンテナの高さで50%以上の比帯域幅 ($VSWR \leq 2$ または $|S_{11}| \leq -10$ dB) を有するアンテナに関する報告は確認できない。

本章では、第2章で検討した短絡素子付きモノコーンアンテナを改良することで、水平面内無指向性の放射パターンを有する低姿勢で広帯域なアンテナについて検討する。まず、 $0.05\lambda_0$ 以下のアンテナの高さで50%以上の比帯域幅を有するアンテナの実現を第一の目標とし、次にそのアンテナ高さの最小化を行うとともに、比帯域幅の最大化を行う。また、本章における検討には、CST STUDIO SUITE 2020 (Time Domain Solver) を用いて解析を行う。

4.2 短絡素子付モノコーンアンテナの低姿勢化の検討

第 2 章でモノコーンアンテナに短絡素子を複数本装荷することで小型化が可能であることについて説明した。本章では、このアンテナの低姿勢化について検討する。図 4.1 に基本モデルの概要を示す。基本モデルは、上部の直径 120 mm、下部の直径 1 mm のモノコーン素子上部に円板素子を装荷し、円板素子の下部に直径 1 mm の短絡素子を 4 本装荷している。ここで、円板素子の直径は、モノコーン素子の直径と 2 本の短絡素子の直径の合計の 122 mm とし、厚みは 0.5 mm である。図 4.2 にアンテナの高さ h_{a0} を変化させた場合の基本モデルの VSWR 特性及び入力インピーダンス特性を示す。 h_{a0} は 60.5 mm、45 mm 及び 22.5 mm とする。なお、470 MHz において、60.5 mm、45 mm 及び 22.5 mm は、それぞれ、 0.09λ 、 0.07λ 及び 0.035λ に相当する。図 4.2 より、 h_{a0} が小さくなるにつれ、リアクタンスの容量成分が増加し、VSWR 特性が劣化していることが分かる。これは、 h が小さくなることでモノコーン素子と地板の間の距離が近接したことによるものと思われる。

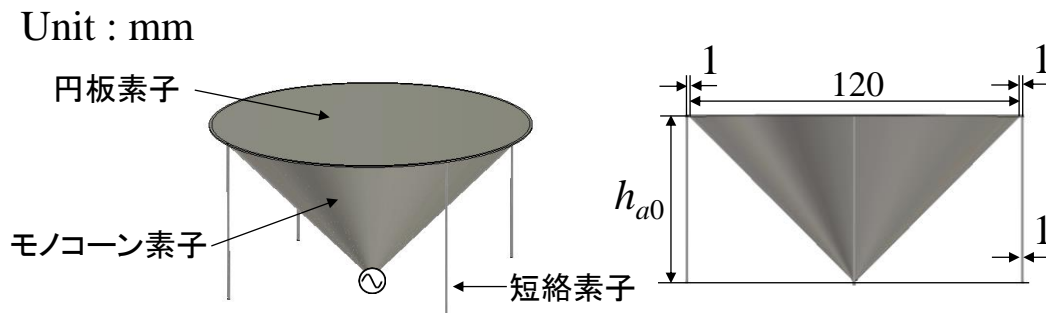
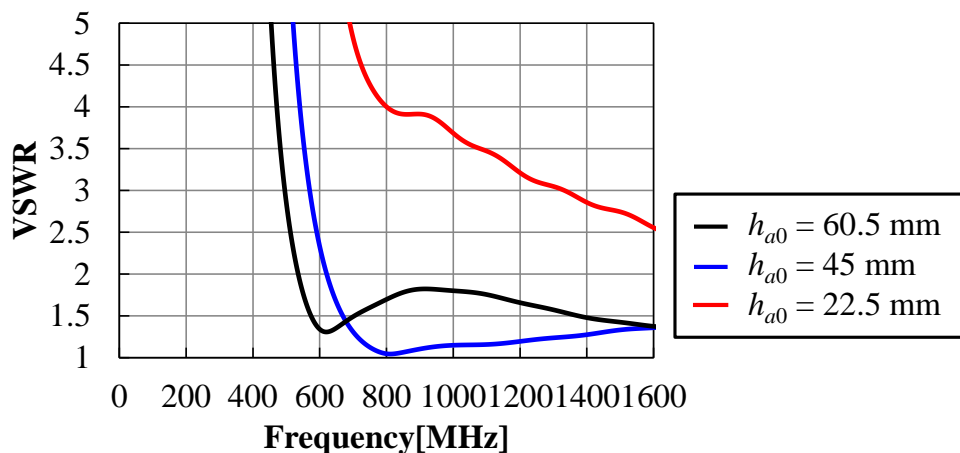
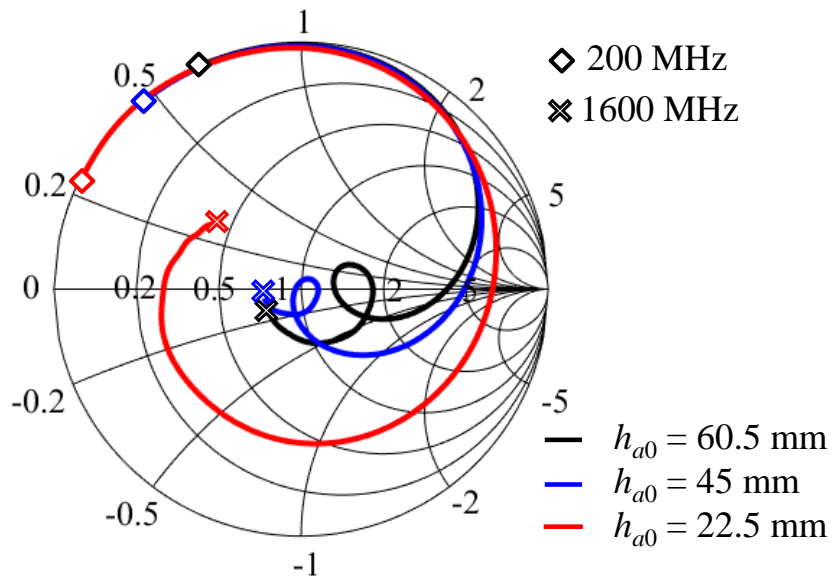


図 4.1 基本モデル概要.



(a) VSWR 特性



(b)入力インピーダンス特性
 図 4.2 基本モデル周波数特性.

4.3 モノコーン素子の平板素子への変更

4.3.1 三角形素子への変更

基本モデルでは、 h_{a0} を小さくすることで、リアクタンスの容量成分が増加し、VSWR 特性が劣化した。本項では、給電素子をモノコーン素子から三角形素子に変更し、地板と近接する部位を削減することでこの改善を検討する。図 4.3 に三角形素子モデル A の概要を示す。三角形素子モデル A は、円板素子、三角形素子及び短絡素子(直径 1 mm)で構成されている。三角形素子の上辺を 120 mm、短絡素子の直径を 1 mm としている。ここで、円板素子の直径は、基本モデルと同様、三角形素子の上辺の長さと同じ 120 mm である。図 4.4(a)に h_{a0} を変化させた場合の三角形素子モデル A の VSWR 特性を示す。図 4.4(a)より、 h_{a0} が小さくなるにつれ、極小となる VSWR の値が低下し、 $h_{a0} = 22.5$ mm で 900 MHz 付近の VSWR が 2 以下となっていることが分かる。図 4.4(b)に示す入力インピーダンス特性より、三角形素子に変更することでリアクタンスの容量成分が基本モデルに比べ小さくなったため、 $h_{a0} = 22.5$ mm の場合において整合したものと思われる。しかしながら、VSWR の値が極小となる周波数については、 h_{a0} が低くなるにつれ、高周波化する結果となった。

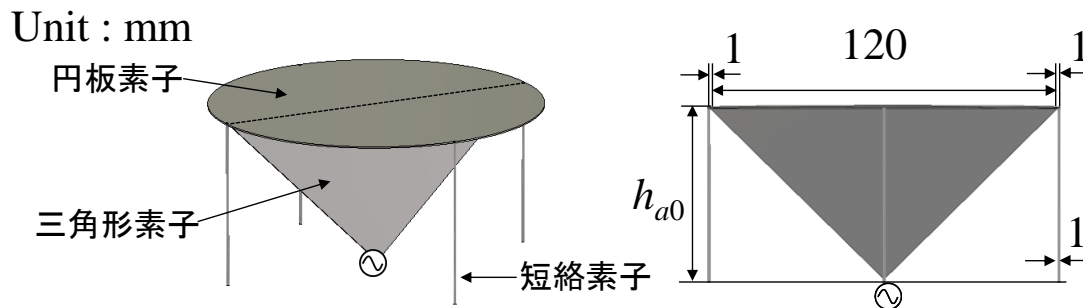
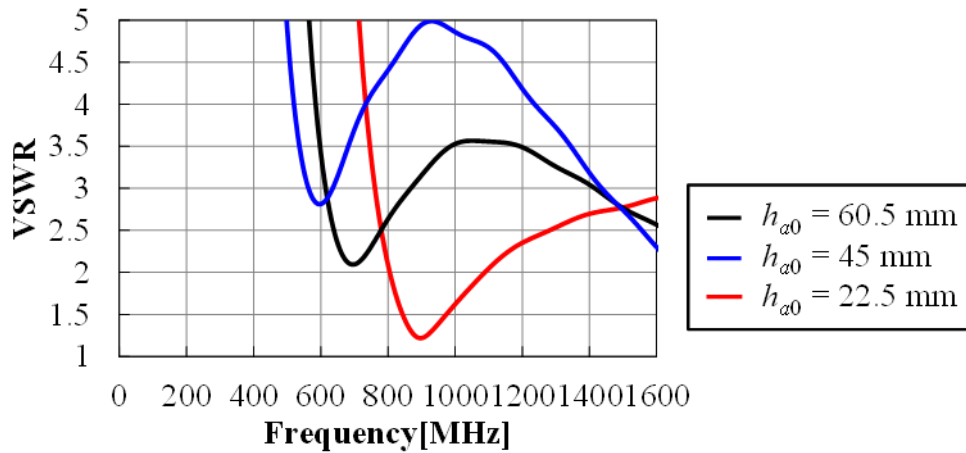
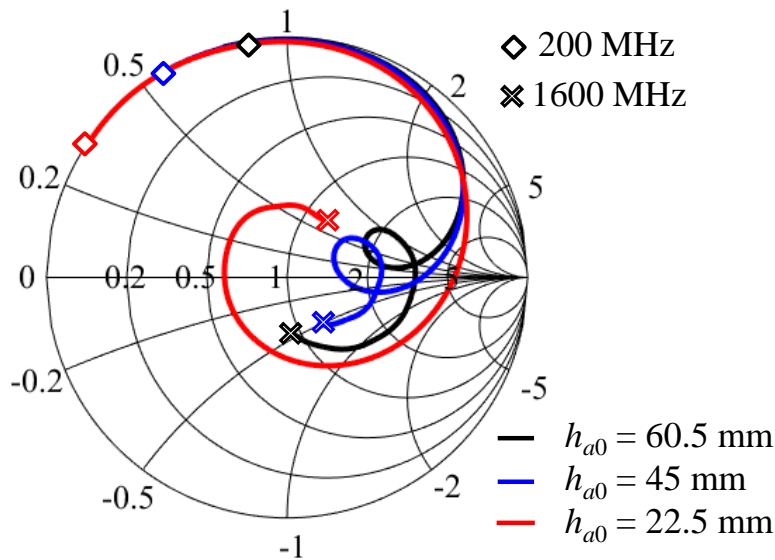


図 4.3 三角形素子モデル A 概要.



(a) VSWR 特性



(b)入力インピーダンス特性

図 4.4 三角形素子モデル A 周波数特性.

上記の検討で、低姿勢化した場合、VSWR が極小となる周波数が高周波化する結果となった。そのため、アンテナの高さ h_{a0} を 22.5 mm に固定し、三角形素子の上辺の長さ w_{t0} を変化させることで低周波化することについて検討する。なお、本モデルを三角形素子モデル B とする。図 4.5 に三角形素子モデル B の概要、図 4.6 に三角形素子の長さ w_{t0} を変化させた場合の提案アンテナの VSWR 特性及び入力インピーダンス特性を示す。図 4.6(a)より、いずれの場合も、アンテナ高さが 0.045λ 以下となる 600 MHz 以下では $VSWR \leq 2$ にならないことが確認できる。これは三角形素子の幅 w_{top} を拡大することでレジスタンスが減少することによるものと思われる (図 4.6(b))。ここで、 $w_{top} = 160$ mm の場合に

比較的低い周波数で VSWR が極小となり, 入力インピーダンス特性が $VSWR \leq 2$ の円に近接するため, 以後, $w_{t0} = 160 \text{ mm}$ の場合について検討を行う.

Unit : mm

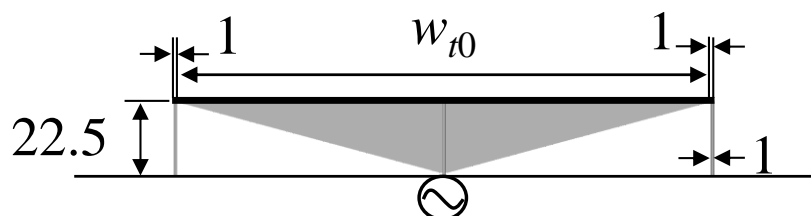
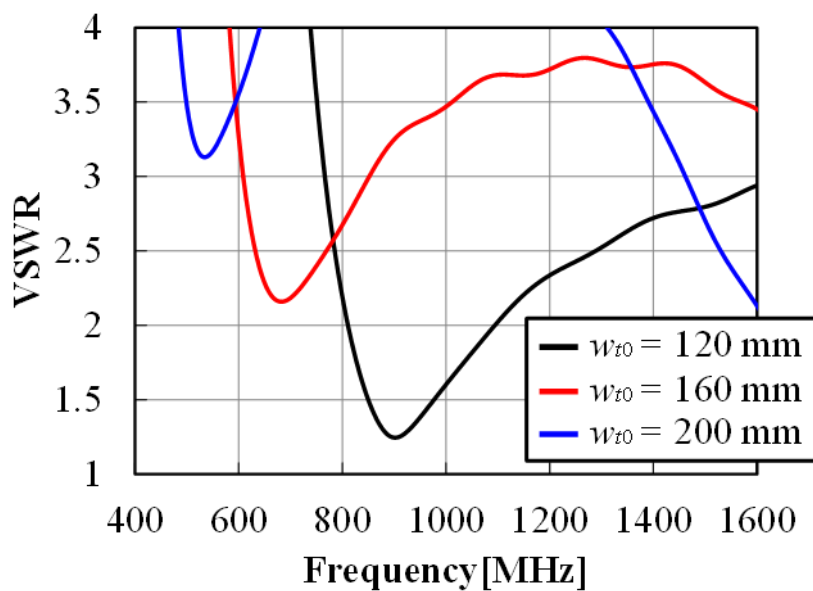
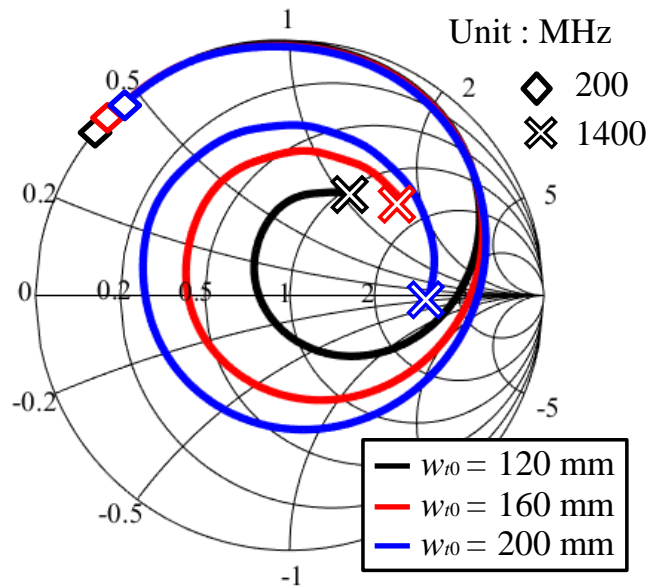


図 4.5 三角形素子モデル B 概要.



(a) VSWR 特性



(b)入力インピーダンス特性

図 4.6 三角形素子モデル B 周波数特性.

w_{t0} を拡大した場合、低周波化する一方でレジスタンスの減少により 600 MHz 以下では $\text{VSWR} \leq 2$ とならぬことが分かった. そのため、円板素子の直径 d_{c0} を拡大することにより、この改善について検討する. ここでは、三角形素子の上辺の幅を 160 mm で固定し、短絡素子の位置は変化させないものとする. なお、当該モデルを三角形素子モデル C とする. 図 4.7 に三角形素子モデル C の概要、図 4.8 に d_{c0} を変化させた場合の提案アンテナの VSWR と入力インピーダンス特性を示す. 図 4.8(a) から、 $d_{c0} = 200$ mm, 238 mm の場合、600 MHz 以下で VSWR が 2 以下となり、キックが発生していることが確認できる. これは、直列共振のモードを有する従来の容量装荷モノポールアンテナの給電素子を三角形素子に変更することで、新たに並列共振のモードが発生し、直列共振のモードと複合することで、キックが生じたものと思われる[89-90]. さらに図 4.6(b) より、 $d_{c0} = 200$ mm の場合の入力インピーダンス特性に着目すると、キックが $\text{VSWR} \leq 2$ の円に近接していることが確認できる. そのため、 w_{t0} を 160 mm, d_{c0} を 200 mm に固定し、キックのサイズ及び位置を調整することで広帯域化することを次項で検討する.

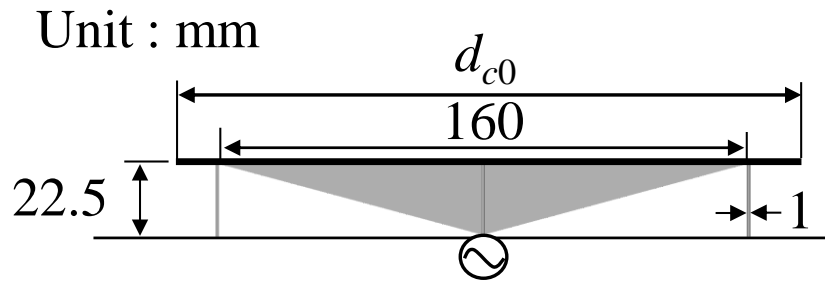
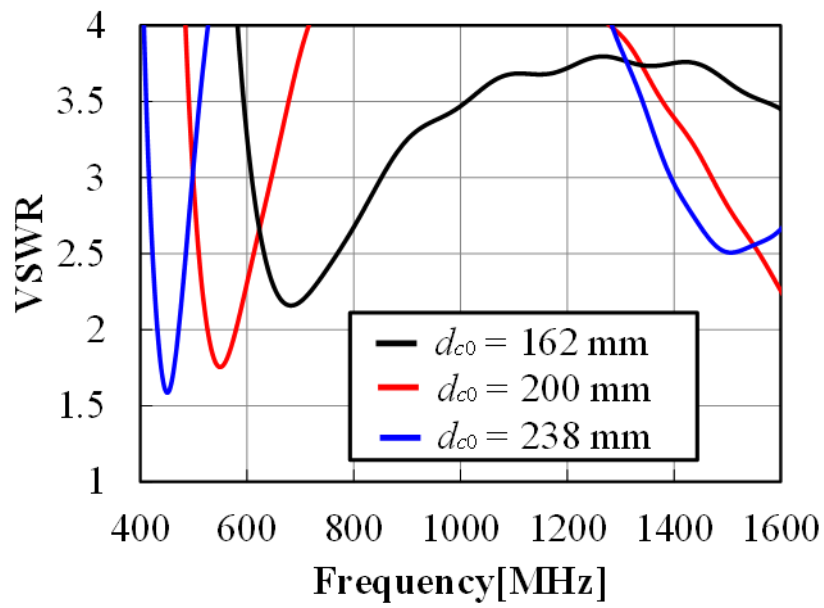
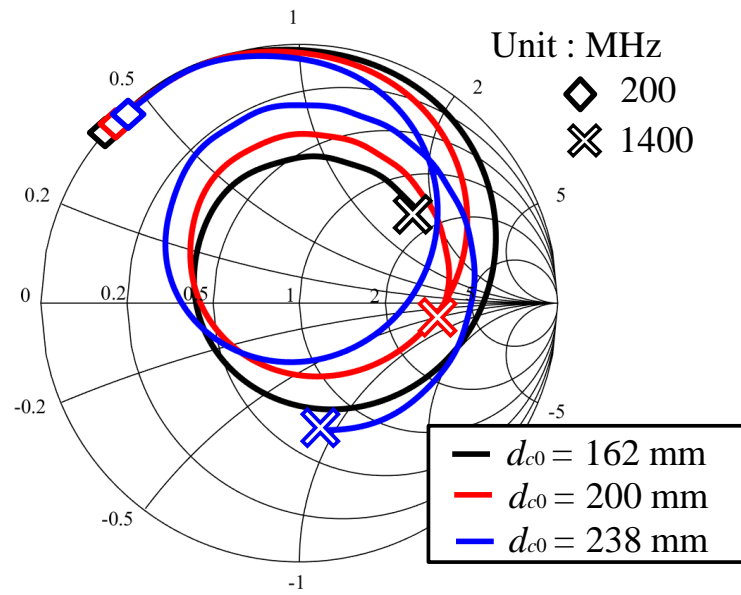


図 4.7 三角形素子モデル C 概要.



(a) VSWR 特性

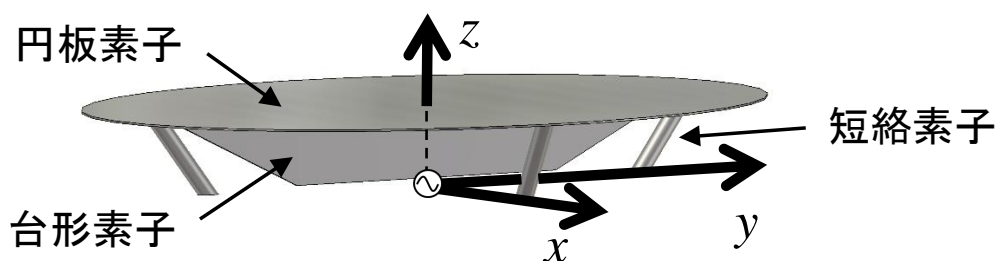


(b)入力インピーダンス特性

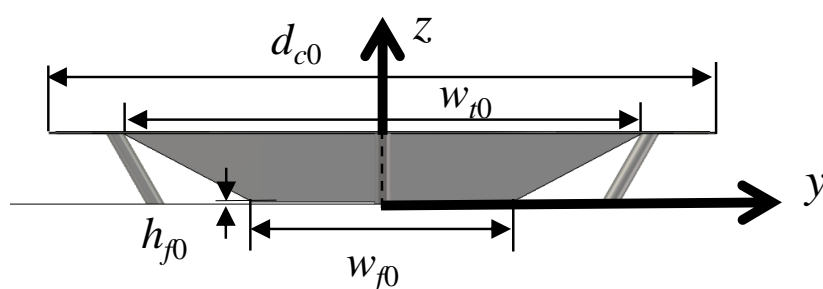
図 4.8 三角形素子モデル C 周波数特性.

4.3.2 台形素子への変更

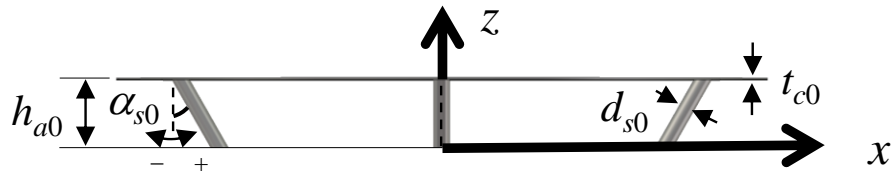
本項では、三角形素子を台形素子に変更し、短絡素子の直径及び傾斜角度を調整することで前項のモデルを広帯域化することについて検討する。なお、当該モデルを台形素子モデルとする。台形素子モデルの概要を図 4.9 に示す。台形素子モデルは、台形素子、傾斜した 4 本の短絡素子及び地板と平行な円板素子から構成される。構造パラメータは、円板素子の直径を d_{c0} 、厚さを t_{c0} (0.5 mm)、台形素子の上辺と下辺をそれぞれ w_{t0} 及び w_{f0} 、地板から台形素子下辺までの高さを h_{f0} (1 mm)、台形素子の厚みを t_{t0} (1 mm)、短絡素子の直径を d_{s0} 、傾斜角度を α_{s0} とする。なお、本論文では、提案アンテナ全体のアンテナ高さを $h_{a0} = 22.5$ mm に固定した上で検討を行うものとし、台形素子の高さ (h_{p0}) については、 h_{a0} から h_{f0} と t_{c0} を引いたものとする。



(a) 鳥瞰図



(b) 側面図 (yz 面)



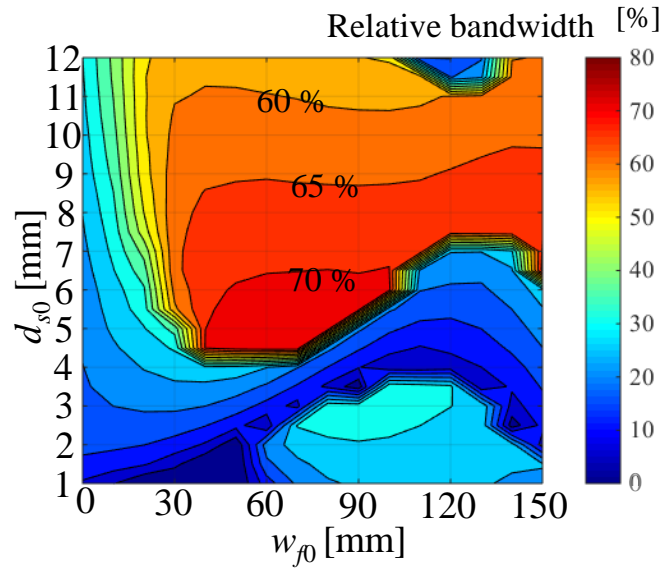
(c) 側面図 (zx 面)

図 4.9 台形素子モデル概要.

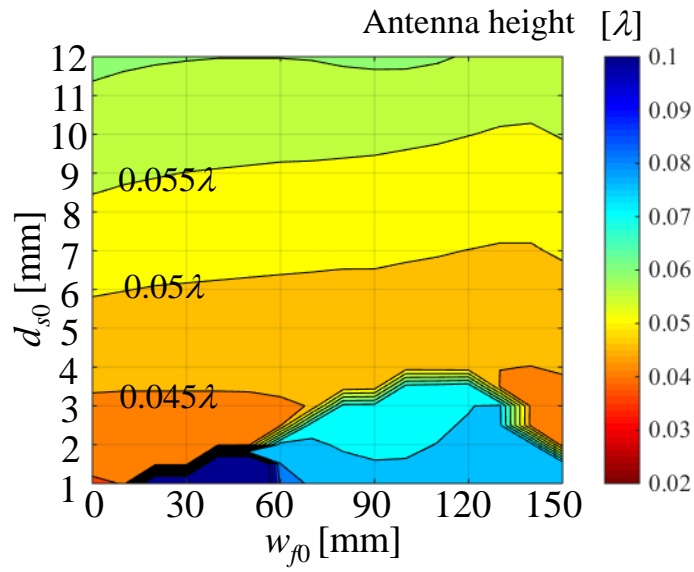
まず、台形素子の下辺の幅及び短絡素子の直径を調整することについて検討する. 図 4.10 に台形素子モデルの w_{j0} と d_{s0} を変化させた場合の比帯域幅 ($\text{VSWR} \leq 2$) 及びアンテナ高さのカラーマップを示す. ここで, $w_{j0} = 160 \text{ mm}$, $d_{c0} = 200 \text{ mm}$ としている. 比帯域幅については, 図 4.10(a) に示すように $d_{s0} = 5 \sim 6 \text{ mm}$ 及び $w_{j0} = 40 \sim 80 \text{ mm}$ 付近で比帯域幅が 70% 程度になっていることが分かる. 一方, アンテナ高さについては, $d_{s0} \geq 6 \text{ mm}$ の場合, アンテナ高さは, 概ね 0.050λ 以上となっており, $d_{s0} = 4 \sim 5 \text{ mm}$ では全ての領域でアンテナ高さが 0.050λ よりも低くなっている. また, $d_{s0} \leq 3 \text{ mm}$ の一部の領域で 0.045λ よりも低くなっているが, こちらについては, 比帯域幅が 40% 未満である. 以上より, $d_{s0} = 5 \text{ mm}$, $w_{j0} = 40 \sim 80 \text{ mm}$ 付近で比帯域幅が広く, アンテナ高さが低い領域が存在することが分かる.

ここで, 比帯域幅 73.0%, アンテナ高さ 0.048λ となる $d_{s0} = 5 \text{ mm}$, $w_{j0} = 80 \text{ mm}$ の場合について着目し, 台形素子モデルが広帯域特性を有する理由について検討する. 図 4.11(a) に d_{s0} を 1 mm で固定し, w_{j0} を変化させた場合の台形素子モデルの入力インピーダンス特性, 図 4.11(b) に $w_{j0} = 80 \text{ mm}$ で固定し, d_{s0} を変化させた場合の台形素子モデルの入力インピーダンス特性を示したものである. 図 4.11(a) より, 三角素子の形状を台形素子に変更することで, レジスタンスが減少し, スミスチャートが左方向に移動していることが分かる. さらに, 図 4.11(b) より, 短絡素子の直径を調整することで, キンクのサイズが調整されていることが確認できる. これは短絡素子の直径を変化させることで, 容量装荷モノポールアンテナとして動作する周波数が変化し, 並列共振と直列共振の周波数が近接あるいは離隔するためであると考えられる.

以上より, 台形素子モデルでは, w_{j0} 及び d_{s0} を変化させることで, キンクを $\text{VSWR} \leq 2$ の円に調整することが可能である. 以上により, 台形素子モデルでは, $w_{j0} = 80 \text{ mm}$, $d_{s0} = 5 \text{ mm}$ において広帯域化したものと考えられる.

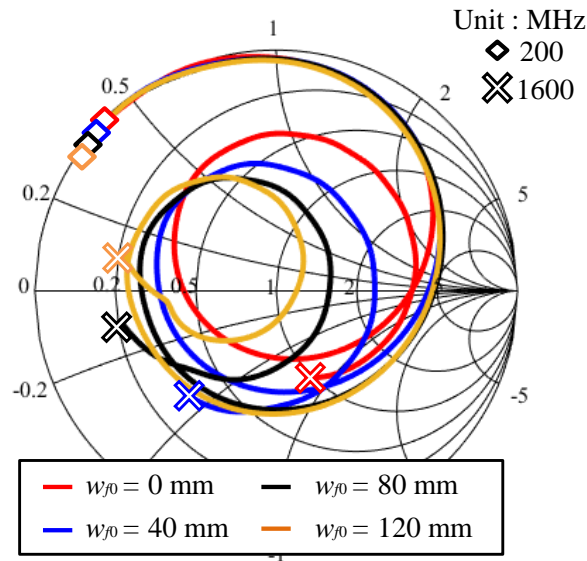


(a) 比帯域幅

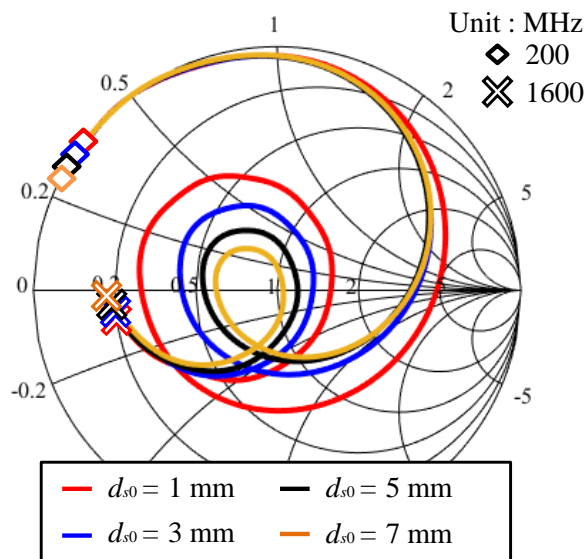


(b) アンテナ高さ

図 4.10 比帯域幅及びアンテナ高さと d_{s0} 及び w_{f0} の関係.



(a) w_{70} 変化時 ($d_{s0} = 1$ mm)

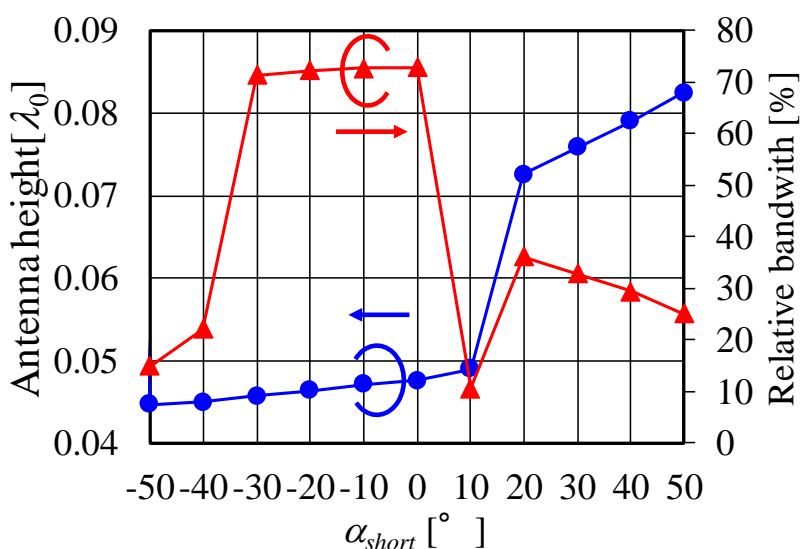


(b) d_{s0} 変化時 ($w_{70} = 80$ mm)

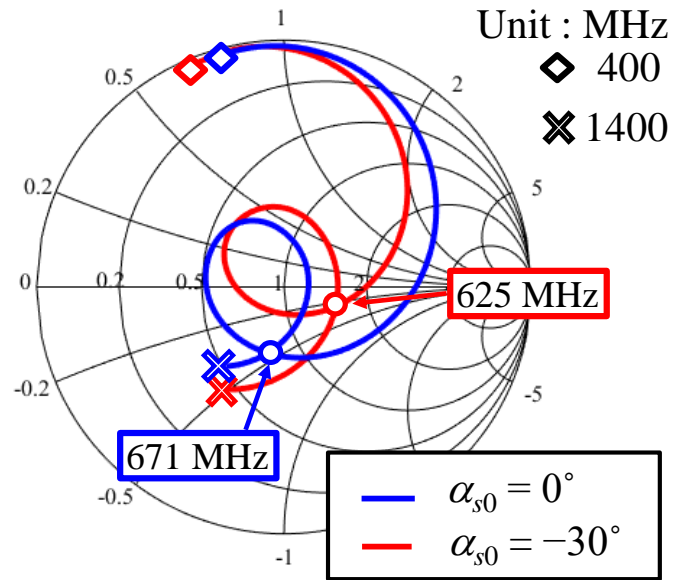
図 4.11 比帯域幅及びアンテナ高さ と d_{s0} 及び w_{70} の関係.

これまでの検討で、パラメータを $w_{70} = 160$ mm, $d_{c0} = 200$ mm, $w_{70} = 80$ mm, $d_{s0} = 5$ mm とした場合、比帯域幅 73.0%, アンテナ高さ 0.048λ となることが分かった。ここでは、短絡素子に傾斜角度を加えることで、提案アンテナの更なる低姿勢化を検討する。図 4.12(a)に短絡素子の傾斜角度を変化させた場合における比帯域幅とアンテナ高さを示す。図 4.12(a)から、短絡素子の角度が小さくなるにつれ、アンテナ高さが減少していることが確認できる。一方、比帯域幅について

は、 $\alpha_{short} = -30^\circ \sim 0^\circ$ の間で70%以上、 $\alpha_{short} \leq -40^\circ$ 及び $\alpha_{short} \leq 10^\circ$ では40%以下となっており、 $\alpha_{short} = -30^\circ$ における比帯域幅は71.6% (610~1291 MHz)、アンテナ高さは 0.046λ である。図4.12(b)に $\alpha_{short} = 0^\circ$ 及び $\alpha_{short} = -30^\circ$ の場合の入力インピーダンス特性を示す。 α_{short} を -30° に変化させることでキックが反時計回り方向に回転し、キックの結び目の周波数が低周波化していることが分かる。図4.13に $\alpha_{short} = -30^\circ$ の場合の放射パターンを示す。周波数は600MHz及び1200MHzである。600MHz及び1200MHzともにモノポール型の放射パターンであり、 xy 面内で概ね無指向性であることが分かる。次に xy 面の放射パターン(E_θ)の最大偏差の周波数特性を図4.14に示す。610~1291 MHzにおいて最大偏差は3 dB以下となっており、 $VSWR \leq 2$ となる比帯域幅全てに亘り無指向性の放射パターンを有することが確認できる。

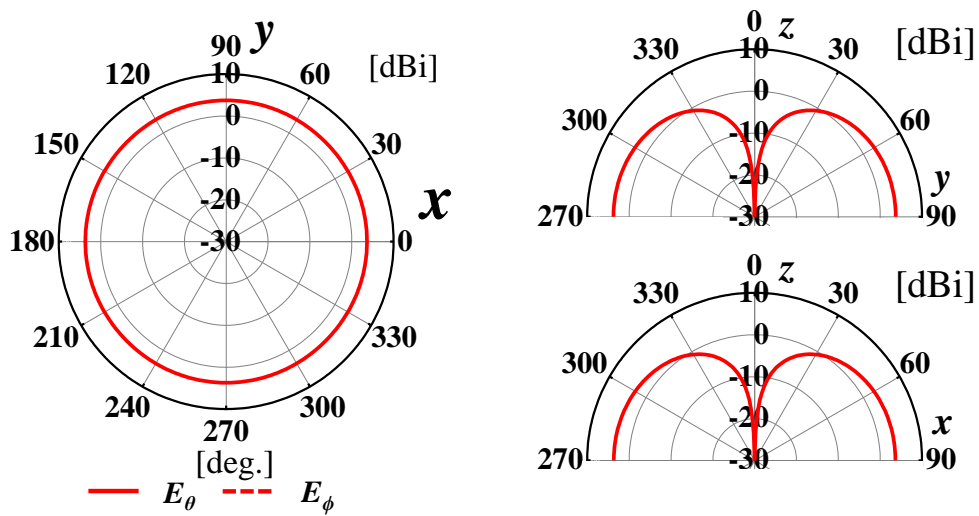


(a)アンテナ高さ と 比帯域幅

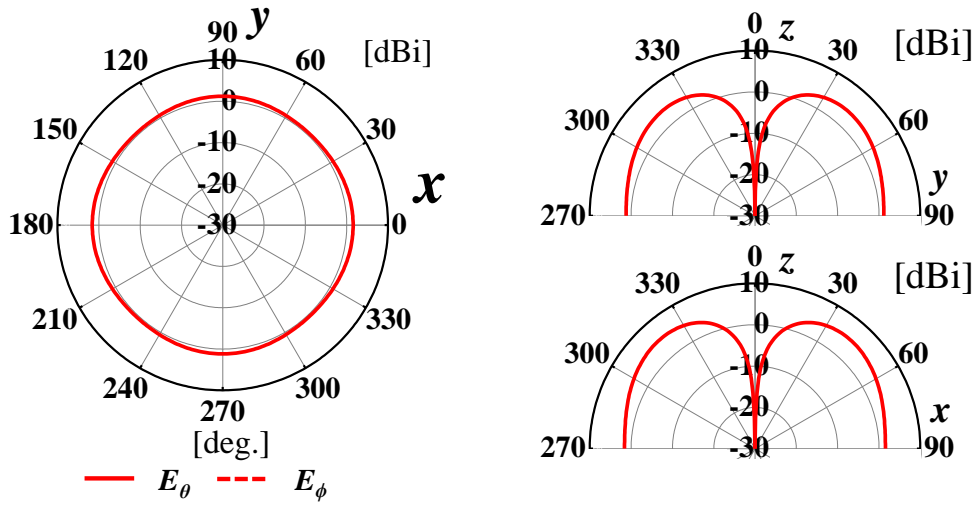


(b)入力インピーダンス

図 4.12 α_{s0} 変化時のシミュレーション結果.



(a) 600 MHz



(b) 1200 MHz

図 4.13 放射パターン.

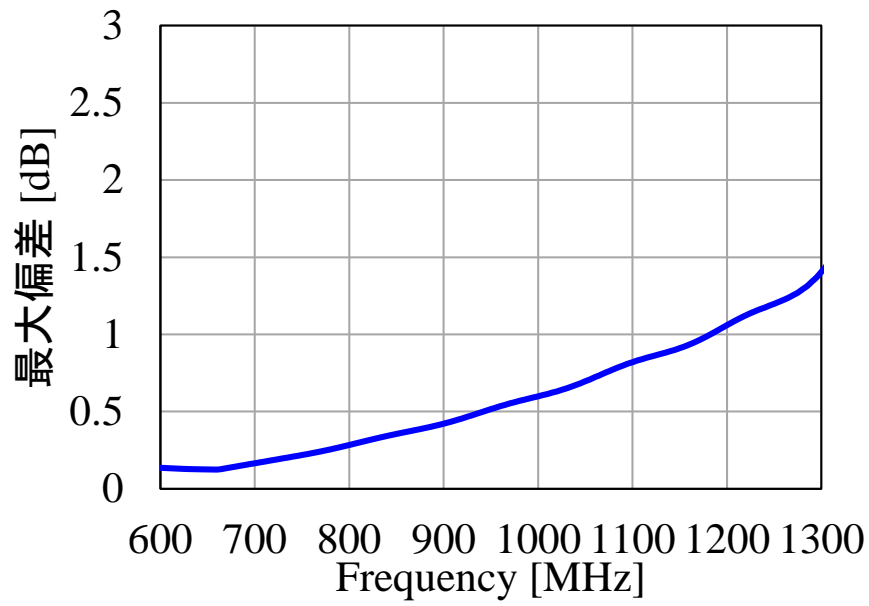
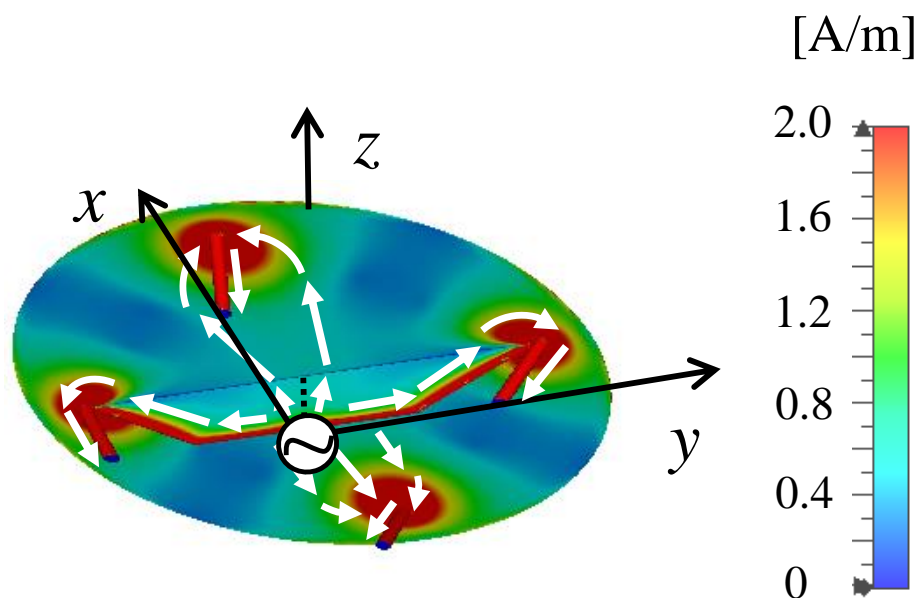


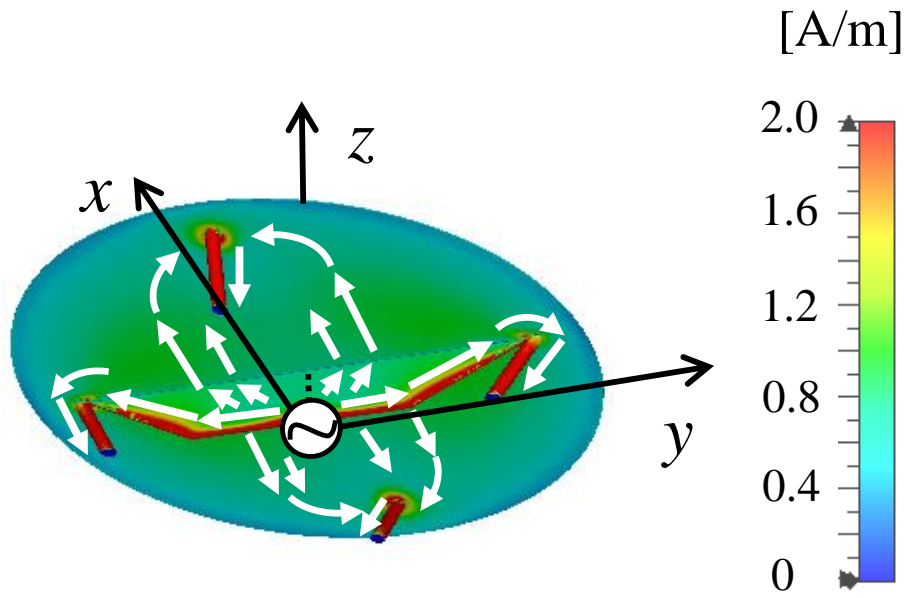
図 4.14 xy 面における放射パターン(E_θ)の最大偏差.

4.3.3 電流分布による考察

前節で台形素子モデルが xy 面が無指向性の放射パターンを有することが分かった。この理由の検討のため、電流分布を図 4.15 に示す。短絡素子の傾斜角度は $\alpha_{short} = -30^\circ$ としている。周波数については、600 MHz 及び 1200 MHz である。図 4.15 より、600 MHz 及び 1200 MHz とともに台形素子の下部で印可された電流は、台形素子及び円板素子を経由して x 軸上及び y 軸上にそれぞれ設置された短絡素子に流れることが確認できる。600 MHz においては、 x 軸上の短絡素子への電流経路と y 軸上の短絡素子への電流の経路に僅かな違いはあるが経路長がともに 0.25 波長程度となるため、600 MHz 付近で下限周波数となっているものと思われる。また、電流は短絡素子に強く分布しており、短絡素子からの給電点までの距離が 600 MHz で $0.13\lambda_0$ 、1200 MHz で $0.27\lambda_0$ と、波長に対して小さな距離で 4 方に配置しているため xy 面において無指向性の放射パターンを有しているものと思われる。



(a) 600 MHz



(b) 1200 MHz

图 4.15 电流分布.

4.3.4 測定結果

試作した台形素子モデルを図 4.16 に示す．ここで，パラメータについては， $w_{f0} = 160 \text{ mm}$ ， $d_{c0} = 200 \text{ mm}$ ， $w_{f0} = 80 \text{ mm}$ ， $d_{s0} = 5 \text{ mm}$ 及び $\alpha_{s0} = -30^\circ$ とし，地板の寸法は $450 \times 450 \text{ mm}$ としている．図 4.17 に VSWR 特性のシミュレーション結果と測定結果の比較を示す．測定結果は，シミュレーション結果とよく一致しており， $\text{VSWR} \leq 2$ となる比帯域幅は 77.7% ($610 \sim 1385 \text{ MHz}$)，アンテナ高さについては $0.046\lambda_0$ だった．次に図 4.18 に放射パターンのシミュレーション結果と測定結果の比較を示す．測定結果は，シミュレーション結果とよく一致していることが分かる．ここで，周波数については， 600 MHz と 1200 MHz である．どちらの周波数においても水平面は無指向性の放射パターン，垂直面ではモノポール型の放射パターンであることが分かる．なお， 600 MHz 及び 1200 MHz における利得は，それぞれ 2.3 dBi と 5.7 dBi である．

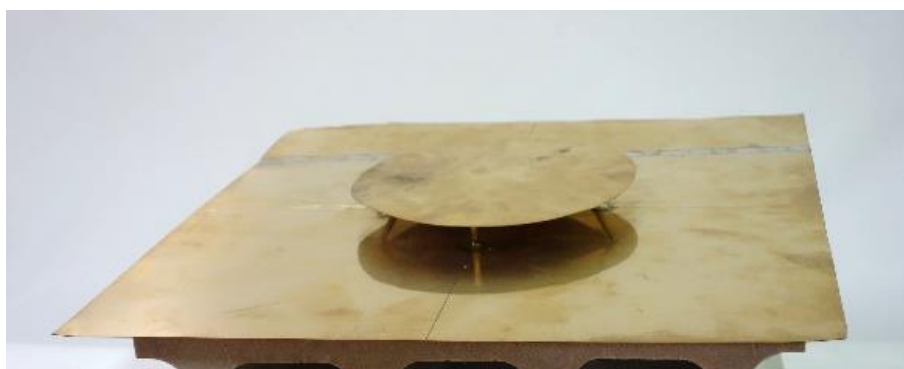


図 4.16 試作アンテナ ($450 \times 450 \text{ mm}$ 地板上).

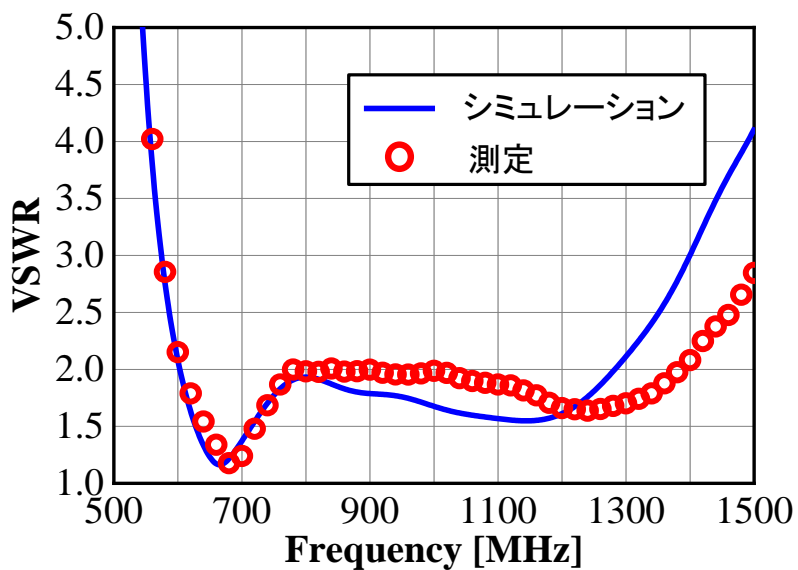


図 4.17 VSWR 特性 (測定結果).

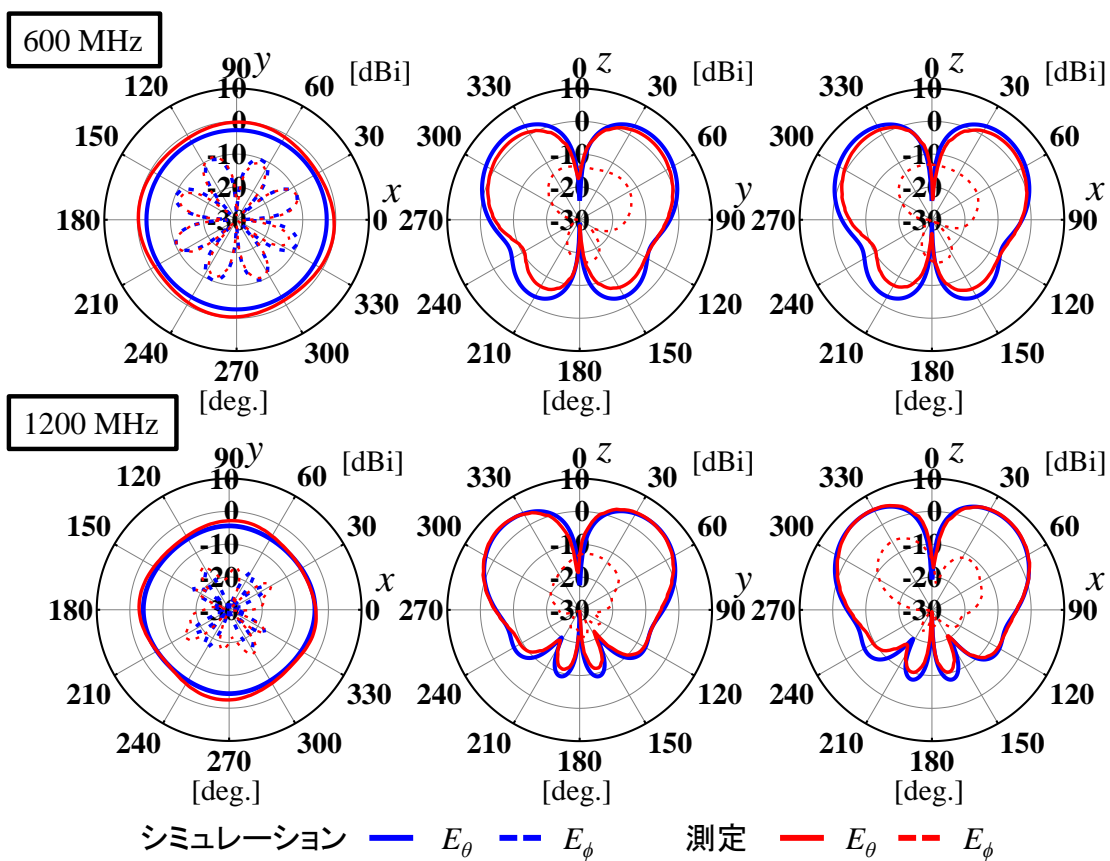


図 4.18 放射パターン (測定結果).

4.3.5 交差偏波の抑制

前項において、600 MHz 及び 1200 MHz 共に xy 面で交差偏波の放射 (E_ϕ) が強く発生していたことから、この改善について検討する。交差偏波の放射パターンは上下左右対称形状で周期的に発生していることから、正方形形状の地板の影響であると推測される。図 4.19 に地板を円形に変更した場合の xy 面の放射パターンについて示す。図 4.19 より、地板を円形に変更することで交差偏波が抑制されていることが分かる。

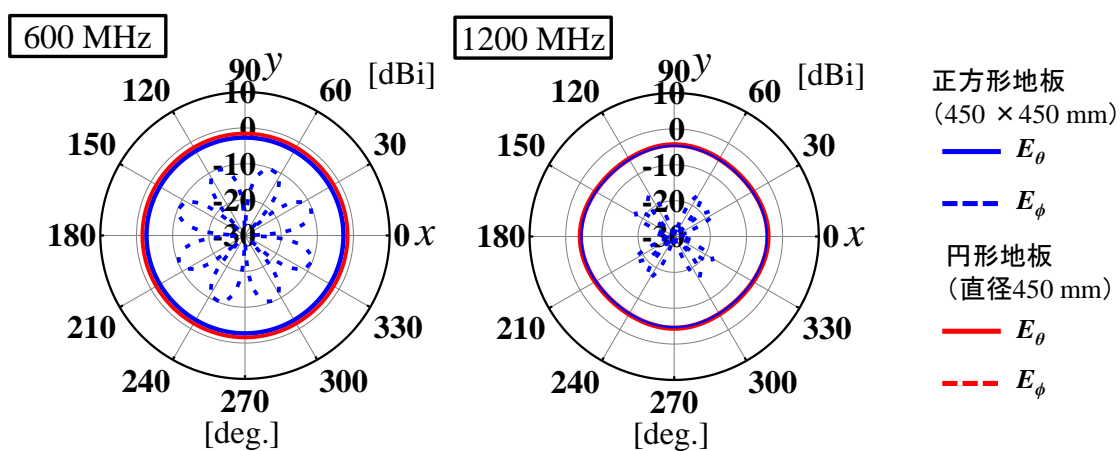


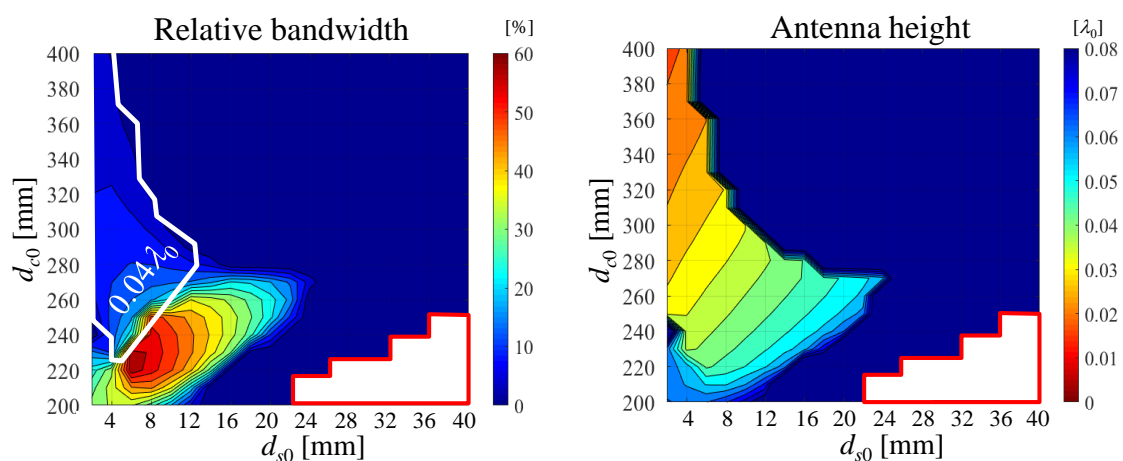
図 4.19 地板の形状を変化させた場合の xy 面の放射パターン。

4.4 台形素子モデルの更なる低周波化の検討

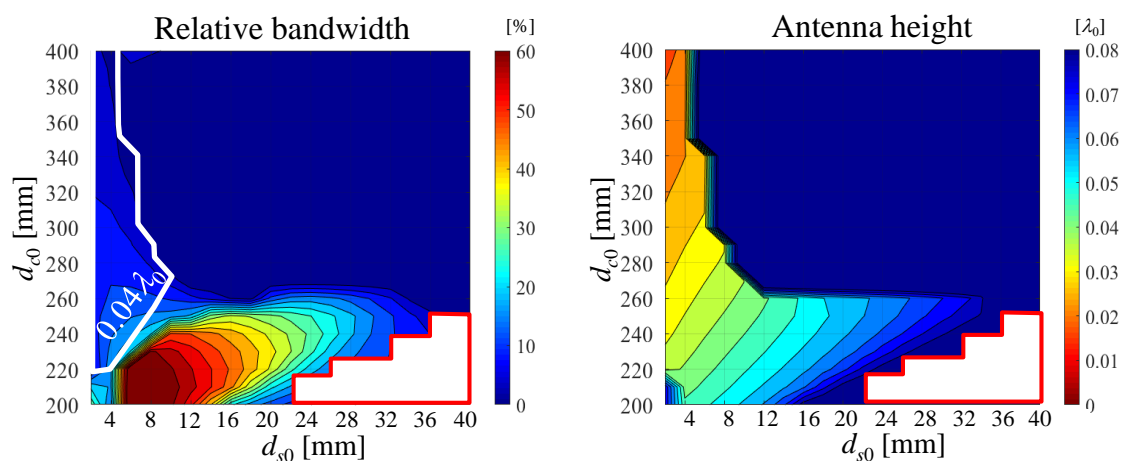
前節において，台形素子モデルでは，台形素子の下部で印可された電流は，台形素子及び円板素子を経由して短絡素子に流れることが明らかとなった．そのため，本節では台形素子モデルの円板素子の直径 (d_{c0})，短絡素子の直径 (d_{s0}) 及び給電部の高さ (h_{p0}) を変化させることで，更なる低姿勢化についての検討を行う．これは，電流経路の延伸による低周波化，短絡素子の直径及び給電部の高さの変化による入力インピーダンスの調整を意図したものである．パラメータについては，前節と同様にアンテナの高さ (h_{a0}) を 22.5 mm，台形素子の上辺 (w_{t0}) と下辺 (w_{b0}) を 160 mm 及び 80 mm，円板素子の厚さ (t_{c0}) 及び台形素子の厚さ (t_{t0}) については，0.5 mm 及び 1 mm とする．なお，前節では短絡素子を傾斜させているが，モデルの単純化のため，傾斜角度 $\alpha_{s0} = 0^\circ$ の場合について検討する．

4.4.1 パラメータの調整による低周波化の検討

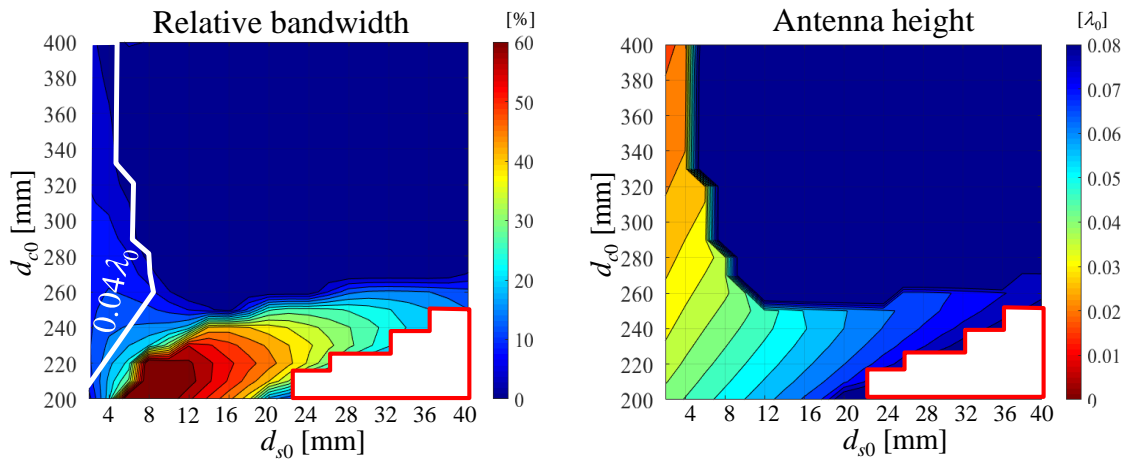
図 4.20 は $h_{f0} = 0.5, 1, 1.5$ mm の場合において、 d_{c0} 及び d_{s0} をそれぞれ変化させシミュレーションを行い、 $VSWR \leq 2$ 以下となる比帯域幅及びアンテナ高さをカラーマップで示したものである。なお、地板については無限大としている。ここで白線内の領域は、アンテナ高さが $0.04\lambda_0$ 以下となる領域である。また、赤線内の領域では、台形素子上辺と 2 本の短絡素子の直径の合計の長さが円板素子の直径より大きくなり、短絡素子の一部が円板素子から突出するため、除外している。結果として、どの組み合わせでも、アンテナ高さが $0.04\lambda_0$ 以下の領域では、比帯域幅が 25% 以上にならないことが確認できる。



(a) $h_{f0} = 0.5$ mm



(b) $h_{f0} = 1$ mm

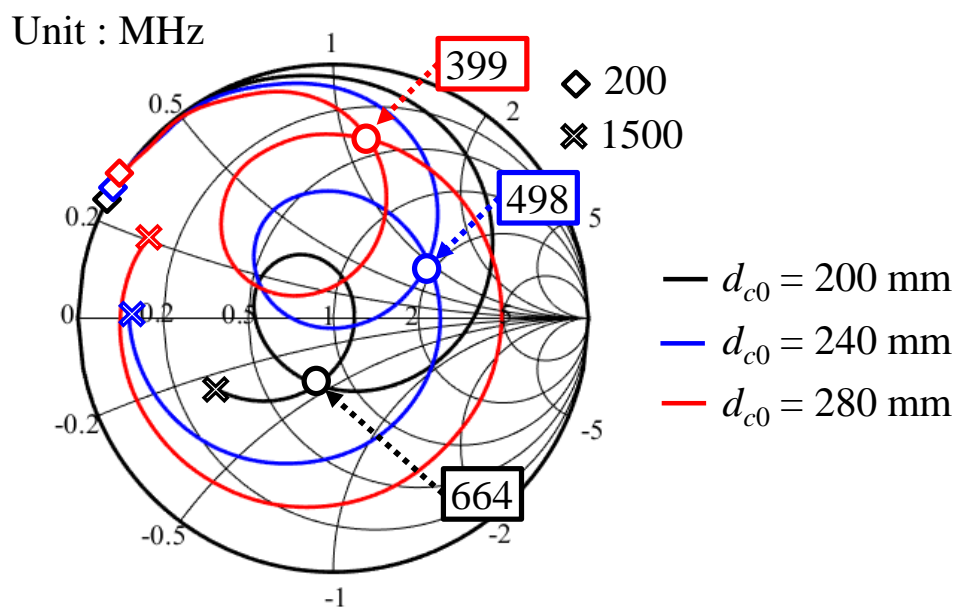


(c) $h_{f0} = 1.5\text{mm}$

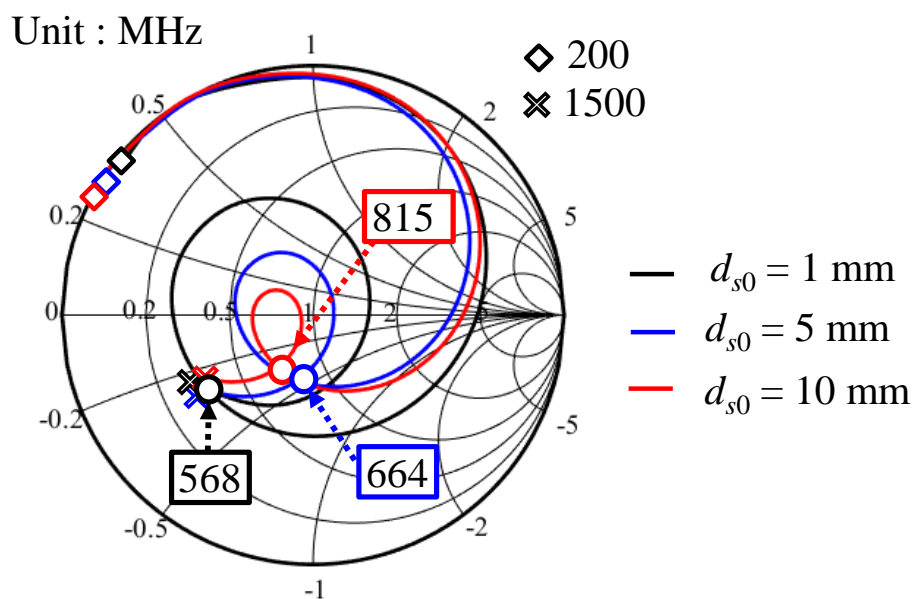
図 4.20 台形素子モデルの比帯域幅及びアンテナ高さ d_{c0} , d_{s0} 及び h_{f0} の関係.

アンテナ高さが $0.04\lambda_0$ 以下となる領域で、比帯域幅が 25%以上にならなかった理由について検討する. 図 4.21 に d_{c0} , d_{s0} 及び h_{f0} を変化させた場合の入力インピーダンス特性を示す. 図 4.21 では、いずれの場合もキックが発生していることが確認できる. これは、三角形素子モデルと同様に直列共振のモードを有する従来の容量装荷モノポールアンテナの給電素子を台形素子に変更することで、新たに並列共振のモードが発生し、直列共振のモードと複合することで、キックが生じたものと思われる. 図 4.21(a)より、キックが交差する周波数に着目すると、 d_{c0} を大きくすることで、キックが低周波化することが分かる. これは、電流経路が伸びたことによるものと考えられる. しかしながら、 d_{c0} が大きくなることで、キックが左回り方向に回転し、キックのサイズも大きくなるため、キックが $\text{VSWR} \leq 2$ の円から外れることが確認できる. これは、 d_{c0} が大きくなることで容量装荷モノポールアンテナとして動作するモード（直列共振のモード）が低周波化するため、並列共振のモードの周波数と離れることによるものと思われる. 図 4.21(b)より、 d_{s0} を大きくした場合、キックのサイズを小さくすることが可能である. これは、 d_{s0} を大きくすることで、容量装荷モノポールアンテナとして動作するモードが高周波化し、並列共振と直列共振のモードの周波数が近接するためであると考えられる. そのため、キックの位置は大きく変化せず、キックが交差する周波数が高くなる. 図 4.20(c)より、 h_{f0} を変化させることで、キックの位置を調整可能であることが分かる. これは、 h_{f0} が変化することで、直列の容量成分が変化するためである. しかしながら、キックが交わる周波数については、大きく変化せず、低周波化には大きく寄与しないことが分かる.

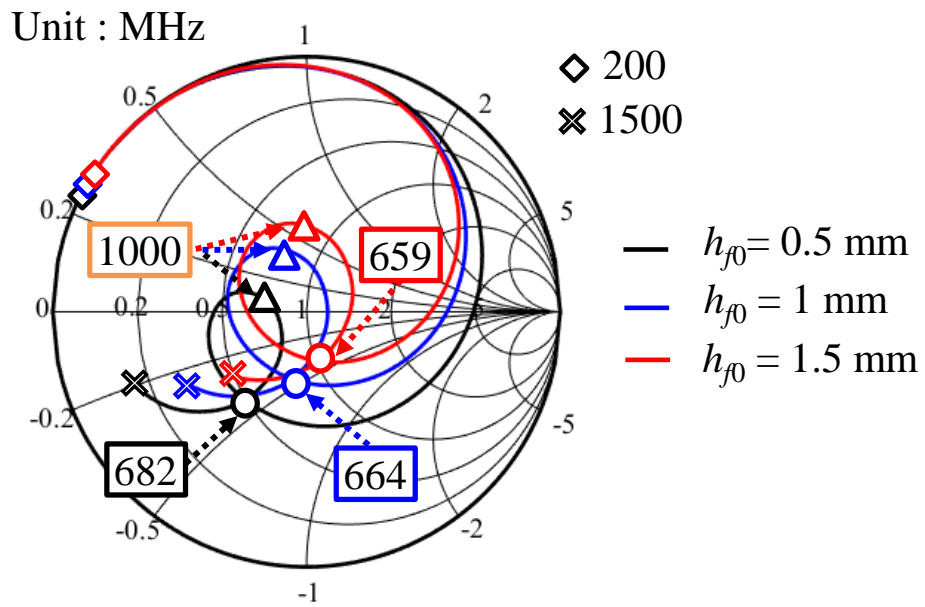
以上より、台形素子モデルでは、適切な d_{c0} を選び、 d_{s0} 及び h_{f0} を調整することで、スミスチャート上のキングのサイズ及び位置が $VSWR \leq 2$ の円の範囲に調整されることが分かる。しかしながら、低周波化するためには、 d_{c0} を大きくする必要があるため、キングが左方向に回転し、 $VSWR \leq 2$ の円から外れる。そのため、アンテナ高さが $0.04\lambda_0$ 以下となる領域では、比帯域幅が 25% 以上とならないものと思われる。



(a) d_{c0} 変化時 ($d_{s0} = 5$ mm, $h_{f0} = 1$ mm)



(b) d_{s0} 変化時 ($d_{c0} = 200$ mm, $h_{f0} = 1$ mm)



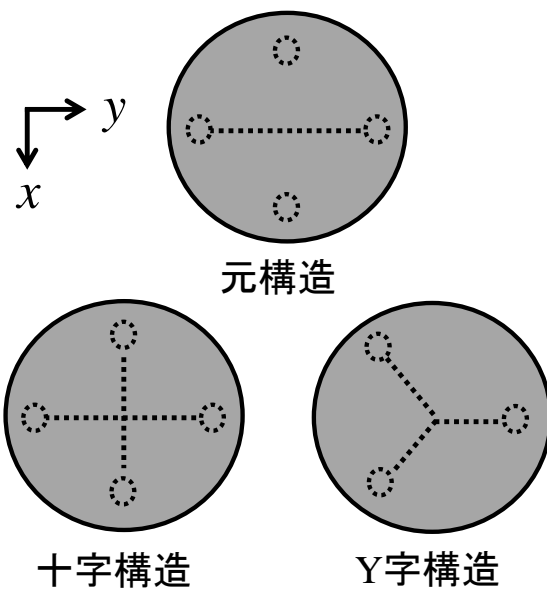
(c) h_{f0} 変化時 ($d_{c0} = 200$ mm, $d_{s0} = 5$ mm)

図 4.21 台形素子モデルの入力インピーダンス特性.

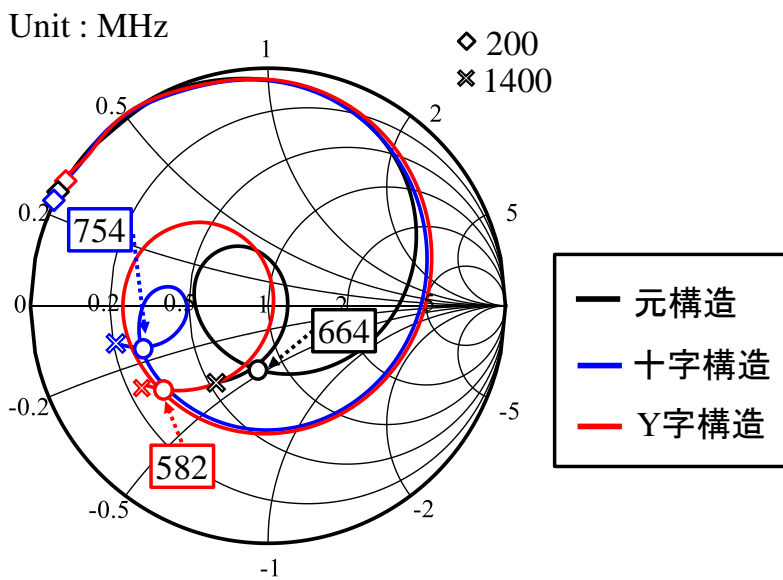
4.4.2 台形素子の形状及び短絡素子の配置の変更

前項での検討で台形素子モデルでは、キルクが低周波化すると同時に左回り方向に回転するため、円板素子の直径 (d_{c0})、短絡素子の直径 (d_{s0}) 及び給電部の高さ (h_{p0}) を変化させてもアンテナ高さが $0.04\lambda_0$ 以下となる領域では、比帯域幅が 25%以上とならないことが分かった。もし他の部位を改善することでキルクを低周波化させる及び右回りに回転させることが可能であれば、円板素子の直径、短絡素子の直径及び給電部の高さを変化させることで、キルクを低周波化した上で $VSWR \leq 2$ の円の範囲内に調整することが可能であると思われる。そのため、本項では、台形素子の形状及び短絡素子の配置を変更することで、更なる低姿勢化について検討する。

図 4.22 に台形素子の形状変更及び短絡素子の配置変更の概要並びに入力インピーダンス特性を示す。パラメータについては、 $d_{c0} = 200 \text{ mm}$ 、 $w_{t0} = 80 \text{ mm}$ 、 $w_{p0} = 40 \text{ mm}$ 、 $d_{s0} = 5 \text{ mm}$ 及び $h_{p0} = 1 \text{ mm}$ とした。まず、台形素子を十字形状の構造に変更した場合についての検討を実施する。図 4.22(b)より、台形素子下部の面積が増えることで、レジスタンスが低下したため、台形素子モデルに比べ、キルクが右回りの方向に位置していることが分かる。しかしながら、キルクが交わる点の周波数については、高くなる結果となっている。次に、台形素子の形状及び短絡素子の配置を Y 字形状の構造に変更することを検討する。この場合、キルクが台形素子モデルに比べ右回りの方向に位置しており、さらにキルクが交わる点の周波数が低周波化していることが確認できる。これは、短絡素子が 4 本から 3 本に減ることにより、各短絡素子の間隔が広がり、円板素子を経由して短絡素子に流れる電流の経路が伸びたことによるものと考えられる。以上の理由により、以後、台形素子及び短絡素子を Y 字形状の構造に変更・配置した場合についての検討を実施する。



(a) 形状及び配置変更の概略図

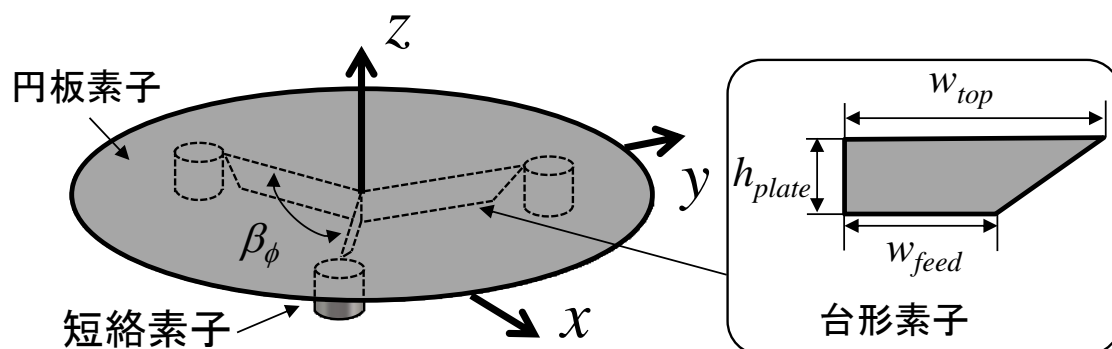


(b) 入力インピーダンス特性

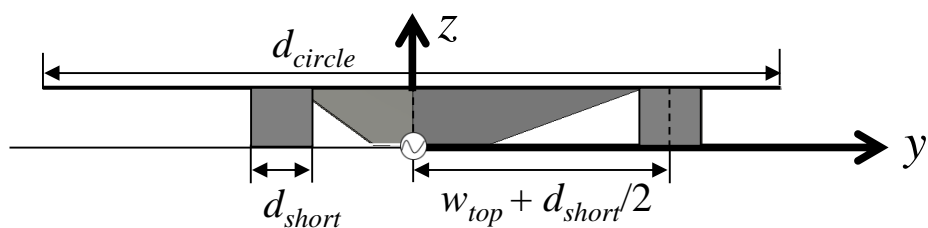
図 4.22 形状及び配置変更による低周波化の検討.

図 4.23 に Y 字構造モデルの概要を示す. Y 字構造モデルは, 地板上に $\beta_\phi = 120^\circ$ の角度間隔で配置した 3 枚の台形素子, 台形素子先端の 3 本の短絡素子及び地板と平行な円板素子から構成される. 構造パラメータは, 円板素子の直径を d_{circle} , 厚さを t_{circle} (0.5 mm), 台形素子の上辺と下辺をそれぞれ w_{top} 及び w_{feed} , 地板から台形素子下辺までの高さを h_{feed} , 台形素子の厚みを t_{trap} (1 mm), 短絡素子の直径を d_{short} とする. なお, 本論文では, 全体のアンテナ高さを $h_{all} = 22.5$ mm

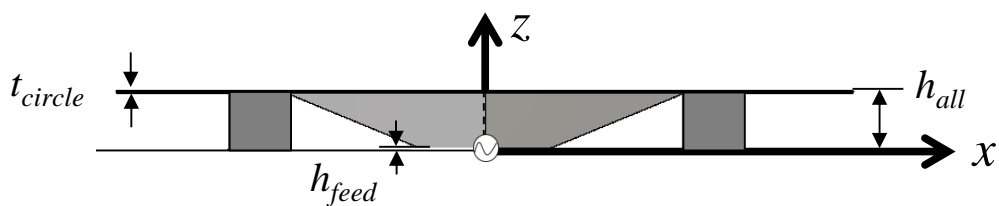
に固定した上で検討を行うものとし、台形素子の高さ (h_{plate}) については, h_{all} から h_{feed} と t_{circle} を引いたものとする.



(a) 鳥瞰図



(b) 側面図 (yz 面)

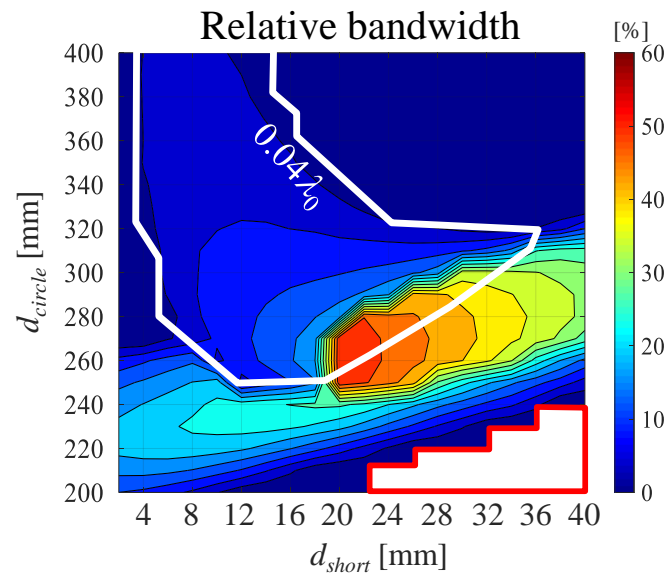


(c) 側面図 (zx 面)

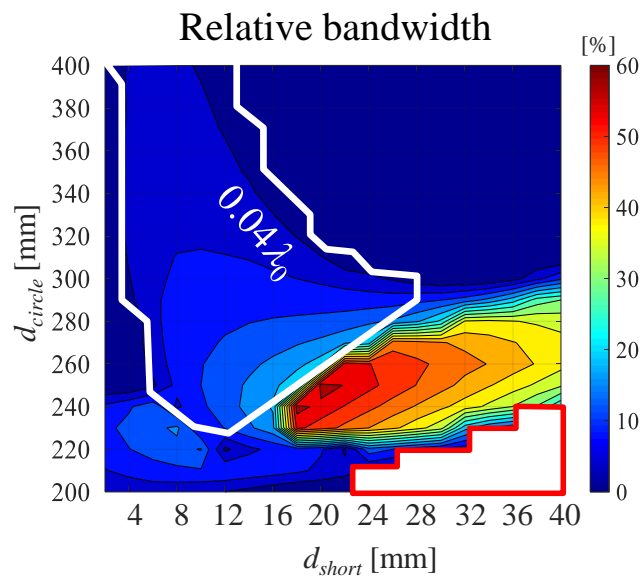
図 4.23 Y 字構造モデル概要.

4.4.3 円板素子の直径，短絡素子の直径及び給電部の高さの調整

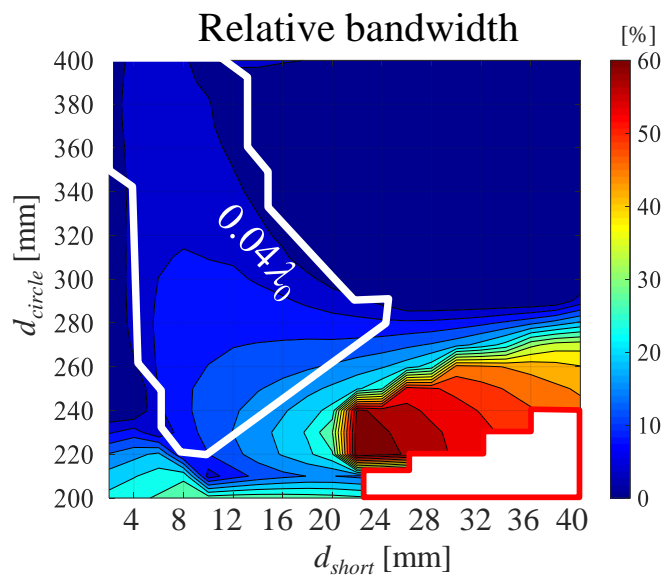
図 4.24 は $h_{feed} = 0.5, 1, 1.5 \text{ mm}$ の場合における d_{circle} 及び d_{short} 変化時の比帯域幅 ($VSWR \leq 2$) をカラーマップで示したものである．ここで，白線はアンテナ高さが $0.04\lambda_0$ 以下となる領域，赤線は台形素子の上辺と 2 本の短絡素子の直径の合計の長さが円板素子の半径よりも大きくなる領域である．なお，地板は無限として，シミュレーションを実施している．図 4.24 より，Y 字構造モデルでは， $h_{feed} = 0.5 \text{ mm}$ の場合にアンテナ高さが $0.04\lambda_0$ 以下で比帯域幅が 50% 以上となる領域を確認することができる．この理由を検討するため，図 4.25 に d_{circle} ， d_{short} 及び h_{feed} 変化時の入力インピーダンス特性を示す．台形素子モデル同様，円板素子の直径 (d_{circle}) を大きくすることで，キンクが低周波化及び左回りに回転し，短絡素子の直径 (d_{short}) を大きくすることで，キンクのサイズが小さくなり，給電部の高さ (h_{feed}) を変化させることでキンクの位置が変化していることが確認できる．ここで，台形素子モデルと Y 字構造モデルの入力インピーダンス特性の比較を図 4.26 に示す．パラメータについては，台形素子モデルは， $d_{c0} = 220 \text{ mm}$ ， $d_{s0} = 6 \text{ mm}$ 及び $h_{f0} = 0.5 \text{ mm}$ ，Y 字構造モデルについては， $d_{circle} = 260 \text{ mm}$ ， $d_{short} = 20 \text{ mm}$ 及び $h_{feed} = 0.5 \text{ mm}$ である．台形素子モデル及び Y 字構造モデル共に，キンクが $VSWR \leq 2$ の円の範囲に調整されているが，キンクが交わる周波数については，台形素子モデルが 609 MHz であるのに対して，Y 字構造モデルについては，539 MHz と低周波化していることが分かる．以上より，Y 字構造モデルでは，台形素子及び短絡素子を Y 字形状の構造に変更・配置することによりキンクが低周波化した上で右回りに回転しており，台形素子モデルより d_{circle} が大きい場合にキンクがスミスチャートの中心に近くなる．ここで，キンクのサイズ及び位置が d_{short} 及び h_{feed} により調整されるため，台形素子モデルに比べ低い周波数でキンクを $VSWR \leq 2$ の円の範囲内に調整することが可能である．



(a) $h_{feed} = 0.5$ mm

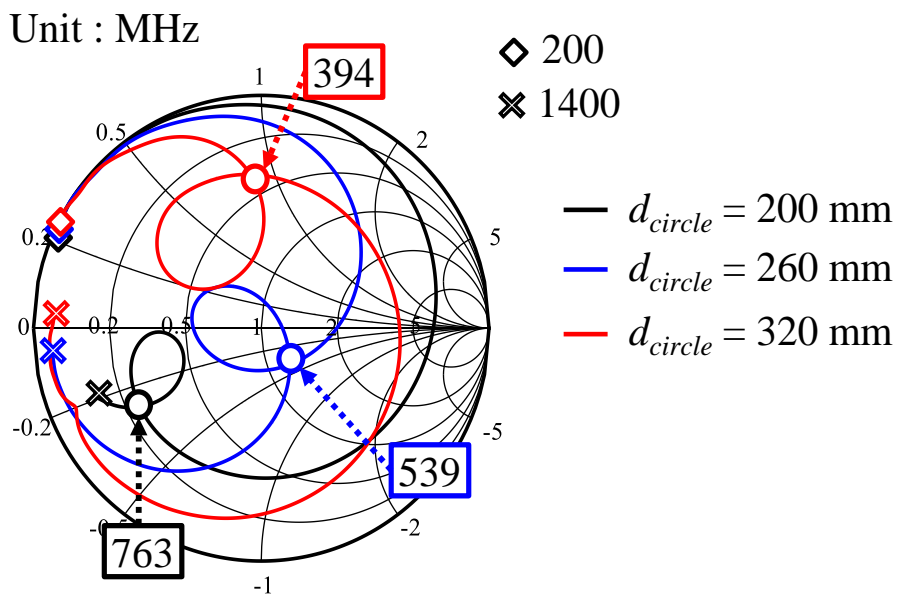


(b) $h_{feed} = 1.0$ mm



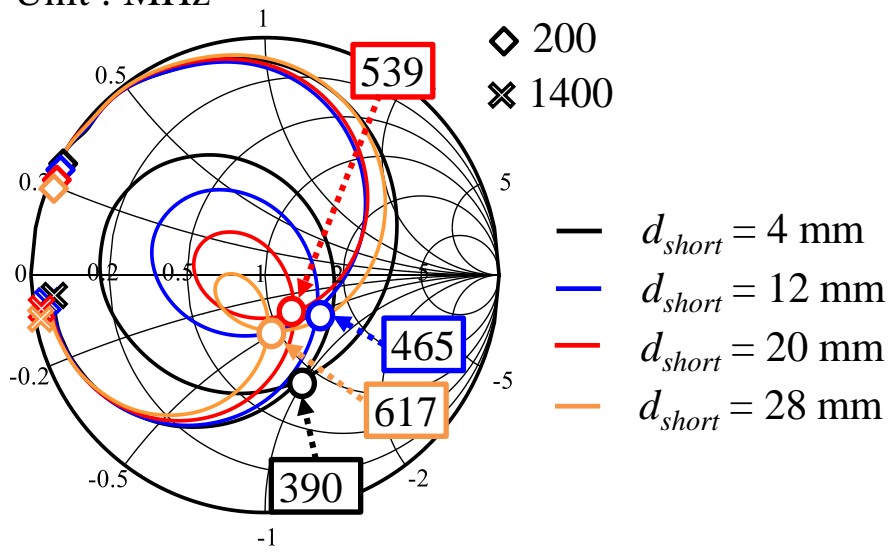
(c) $h_{feed} = 1.5$ mm

図 4.24 Y 字構造モデルの比帯域幅と d_{circle} , d_{short} 及び h_{feed} の関係.



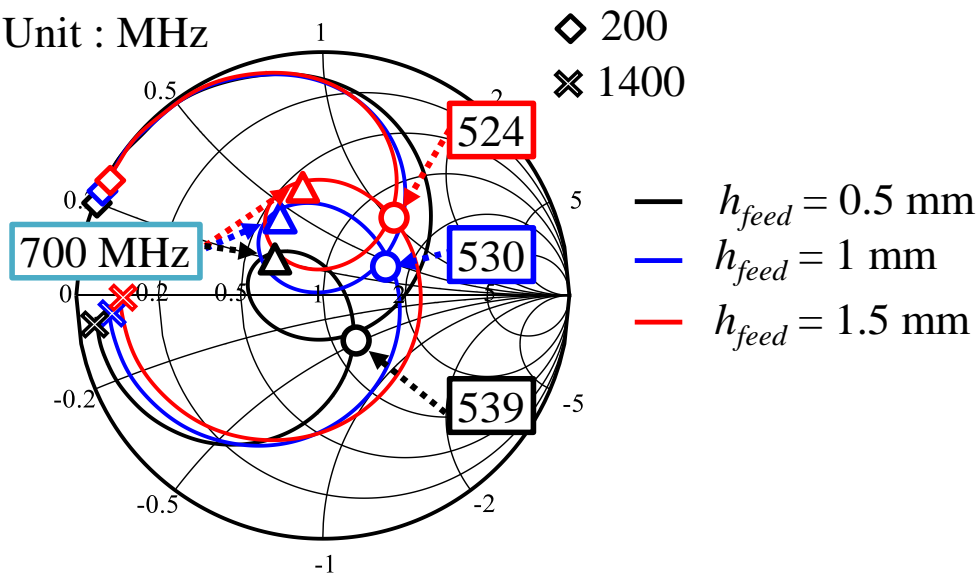
(a) d_{circle} 変化時 ($d_{short} = 20$ mm, $h_{feed} = 0.5$ mm)

Unit : MHz



(b) d_{short} 変化時 ($d_{circle} = 260$ mm, $h_{feed} = 0.5$ mm)

Unit : MHz



(c) h_{feed} 変化時 ($d_{circle} = 260$ mm, $d_{short} = 20$ mm)

図 4.25 Y 字構造モデルの入カインピーダンス特性

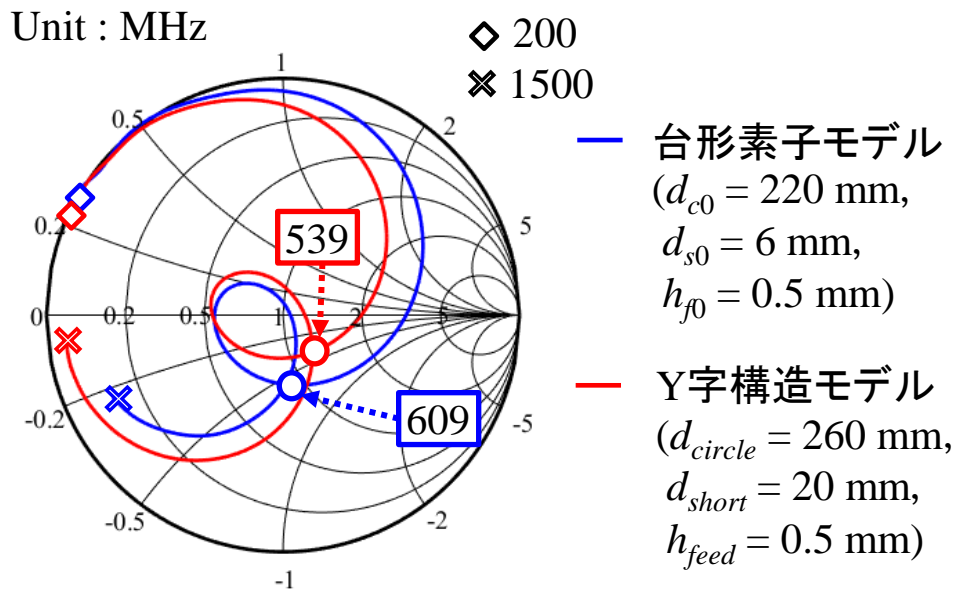


図 4.26 台形素子モデルと Y 字構造モデルの入力インピーダンス特性の比較.

4.4.4 台形素子の上辺の幅の変更による更なる低姿勢化

前項の検討より Y 字構造モデルでは、 $0.04\lambda_0$ 以下のアンテナ高さで比帯域幅が 50%以上の広帯域特性を実現可能であることが分かった。本項では、台形素子の上辺 (w_{top}) の幅を大きくすることで、更なる低姿勢化について検討する。これまでの検討で給電素子の幅を大きくすることで、レジスタンスが低下することが確認されている。しかしながら、台形素子の下辺の幅 (w_{feed}) を大きくした場合、容量性リアクタンス成分が大きく影響を受ける。そのため、台形素子の上辺の幅を大きくすることで、容量性リアクタンスを大きく変化させることなく、レジスタンスを低下させ、キルクの位置を調整することを意図したものである。図 4.27 は w_{top} を 90 mm に拡大し、 d_{circle} 及び d_{short} を変化させた場合の比帯域幅 ($VSWR \leq 2$) をカラーマップで示したものである。ここで、 $h_{feed} = 0.5$ mm である。なお、白線はアンテナ高さが $0.035\lambda_0$ 以下となる領域としている。結果として、 $d_{circle} = 310$ mm 及び $d_{short} = 28$ mm の場合に、アンテナ高さ $0.035\lambda_0$ 、比帯域幅 48.0% (473~772 MHz) となることが確認できた。

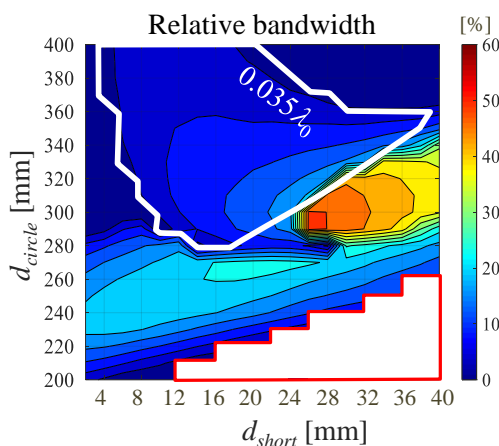
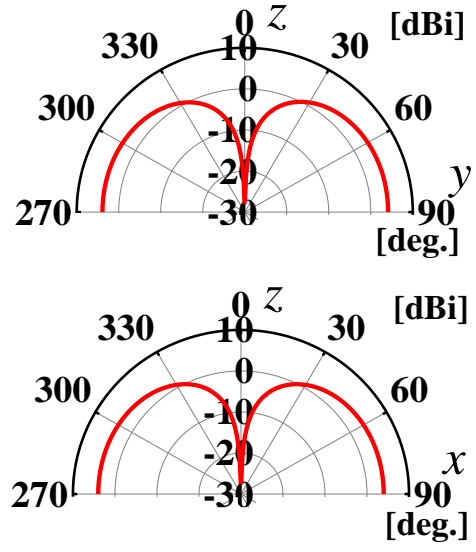
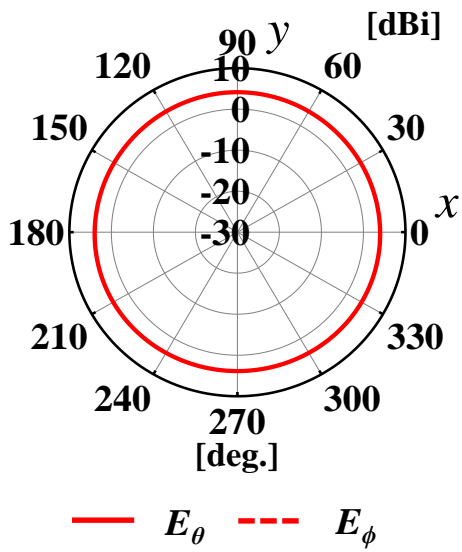
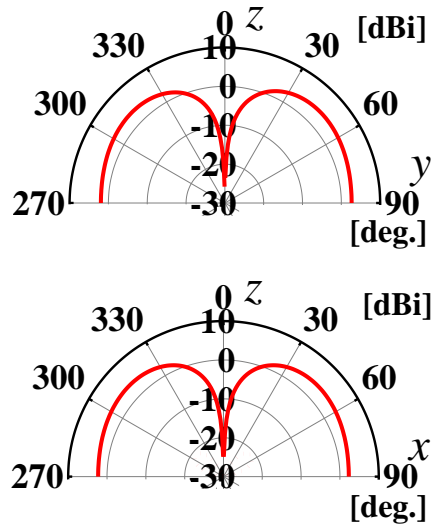
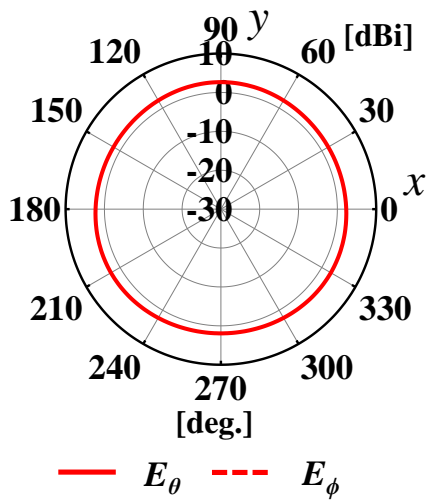


図 4.27 Y 字構造モデルの比帯域幅と d_{circle} 及び d_{short} の関係。

図 4.28 に上記のパラメータの場合における Y 字構造モデルの放射パターンを示す。周波数は 500 MHz および 700 MHz である。500 MHz 及び 700 MHz 共に、モノポール型の放射パターンになっていることが確認できる。また、 xy 面では、ほぼ無指向となっており、利得については、500 MHz で 3.5 dBi, 700 MHz で 3.7 dBi である。次に xy 面の放射パターンの最大偏差の周波数特性を図 4.29 に示す。最大偏差は、 $VSWR \leq 2$ となる 473~772 MHz において 3 dB 以下となっており、比帯域幅に亘り無指向性の放射パターンを有することが確認できる。



(a) 500 MHz



(b) 700 MHz

図 4.28 放射パターン.

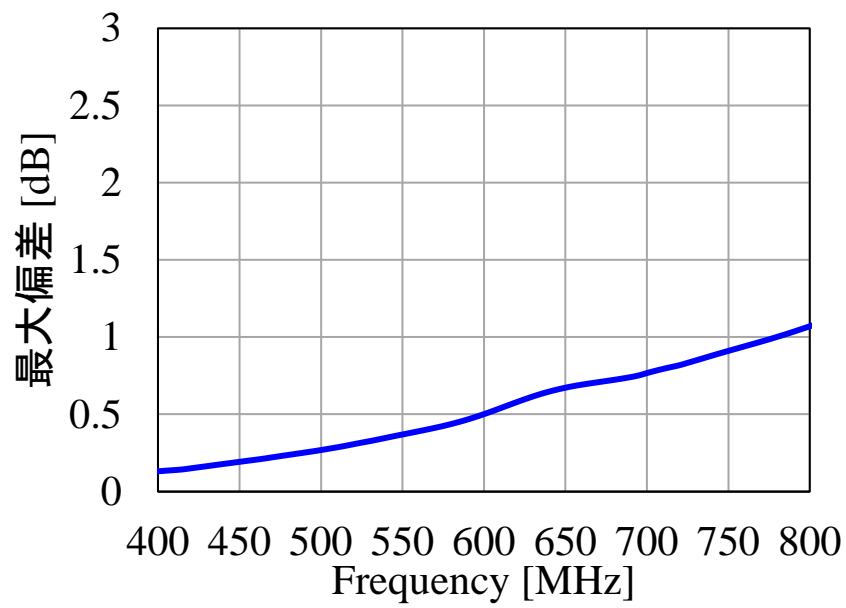
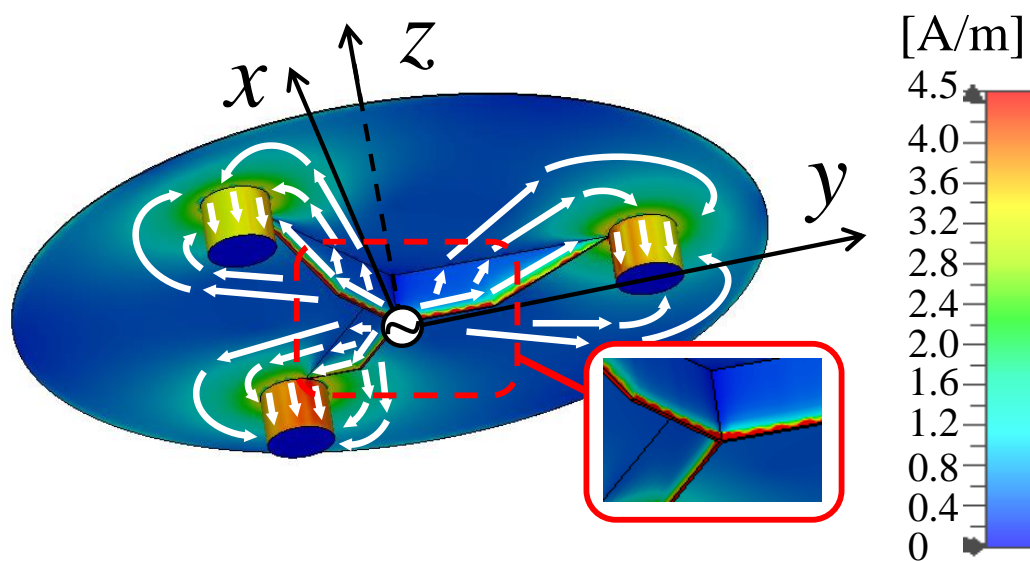


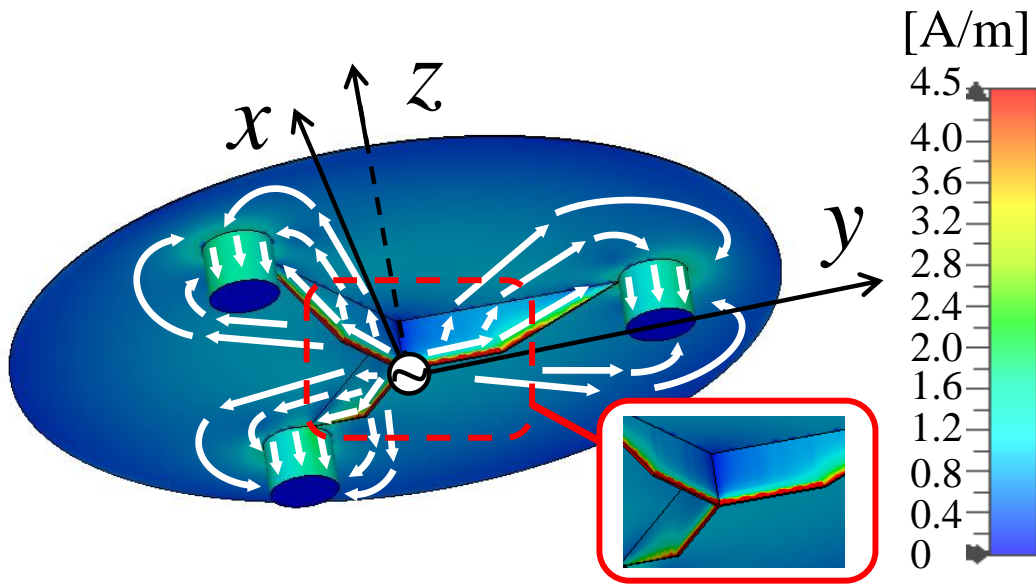
図 4.29 xy 面における放射パターン(E_{θ})の最大偏差.

4.4.5 電流及び電界分布による考察

前項において、 $d_{circle} = 310 \text{ mm}$ 、 $d_{short} = 28 \text{ mm}$ 、 $h_{feed} = 0.5 \text{ mm}$ 及び $w_{top} = 90 \text{ mm}$ の場合に、Y字構造モデルがアンテナ高さ $0.035\lambda_0$ 、比帯域幅 48.0% (473~772 MHz) の特性及び無指向性の放射パターンを有することが分かった。Y字構造モデルが無指向性の放射パターンを有する理由について、図 4.30 示す電流分布を用いて検討を行う。周波数は 500 MHz および 700 MHz とする。電流分布においては、500 MHz 及び 700 MHz 共に台形素子から円板素子を経由して、短絡素子に流れており、台形素子下部に強く電流が分布していることが確認できる。図 4.31 に xy 面 ($z = 1 \text{ mm}$, 11.25 mm , 21 mm) の電界分布を示す。ここで、 $z = 0$ は地板表面である。周波数については、図 4.30 の電流分布と同じとする。図 4.31 より、電界は Y 字構造の台形素子下部から強く放射され、Y 字の中心角の方向 (3 方向) に沿って進むことで広範な方向に広がっていることが確認できる。これにより、Y 字構造モデルが、無指向性の放射パターンを有しているものと推測される。

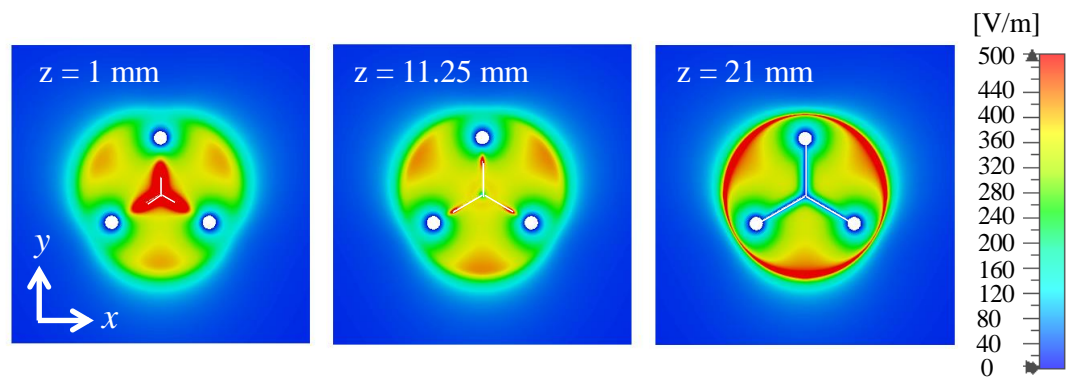


(a) 500 MHz

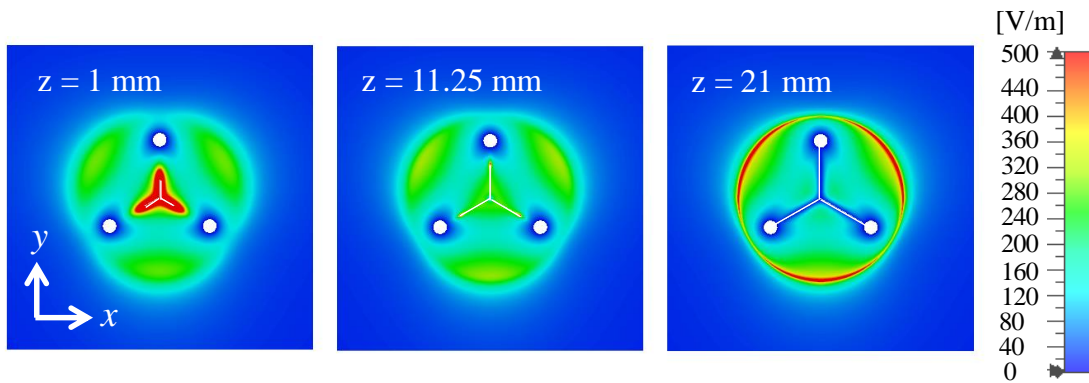


(b) 700 MHz

図 4.30 電流分布.



(a) 500 MHz



(b) 700 MHz

図 4.31 電界分布.

4.4.6 測定結果

これまでの検討で、Y字構造モデルがアンテナ高さ $0.035\lambda_0$ 、比帯域幅 48.0% の低姿勢で広帯域の特性を有するアンテナであることが分かった。本項では Y 字構造モデルを試作し、その評価を行う。図 4.32 に試作した Y 字構造モデルを示す。ここで、地板のサイズは $500 \times 500 \text{ mm}$ としている。図 4.33 に Y 字構造モデルの VSWR 特性のシミュレーション及び計測結果を示す。シミュレーション結果及び測定結果はよく一致しており、測定値でアンテナ高さが $0.034\lambda_0$ 、比帯域幅は 52.5% (457~782 MHz) である。



図 4.32 試作アンテナ ($500 \times 500 \text{ mm}$ 地板上).

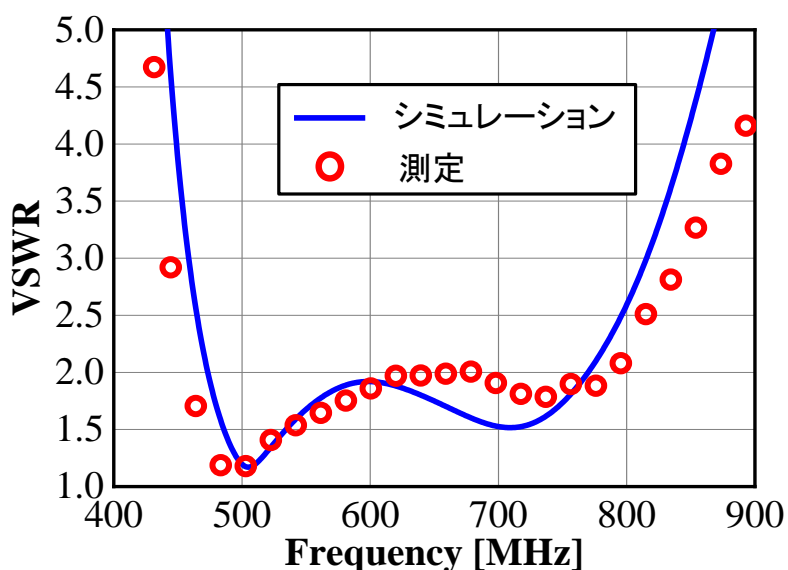
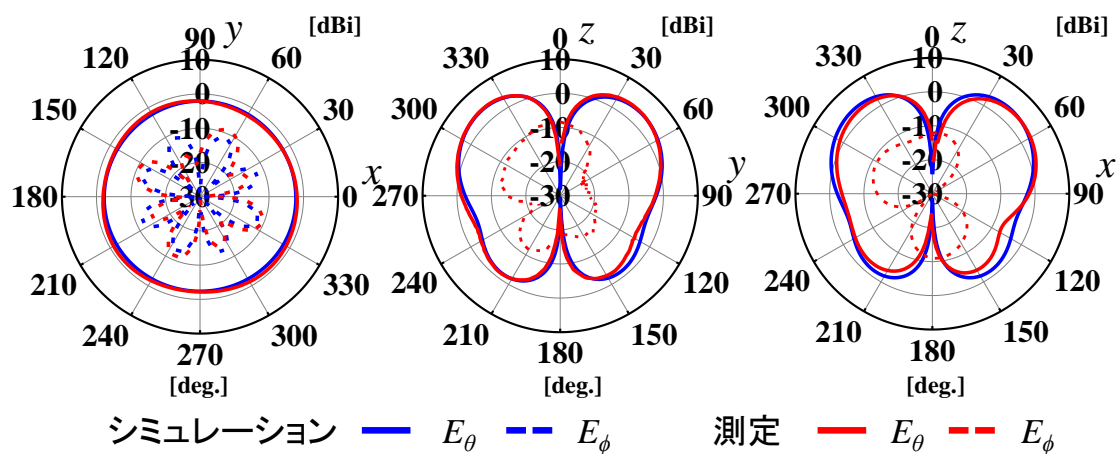
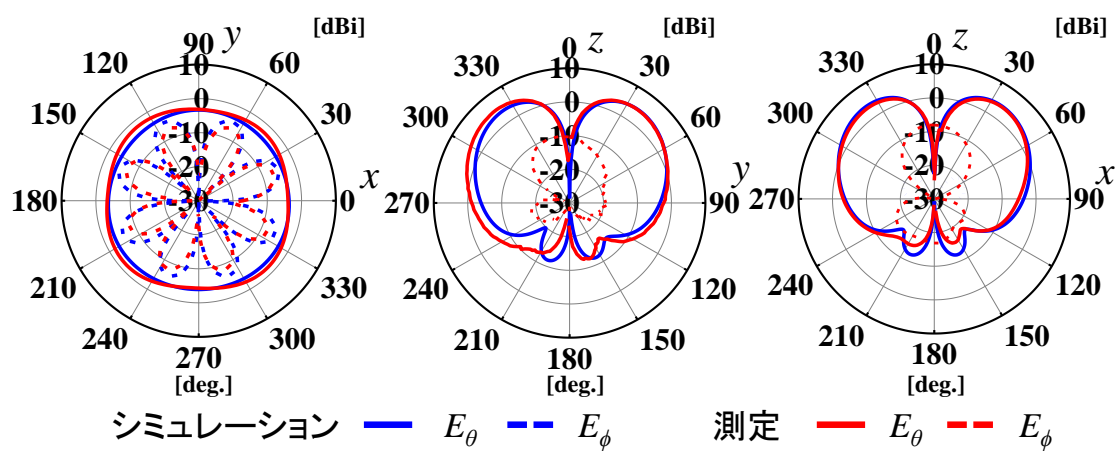


図 4.33 測定結果 (VSWR 特性).

図 4.34 に放射パターンの測定結果を示す．測定周波数については，500 MHz 及び 700 MHz である．測定結果はシミュレーション結果とよく一致しており，両周波数ともモノポール型アンテナの放射パターンとなっている．測定値における利得は 500 MHz で 4.0 dBi，700 MHz で 5.1 dBi である．



(a) 500 MHz



(b) 700 MHz

図 4.34 測定結果（放射パターン）.

4.4.7 交差偏波の抑制

前項において、500 MHz 及び 700 MHz 共に xy 面で交差偏波の放射 (E_ϕ) が強く発生する結果となった。そのため、前節同様、地板の形状を変化させることでこの改善について検討する。図 4.35 に地板を円形に変更した場合の xy 面の放射パターンについて示す。なお、地板の直径については、 500×500 mm の正方形地板上に設置した場合と VSWR 特性が同程度の特性となる 600 mm としている。図 4.35 より、地板を円形に変更することで交差偏波が抑制されていることが分かる。

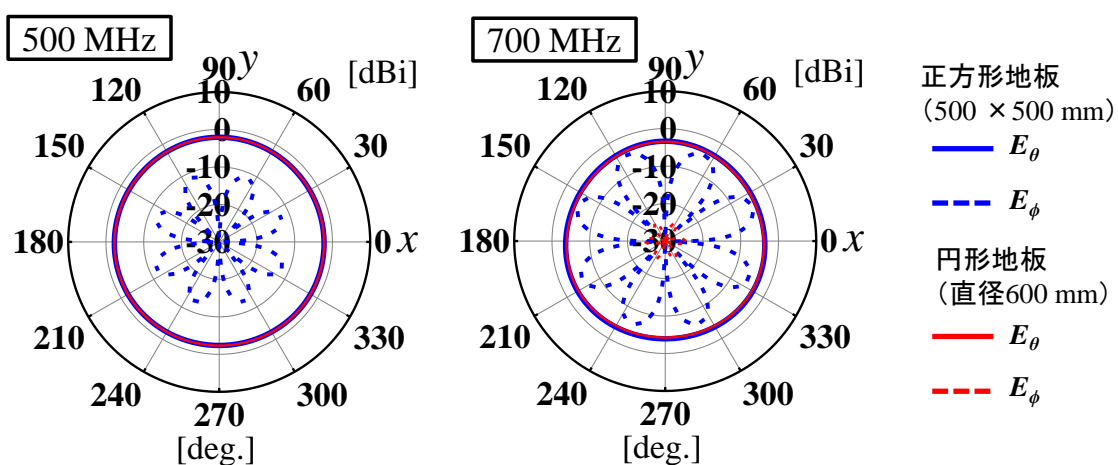


図 4.35 地板の形状を変化させた場合の xy 面の放射パターン。

4.5 先行研究との比較

図 4.36 に本章において提案したアンテナと先行研究との比較を示す．ここで，先行研究については $VSWR \leq 2$ または $|S_{11}| \leq -10$ dB の基準で設計されており，水平面が無指向性の放射パターンを有する低姿勢の広帯域アンテナをまとめたものである．アンテナ高さ と 比帯域幅は，概ね比例関係に有り，アンテナ高さが高くなるにつれ，比帯域幅が広がる傾向にあることが分かる．ここで，台形素子モデルでは，アンテナ高さが $0.046\lambda_0$ ，比帯域幅 77.7%，Y 字構造モデルについては，アンテナ高さが $0.034\lambda_0$ ，比帯域幅 52.5%であるため，これまでに未報告の領域に位置していることが分かる．

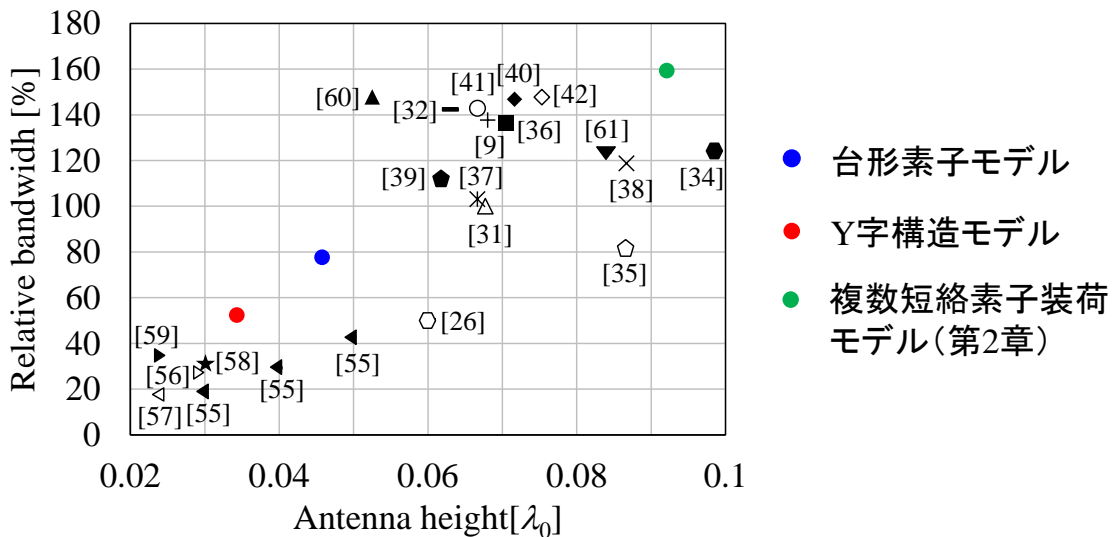


図 4.36 先行研究との比較（アンテナ高さ と 比帯域幅の関係）．

図 4.37 に本論文の提案アンテナと先行研究におけるアンテナ高さ，占有体積及び比帯域幅の関係を示す．先行研究については，上記と同じく $VSWR \leq 2$ または $|S_{11}| \leq -10$ dB の基準で設計されており，水平面が無指向性の放射パターンを有する低姿勢，または小型の広帯域アンテナをまとめたものである．占有体積，アンテナ高さ及び比帯域幅はトレードオフの傾向になっており，第 2 章で提案する複数短絡素子装荷モデルは小型で広帯域の特性を有するが，アンテナ高さについては，本章で提案した Y 字構造モデル及び台形素子モデルに比べて高くなることが分かる．一方，Y 字構造モデル及び台形素子モデルでは低姿勢となるが，複数短絡素子装荷モデルに比べ，比帯域幅は狭く，占有体積については大きなものとなる．

4.6 まとめ

本章では、第2章で検討した短絡素子付きモノコーンアンテナを改良することで、水平面内無指向性の放射パターンを有する低姿勢で広帯域なアンテナについてシミュレーションにより検討した。4本の短絡素子付きモノコーンアンテナを低姿勢化した場合、リアクタンスの容量成分が大きくなるため、 $VSWR \leq 2$ に整合させることが困難であった。そのため、モノコーン素子を台形形状の平板素子に変更した上で、円板素子の直径、台形素子の下辺、短絡素子の直径及び角度を調整することにより低姿勢で広帯域特性を有するアンテナについて検討した。なお、検討したアンテナを試作・測定することで、提案するアンテナが比帯域幅 77.7% (610~1385 MHz)、最低周波数の波長で規格化したアンテナ高さ $0.046\lambda_0$ の低姿勢で広帯域の特性を有することを示した。次に、台形素子及び短絡素子を Y 字形状に配置することで更なる低姿勢化について検討し、検討したアンテナについて試作・測定を行った。結果として、提案するアンテナが、最低周波数の波長で規格化したアンテナ高さが $0.034\lambda_0$ 、 $VSWR \leq 2$ となる比帯域幅が 52.5% (457~782 MHz) の低姿勢で広帯域の特性を有することを示した。また、放射パターンについては、水平面無指向性の放射パターンを有することが確認できた。

最後に提案するアンテナと先行研究を比較することで、アンテナの占有体積及び高さ と比帯域幅の関連性についての検討を実施した。これらの広帯域アンテナの占有体積及び高さ と比帯域幅との関係は概ねトレードオフの関係の傾向にあり、提案するアンテナは、先行研究と比べて良好な性能を有することが確認できた。しかしながら、これらの理論限界がどの程度で、今後どの程度の改善が見込めるのか、解明できていない。これらの検討については、今後の課題である。

第5章 結 論

無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナは車両や船舶等の移動体の通信用，地上デジタルテレビの放送波や携帯電話用の通信波が届きにくい不感帯に設置される再送信用，放送波や通信波の送受信のための固定局用あるいは電子機器から放射される妨害波を測定するための EMI 測定用等，様々な場面で利用されている．これら広帯域アンテナにおいても，設置環境や用途に応じ様々な「小型化」が求められており，これまで多くの「小型」の広帯域アンテナが考案されてきた．本論文では，広帯域に亘り無指向性の放射パターン及び入力インピーダンスが一定となるモノコーンアンテナに着目し，モノコーンアンテナに付加素子を装荷すること等により電氣的小型化及び寸法制約付小型化（地板の小型化及び低姿勢化）された無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナを実現することを検討した．

第 2 章「小型・広帯域アンテナ」では，水平面内無指向性の放射パターンを有する小型・広帯域アンテナについて提案した．具体的には，モノコーンアンテナに長方形素子及び短絡素子を装荷することで比帯域幅が 159.8%以上， $VSWR \leq 2$ となる下限周波数の波長で規格化した空間の占有体積が 0.0034 となり，モノコーンアンテナに比べ 69%小型化したアンテナを検討した．しかしながら，高い周波数領域での水平面の放射パターンが劣化したため，モノコーンアンテナに円板素子及び傾斜した短絡素子を装荷することで，この改善について検討した．結果として，比帯域幅 159.3%以上，占有体積 0.0025 の小型で広帯域の特性を有するアンテナを実現し，占有体積はモノコーンアンテナと比べ 73.4%減少することが確認できた．また，水平面の放射パターンの最大偏差が 3 dB 以下となる比帯域幅は改善し，広帯域に亘り無指向性の放射パターンとなることが分かった．なお，提案したアンテナは試作し，測定を実施することでシミュレーション結果の妥当性を示した．

第 3 章「地板の小型の広帯域アンテナ」では，広帯域の EBG（電磁バンドギャップ）を有する右手左手系複合（CRLH）同軸線路（CL）をモノコーンアンテナのチョーク構造に適用することで，地板が小型で水平面無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナについて，シミュレーションを用いた検討を行った．結果として，提案するアンテナは，3.1 GHz～10 GHz（105.3%以上）の間で $|S_{11}| \leq -10$ dB となる広帯域特性を有し，比帯域幅内において水平面の放射パターンの最大偏差が 3 dB 以下の無指向性の放射パターンを有することが確認できた．また，垂直面の放射パターンについては，広帯域に亘り 8 の字に近い放射

パターンであった。次に CRLH CL チョーク構造上に設置したモノコーンアンテナに短絡素子を装荷することにより、その動作周波数の低減について検討した。短絡素子を装荷することにより、下限周波数は 2.4 GHz に低減し、無限地板上に設置したモノコーンアンテナと同程度の値 (2.1 GHz) となり、比帯域幅は 122.5% 以上となることが確認できた。しかしながら、水平面の放射パターンの最大偏差が 3 dB 以下となる比帯域幅については 89.7% に減少する結果となった。また、提案したアンテナは試作し、測定を実施することでシミュレーション結果の妥当性を示した。

第 4 章「低姿勢・広帯域アンテナ」では、水平面内無指向性の放射パターンを有する低姿勢で広帯域なアンテナについて提案した。第 2 章で提案したアンテナのモノコーン素子を台形形状の平板素子に変更した上で、円板素子の直径、台形素子の下辺、短絡素子の直径及び角度を調整することにより低姿勢で広帯域特性を有するアンテナについて検討した。結果として、提案するアンテナが $VSWR \leq 2$ となる比帯域幅 77.7%、最低周波数の波長で規格化したアンテナ高さ 0.046 波長の低姿勢で広帯域の特性及び比帯域幅内において水平面の放射パターンの最大偏差が 3 dB 以下の無指向性の放射パターンを有することが確認できた。次に、台形素子及び短絡素子を Y 字形状に配置することで更なる低姿勢化について検討した。低姿勢化したモデルは、アンテナ高さが 0.034 波長、比帯域幅が 52.5% の低姿勢で広帯域の特性を有することが確認できた。また、放射パターンについては、比帯域幅に亘り水平面の放射パターンの最大偏差が 3 dB 以下となることが確認できた。最後にアンテナを試作し、測定することでシミュレーション結果の妥当性を示した。

以上、本研究では、広帯域に亘り、無指向性の放射パターン及び入力インピーダンスが一定となるモノコーンアンテナに着目し、モノコーンアンテナに付加素子を装荷すること等により無指向性の放射パターンを有する広帯域アンテナの電気的小型化及び寸法制約付き小型化（地板の小型化及び低姿勢化）について検討を行った。これらのアンテナ及びその設計技術は、様々な分野及び用途で利用可能であると思われる。

今後、通信の高度化・高速化に伴い、益々の広帯域アンテナの広帯域化が必要になると思われる。これらのアンテナでは、更に小型で放射パターンの偏差が小さくなることが必要であると考えられる。本論文で提案したアンテナの課題として、電気的小型化した場合に高周波領域の水平面の放射パターンが劣化したこと、地板を小型化した場合において、CRLH CL チョーク構造のセル数が 20 セルとなり、縦方向にサイズが大きくなったこと等が挙げられる。また、広帯域アンテナを電気的小型化した場合の占有体積及び低姿勢化した場合のアンテナ高さ と比帯域幅の関係がトレードオフの傾向にあることは確認できたもの

の、これらの理論限界がどの程度で、今後どの程度の改善が見込めるのか等については、解明できていない。これらの課題については更なる検討が必要である。

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．防衛装備庁所属の筆者に理工学研究科後期課程に進む機会を与えて頂き，終始適切なご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．

また，本論文の審査を引き受けて頂き，数々の重要なご質問とご助言を賜りました横浜国立大学大学院工学研究院知的構造の創生部門の新井宏之教授，千葉大学フロンティアメディカル工学研究開発センターの高橋応明准教授，防衛大学校電気電子工学科の立木隆教授に心より感謝致します．

本研究は，国内大学院研修中に行ったものであり，本研究の機会を与えて頂いた防衛装備庁電子装備研究所電子対処研究部二宮部長及び西岡室長をはじめ部の皆様に深く感謝致します．また，矢崎総業株式会社の中川社員，航空自衛官の瀧澤一尉，蒲生二尉，橋本二尉，陸上自衛官の西目二尉，水谷二尉，越国陸軍の阮上尉，馮中尉，阮中尉をはじめ森下研究室及び道下研究室の卒業生，在校生の皆様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に感謝致します．

参考文献

<第1章>

- [1] 築地武彦, “電波・アンテナ工学入門,” 総合電子出版社, Mar. 2002.
- [2] W. L. Stutzman, and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 1998
- [3] 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, 2008.
- [4] 森下 久, “小形アンテナの基礎,” コロナ社, May 2011.
- [5] 藤本京平, 山田吉英, 常川光一, “図解移動通信用アンテナシステム,” pp.37-41, 総合電子出版社, Oct. 1996.
- [6] 長 敬三, 移動通信システム用アンテナの設計思想と基地局アンテナの実現技術, アンテナ・伝搬における設計・解析手法ワークショップ (第38回) テキスト, 電子情報通信学会 アンテナ・伝搬専門研究委員会. Sept, 2014
- [7] 鈴木伸幸, 杉浦 行, 山中幸雄, 岩崎 俊, “バイコニカルアンテナの校正とそれによる妨害波測定,” 信学論(B), vol.J83-B, no.12, pp.1739-1746, Dec. 2000.
- [8] 松野宏己, 中野雅之, 新井宏之 “Halo アンテナを用いた無指向性直交偏波 MIMO 基地局アンテナ,” 信学論(B), vol.J96-B, no.9, pp.1037-1047, Sept. 2013.
- [9] Y. Zheng, A. Zhang and S. Yan, "A Low-profile, Vertically Polarized Antenna for WLAN and UWB Applications," *IEEE Int. Conf. on Comput. Electromagn.*, Shanghai, China, 2019.
- [10] 総務省情報通信基盤局電波部電波環境課, “「無線妨害波およびイミュニティ測定装置の技術的条件」第1部第4編 無線周波妨害波及びイミュニティの測定装置 放射妨害波測定用のアンテナと試験場,” 総務省, Oct. 2008.
- [11] 堀 俊和, “広帯域・マルチバンドプリントアンテナ,” 信学論 (B), vol.J87-B, No.9, pp.1130-1139, Sept. 2004.
- [12] 倉本晶夫, “ワイヤレス PAN を目指した広帯域アンテナ,” 信学論 (B), vol.J90-B, No.9, pp.797-809, Sept. 2007.

- [13] S. Honda, M. Ito, H. Seki and Y. Jinbo, "A disk monopole antenna with 1:8 impedance bandwidth and omnidirectional radiation pattern," *Proc. of 1992 Int. Symp. on Antennas Propag.*, pp. 1145-1148, Sapporo, Japan, Sept. 1992.
- [14] N. P. Agrawal, G. Kumar and K. P. Ray, "Wide-band planar monopole antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 2, pp. 294-295, Feb. 1998.
- [15] S. Suh, W. L. Stutzman and W. A. Davis, "Multi-broadband monopole disc antennas," *IEEE AP-S Int. Symp.*, pp. 616-619, Columbus, USA, June. 2003.
- [16] J. A. Evans and M. J. Ammann, "Planar trapezoidal and pentagonal monopoles with impedance bandwidths in excess of 10:1," *IEEE AP-S Int. Symp.*, pp. 1558-1561, Orlando, USA, July. 1999.
- [17] 中村年宏, 岩崎久雄, "素子帯域を有する UWB 平面モノポールアンテナ, " *信学論 (B)*, vol.J89-B, No.9, pp.1624-1632, Sept. 2006.
- [18] K. L. Wong, C. H. Wu and S. Su, "Ultrawide-band square planar metal-plate monopole antenna with a trident-shaped feeding strip," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 4, pp. 1262-1269, Apr. 2005.
- [19] T. Ihara and K. Tsunekawa, "Broadband Characteristics of rounded semi-circular antenna," *Proc. of 1996 Int. Symp. on Antennas Propag.*, pp. 513-516, Chiba, Japan, Sept. 1996.
- [20] M. Nagatoshi, S. Tanaka, S. Horiuchi and H. Morishita, "Broadband Characteristics of a Planar Folded Dipole Antenna with a Feed Line," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E94-B, no.5, pp. 1168-1173, May 2011.
- [21] T. H. Nguyen, N. D. Nguyen, H. Takizawa and H. Morishita, "A simple printed antenna with broadband property and omnidirectional radiation patterns of wire dipole," *IEICE Electron. Express*, vol.X, no.X, pp.XXX-XXX, Sept. 2020. (早期公開中)
- [22] 岡野好伸, 坂内浩治, "地上デジタルテレビ用小型広帯域アンテナの開発, " *信学論 (B)*, vol.J90-B, No.7, pp.679-688, July 2007.
- [23] 田中敏司, 堀 俊和, 藤本美俊, "広帯域二重方形ループプリントアンテナ," *電子情報通信学会技術研究報告*, AP2004-21, pp.57-60, Jan. 2004.

- [24] L. Paulsen, J. B. West, W. F. Perger and J. Kraus, "Recent investigations on the volcano smoke antenna," *IEEE AP-S Int. Symp.*, pp.845-848, Columbus, USA, June. 2003.
- [25] T. Taniguchi and T. Kobayashi, "An omnidirectional and low-VSWR antenna for the FCC-approved UWB frequency band," *IEEE AP-S Int. Symp.*, pp.460-463, Columbus, USA, June. 2003.
- [26] 徳丸 仁, "電氣的の小形アンテナ," *信学論 (B)*, vol.J71-B, No.11, pp.1206-1212, Nov. 1988.
- [27] 新井宏之, "小形アンテナ:小形化手法とその評価法," *信学論 (B)*, vol.J87-B, no.9, pp.1140-1148, Sept. 2004.
- [28] 新井宏之, "アンテナの電氣的的体積について," *電子情報通信学会技術研究報告*, AP93-31, pp.57-62, Jun 1993.
- [29] 新井宏之, "新アンテナ工学," 総合電子出版社, Apr. 1996.
- [30] 森下 久, "小形携帯端末用アンテナ:設計概念から将来展望まで," *信学論 (B)*, vol.J88-B, No.9, pp.1601-1612, Sept. 2005.
- [31] D. W. Aten, and R. L. Haupt, "A Wideband, Low Profile, Shorted Top Hat Monocone antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 10, pp. 4485-4491, Oct. 2012.
- [32] W. Jeong, J. Tak, and J. Choi, "A Low-Profile IR-UWB Antenna With Ring Patch for WBAN Applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1447-1450, 2015.
- [33] H. Huang, Y. Liu, and S. Gong, "Broadband Dual-Polarized Omnidirectional Antenna for 2G/3G/LTE/WiFi Applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 576-579, 2015.
- [34] 松林一也, 伊藤敏晴, 多田雅俊, 田中 健, "低姿勢広帯域無指向性アンテナ," *信学論(B)*, vol.J98-B, no.9, pp.1000-1001, Sept. 2015.
- [35] A. Chen, T. Jiang, Z. Chen, D. Su, W. Wei and Y. Zhang, "A Wideband VHF/UHF Discone-Based Antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 450-453, 2011.
- [36] Z. Zhang, G. Fu, W. Wu, J. Lei, and S. Gong, "A Wideband Dual-Sleeve Monopole

Antenna for Indoor Base Station Application,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 45-48, 2011.

- [37] N. N. Trong, S. P. Pinapati, D. Hall, A. Piotrowski, and C. Fumeaux, “Ultralow-Profile and Flush-Mounted Monopolar Antennas Integrated Into a Metallic Cavity,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, pp. 86-89, 2018.
- [38] M. Koohestani, J. -F. Zurcher, A. A. Moreira, and A. K. Skrivervik, “A Novel, Low-Profile, Vertically-Polarized UWB Antenna for WBAN,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 4, pp. 1888-1894, Apr. 2014.
- [39] A. Liu, and Y. Lu, “A low profile stepped wideband monocone antenna,” *IEEE-AP-S Int. Symp.*, pp. 323-324, San Diego, USA, July 2017.
- [40] H. Nakano, H. Iwaoka, K. Morishita and J. Yamauchi, “A Wideband Low-profile Antenna Composed of a Conducting Body of Revolution and a shorted Parasitic Ring,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 4, pp. 1187-1192, Apr. 2008.
- [41] H. Nakano, M. Takeuchi, K. Takeuchi and J. Yamauchi, “Extremely Low-Profile BOR-SPR-SLOT Antenna With Stop Bands,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 6, pp. 2883-2890, June 2014.
- [42] H. Nakano, M. Takeuchi and J. Yamauchi, “Low-Profile BOR-SPR-SLOT Antenna Wideband iCROSS Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 7, pp. 2824-2831, July 2016.
- [43] K. Tanaka, and H. Nakano, “Modified BOR-CROSS Antenna,” *IEEE Int. Conf. on Wireless Information Technol. and Systems*, Honolulu, USA, Sept. 2008
- [44] H. Wang, X. Wu, Z. Huang, L. Zhang, K. Qin, and Q. Qi, “Design of a New Type of Broadband Antenna with Indoor Distribution,” *IEEE Int. Conf. Microw. and Millimeter Wave Technol.*, Shenzhen, China, May 2012.
- [45] S. Palud, F. Colombel, M. Himdi and C. L. Meins, “Wideband Omnidirectional and Compact Antenna for VHF/UHF Band,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 3-6, 2011.
- [46] M. Taguchi and R. Erfan, “Analysis of Planar Sleeve Antenna,” *Proc. of 2006 Int. Symp. on Antennas Propag.*, pp. 1-4, Singapore, Nov. 2006.
- [47] 西岡泰弘, 深沢 徹, 大峰裕幸, “携帯無線端末用スリーブアンテナの2周波化共用化,” 電子情報通信学会 2001年総合大会, B-1-122, Sept. 2001.

- [48]北村瑞穂, 作間允力雄, 田中和雅, 田口光雄, “広帯域スリーブアンテナ,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2005-11, pp.13-16, May 2005.
- [49]西本研梧, 梅野良輔, 深沢 徹, 大塚昌孝, 宮下裕章, 小西義彦, “可変容量を装荷した帯域可変スリーブアンテナ,” 信学論 (B), vol.J93-B, no.9, pp.1322-1330, Sept. 2010.
- [50]沖貴志, ゲントウアンハン, 作間允力雄, 森下 久, “チョーク付スリーブアンテナの簡易的な広帯域化手法,” 信学論 (C), vol.J98-C, no.2, pp.34-35, Feb. 2015.
- [51]瀬戸佑, 田口光雄, “地上波テレビデジタル放送受信用平面スリーブアンテナ,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2009-21, pp.59-62, May 2009.
- [52]H. Chen and W. Chen, “Ultra-wideband design of sleeve monopole antenna,” *IEEE AP-S Int. Symp.*, pp. 689-692, Honolulu, USA, June. 2007.
- [53]T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita and N. Fujimoto, “Broadband Sleeve Dipole Antenna with Consistent Gain in the Horizontal Direction”, *IEICE Trans. Commun.*, vol. E101-B, no. 4, pp. 1061-1068, Apr. 2018.
- [54]T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita and N. Fujimoto, “Broadband Choke Structure Using Composite Right/Left-Handed Coaxial Line”, *IEICE Commun. Express*, vol.8, no.7, pp.239-244, July 2019.
- [55]N. Michishita, W. J. Kim, and Y. Yamada, “Low-Profile Broadband Top-Loaded Triangular Antenna with Folded Rim,” *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.*, vol. 28, no. 2, pp. 116-122, Feb. 2013.
- [56]J. Liu, Q. Xue, H. Wong, H. W. Lai and Y. Long, “Design and Analysis of a Low-profile and Broadband Microstrip Monopolar Patch Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 1, pp. 11-18, Jan. 2013.
- [57]J. Liu, S. Zheng, Y. Li and Y. Long, “Broadband Monopolar Microstrip Patch Antenna With Shorting Vias and Coupled Ring,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 39-42, 2014.
- [58]B. Wen, W. Liu, W. Zhou and Y. Long, “A Low-profile and Wideband Monopolar Circular Via-loaded Patch Antenna Coupled with Via-loaded Ring,” *IEEE Int. Wireless Symp.*, Shenzhen, China, Mar. 2015.

- [59] P. Liu, W. Jiang and S. Gong, “Low-profile and Wideband Mushroom Antenna with Omnidirectional Radiation Pattern,” *European Conf. Antennas Propag.*, Kralow, Poland, Apr. 2019.
- [60] A. Elsherbini, and K. Sarabanni, “Very Low-Profile UWB Coupled Sectorial Loops Antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 800-803, 2011.
- [61] K. L. Lau, P. Li and K. M. Luk, “A Monopolar Patch Antenna with Very Wide Impedance Bandwidth,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 2, pp. 655-661, Feb. 2005.

< 第 2 章 >

- [62] N. Behdad and K. Sarabandi, “A Compact Antenna for Ultrawide-band Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 7, pp. 2185-2192, July 2005.
- [63] M. Nagatoshi, S. Tanaka, S. Horiuchi and H. Morishita, “Downsized Bow-Tie Antenna with Folded Elements,” *IEICE Trans. Electron.*, vol. E93-C, no.7, pp. 1098-1104, July 2010.
- [64] 永利美緒, 田中信吾, 堀内 学, 森下 久, “ボウタイアンテナの小形化に関する一検討,” 信学論 (C), vol.J93-C, no.12, pp.604-611, Dec. 2012.
- [65] 永利美緒, 田中信吾, 森下 久, “折返し構造を有するボウタイアンテナの広帯域化手法,” 信学論 (B), vol.J95-B, no.7, pp.883-889, July. 2012.
- [66] 瀧澤 洸, 松林一也, 道下尚文, 森下 久, “折返し構造を有する地中探査レーダ用ボウタイアンテナの小型化に関する検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, 信学技報, SANE2019-28, pp. 55-59, July. 2020.
- [67] 瀧澤 洸, 松林一也, 道下尚文, 森下 久, “折返し構造ボウタイアンテナを小型化及び広帯域化するスリット形状の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, 信学技報, AMT2020-03, pp. 11-15, Aug. 2020.

< 第 3 章 >

- [68] T. Fukasawa, N. Yoneda and H. Miyashita, “Investigation on Current Reduction

Effects of Baluns for Measurement of a Small Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 7, pp. 4323-4329, July 2019.

- [69] Y. T. Lo and S. W. Lee, *Antenna Handbook: Antenna Theory*, vol. II, Van Nostrand Reinhold: New York, 1993, pp.7-23-7-35.
- [70] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, “Microstrip antennas integrated with electro-magnetic band-gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2936-2946, Oct. 2003.
- [71] 中野和男, 木村雄一, 羽石 操, “EBG 構造を有するマイクロストリップアレーアンテナに関する一検討,” 電子情報通信学会 2004 年総合大会, B-1-143, Mar. 2004.
- [72] 川上由紀, 堀俊和, 藤本美俊, 山口 良, 長 敬三, “マッシュルーム型 EBG によるアンテナ結合の抑制効果,” 電子情報通信学会 2007 年ソサイエティ大会, B-1-68, Sept. 2007.
- [73] 伊藤 淳, 道下尚文, 森下 久, “マッシュルーム構造を用いた逆 F アンテナ間の相互結合抑制法,” 信学論(B), vol.J92-B, no.6, pp.930-937, Jun 2009.
- [74] 松井章典, 茂木 悟, “マッシュルーム型 EBG 素子を用いた PIFA の素子間相互結合抑制,” 信学論(B), vol.J95-B, no.9, pp.1210-1213, Sept. 2012.
- [75] M. G. Bray and D. H. Werner, “A Broadband Open-Sleeve Dipole Antenna Mounted Above a Tunable EBG AMC Ground Plane,” *IEEE Antennas Propag. Society Symp.*, pp.1147-1150, Monterey, CA, Sept. 2004.
- [76] 小柳智之, 山本 学, 野島俊雄, “EBG 基板上に配置された葉状ボウタイアンテナ,” 信学論(B), vol.J94-B, no.9, pp.1133-1145, Sept. 2011.
- [77] J. Zhang, J. Wang, M. Chen, and Z. Zhang, “RCS Reduction of Patch Array Antenna by Electromagnetic Band-Gap Structure,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 1048-1051, 2012.
- [78] W. Chen, C. A. Balanis, and C. R. Birtcher, “Checkerboard EBG Surfaces for Wideband Radar Cross Section Reduction”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 6, pp. 2636-2645, June 2015.

- [79] W. Chen, C. A. Balanis, and C. R. Birtcher, "Dual Wide-Band Checkerboard Surfaces for Radar Cross Section Reduction", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 9, pp. 4133-4138, Sept. 2016.
- [80] D. Jian, W. Song, and X. Sheng, "Gain Enhancement and RCS Reduction for Patch Antenna by Using Polarization-Dependent EBG Surface," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1631-1634, 2017.
- [81] D. Chen, W. Yang, and W. Che, "High-Gain Patch Antenna Based on Cylindrically Projected EBG Planes," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, pp. 2374-2378, 2018.
- [82] T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita and N. Fujimoto, "Coaxially Fed Monopole Antenna With Choke Structure Using Left-Handed Transmission Line", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6856-6863, Dec. 2017.
- [83] T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita and N. Fujimoto, "Coaxially Fed Antenna Composed of Monopole and Choke Structure Using Two Different Configurations of Composite Right/Left-Handed Coaxial Line", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E102-B, no. 2, pp. 205-215, Feb. 2019.

< 第 4 章 >

- [84] H. Arai, "Base Station Antennas Inside Tunnels and Subway Station, and Outdoor Compact Base Station Antennas for PDC System in Japan," *IEEE AP-S Int. Symp.*, pp. 568-571, Orlando, USA, July 1999.
- [85] 久我宜裕, 西村 崇, 新井宏之, 真殿和人, 伊藤 厚, "L型無給電素子を用いた T 型モノポールアンテナの広帯域化," 信学論(B), vol.J52-B, no.1, pp.2011-2015, Sept. 2003.
- [86] S. Tokumaru, "Multiplates: Low Profile Antennas," *Antennas Propag. Society Int. Symp.*, pp. 379-382, Amherst, USA, Oct. 1976.
- [87] K. Ghaemi, and N. Behdad, "A Low-profile, Vertically Polarized Ultrawideband Antenna With Monopole-Like Radiation Characteristics," *IEEE Trans. Antennas*

Propag., vol. 63, no. 8, pp. 3699–3705, Aug. 2015.

- [88] L. Akhondzadeh-Asl, J. Laurin and M. Riel, “Novel Low Profile Wideband Monopole Antenna for Avionics Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 11, pp. 5766–5770, Nov. 2013.
- [89] 野口啓介, “複合モード励振による小型・平面アンテナの広帯域化,” *信学論 (B)*, vol. J99-B, No.9, pp.655-664, Sept. 2016.
- [90] H. Jiang and H. Arai, “FDTD Analysis of Low Profile Top Loaded Monopole Antenna,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E85-B, no.11, pp. 2468-2475, Nov. 2002.

研究業績

本研究に関する発表論文

- (1) 松林一也, 伊藤俊晴, 多田雅俊, 田中 健, “低姿勢広帯域無指向性アンテナ,” 信学論 (B), vol.J98-B, no.9, pp.1000-1001, Sept. 2015.
- (2) K. Matsubayashi, N. Michishita, and H. Morishita, “Low-profile of Monocone Antenna by Using Planar Inverted-F Antenna Structure,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E102-B, no.12, pp. 2260-2266, Dec. 2019.
- (3) K. Matsubayashi, N. Michishita, and H. Morishita, “Low-profile and small monocone antenna composed of a circular plate and three oblique short elements,” *IEICE Trans. Electron.*, vol. E102-C, no.10, pp. 740-747, Oct. 2019.
- (4) K. Matsubayashi, N. Michishita, and H. Morishita, “Low-Profile Wideband Antenna by Loading Oblique Short Elements to Trapezoidal Plate with Capacitance Disk,” *J. ADV. SIMULAT. SCI. ENG.* vol.7, no.1, pp. 168-180, Oct. 2020.
- (5) 松林一也, 道下尚文, 森下 久, “低姿勢・広帯域な Y 字構造を有する容量装荷型モノポールアンテナ,” 信学論 (B), vol.J104-B, no.1, pp.○-○, Jan. 2021. (採録決定)
- (6) K. Matsubayashi, N. Michishita, and H. Morishita, “Monocone Antenna with Short Elements on Wideband Choke Structure Using Composite Right/Left-Handed Coaxial Line,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E○-B, no.○, pp.○-○, ○. (投稿中)

国際会議発表 (主著)

- (1) K. Matsubayashi, Y. Ishii, N. Michishita, and H. Morishita, “Study for low-profile antenna by addition of parasitic element for discone antenna,” *Proc. Vietnam-Japan Int. Sym. Antennas Propag., Da Nang, Vietnam*, May 30, 2018.
- (2) K. Matsubayashi, N. Michishita, and H. Morishita, “A Study of Helmet Antennas,” 2018 IEEE International Workshop on Electromagnetics, no. TP1.3, Nagoya, Japan, Aug. 2018.
- (3) K. Matsubayashi, N. Michishita, and H. Morishita, “Low-Profile Cone antenna with Trapezoidal Plate Element,” *Int. Symp. Antennas Propag.*, no. ThB1-1, Busan, Korea, Oct. 2018.

- (4) K. Matsubayashi, N. Michishita, and H. Morishita, "Monocone Antenna with Inverted -L and -F Structure," *IEEE-APS Topical Conf. on Antennas and Propag. in Wireless Commun.*, Granada, Spain, Sept. 2019, pp. 232-234.
- (5) K. Matsubayashi, N. Michishita, and H. Morishita, "Broadband Monocone Antenna with Choke Structure of Composite Right/Left-Handed Coaxial Line," *Int. Symp. Antennas Propag.*, no. TP1D, X'ian, China, Oct. 2019.
- (6) K. Matsubayashi, N. Michishita, and H. Morishita, "A Low-profile Antenna by Loading Oblique Short Elements to Trapezoidal Plate with Capacitance Disk," *JSSST Annual Int. Conf. on Simulation Technol.*, OS4, Miyazaki, Japan, Nov. 2019, pp. 216-217.
- (7) K. Matsubayashi, N. Michishita, and H. Morishita, "A Modified Top-loaded Monopole Antenna with Trapezoidal Plates Element Arranged in Y-shape," *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, Montréal, Canada, July 2020, pp. 689-690.

国際会議発表（共著）

- (1) K. Gamo, K. Matsubayashi, N. Michishita, K. Matsumoto, H. Tetsuya, H. Morishita, "Characteristic Analysis of a Folded Dipole Antenna Installed in a Metal Case with Two Slots," *Indonesia-Japan Workshop on Antennas and Wireless Technol.*, Bandung, Indonesia, Jul. 2019, pp.28.
- (2) H. Takizawa, K. Matsubayashi, N. Michishita, H. Morishita, K. Kawabata, "Study on Miniaturization of Bowtie Antenna with Folded Structure and Slit for Ground Penetrating Radar," *2019 URSI-Japan Radio Science Meeting*, BP-10, Tokyo, Japan, Sept. 2019.
- (3) K. Gamo, K. Matsubayashi, N. Michishita, K. Matsumoto, T. Hishikawa, H. Morishita, "Characteristic Analysis of Metal Case with Two Slots and Inner Folded Dipole Antenna," *2019 URSI-Japan Radio Science Meeting*, BP-18, Tokyo, Japan, Sept. 2019.
- (4) K. Gamo, K. Matsubayashi, N. Michishita, K. Matsumoto, H. Tetsuya, H. Morishita, "Characteristics Analysis of Two Slots on a Metal Case with an Inside Folded Dipole Antenna," *Int. Symp. Antennas Propag.*, Xi'an, China, Oct. 2019.
- (5) K. Gamo, K. Matsubayashi, N. Michishita, K. Matsumoto, H. Tetsuya, H. Morishita, "Characteristics Analysis of Two Slots on a Metal Case and Inner Folded Dipole Antenna," *JSSST Annual Int. Conf. on Simulation Technol.*, OS4, Miyazaki, Japan, Nov. 2019.

- (6) M. Ichinose, K. Matsubayashi, N. Michishita and H. Morishita, “Study on Low-profile Wideband Antenna by Loading Oblique Short Elements to Trapezoidal Plate with Capacitance Disk,” *Philippine-Japan Workshop on Wireless, Radio and Antenna Technol.*, Manila, Philippine, Dec. 2019.
- (7) M. Ichinose, K. Matsubayashi, N. Michishita, H. Morishita, “Study on Broadband Sleeve Antenna with Plate Element and Parasitic Element,” *Int. Workshop on Antenna Technol. 2020*, pp.90-91, Bucharest, Romania, Feb. 2020.
- (8) H. Takizawa, K. Matsubayashi, N. Michishita, H. Morishita, K. Kawabata “Study on Impedance Matching and Miniaturization of Bow-tie Antenna with Folded Structure and Slit for Ground Penetrating Radar,” *Int. Workshop on Antenna Technol. 2020*, pp.127-128, Bucharest, Romania, Feb. 2020.

研究会等（主著）

- (1) 松林一也, 伊藤啓太, 橋村隆行, 伊藤俊晴, “PO法を利用した誘電体のRCS算出に関する検討,” 電子情報通信学会 2015年ソサイエティ大会, B-2-20, Sept. 2015.
- (2) 松林一也, 道下尚文, 森下 久, “台形素子の装荷による円錐形状アンテナの低姿勢化,” 電子情報通信学会技術研究報告, 信学技報, AP2018-39, pp. 9-13, Jun 2018.
- (3) 松林一也, 道下尚文, 森下 久, “平板素子及び短絡素子の装荷によるモノコーンアンテナの低姿勢化に関する検討,” 信学ソ大, B-1-64, Sep. 2018.
- (4) 松林一也, 道下尚文, 森下 久, “傾斜した短絡素子の装荷によるモノコーンアンテナの小型化,” 信学総大, B-1-65, Mar. 2019.
- (5) 松林一也, 道下尚文, 森下 久, “電磁バンドギャップ特性を用いた広帯域モノコーンアンテナの漏えい電流抑制,” 電子情報通信学会技術研究報告, 信学技報, AMT2019-03, pp. 13-17, Jun 2019.
- (6) 松林一也, 道下尚文, 森下 久, “電磁バンドギャップ特性を用いた短絡素子付きモノコーンアンテナの漏えい電流の広帯域抑制,” 信学ソ大, B-1-89, Sep. 2019.
- (7) 松林一也, 道下尚文, 森下 久, “円形素子を装荷したY字形状の台形素子及び3本の短絡素子から構成される低姿勢広帯域アンテナ,” 信学総大, B-1-32, Mar. 2020.
- (8) 松林一也, 道下尚文, 森下 久, “頭部方向への放射を抑えた垂直偏波・無指

向性の放射パターンを有する VHF 帯ヘルメットアンテナの検討,”信学ソ大, B-1-60, Sep. 2020.

研究会等 (共著)

- (1) 阿比留淳, 松林一也, 道下尚文, 森下 久, 川端健二, 村上康宏, "折り返し構造ボウタイアンテナの近傍界特性," 信学ソ大, B-1-63, Sep. 2018.
- (2) 瀧澤 洸, 松林一也, 道下尚文, 森下 久, "折返し構造を有する地中探査レーダ用ボウタイアンテナの小型化に関する検討," 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 119, no. 121, SANE2019-28, pp. 55-59, July. 2019.
- (3) 瀧澤 洸, 松林一也, 道下尚文, 森下 久, 川端 健二, "地中探査レーダ用ボウタイアンテナのインピーダンス整合及び小型化に関する検討," 電子情報通信学会 2019 年ソサイエティ大会, B-1-61, Sept. 2019.
- (4) 蒲生城久, 松林一也, 道下尚文, 松本 一弘, 菱川 哲也, 森下 久, "2 つのスロットを有する金属筐体に設置した折返しダイポールアンテナの特性解析," 電子情報通信学会 2019 年ソサイエティ大会, B-1-64, Sept. 2019.
- (5) 瀧澤 洸, 松林一也, 道下尚文, 森下 久, "無給電素子による球状アンテナの小型化に関する検討," 電子情報通信学会 2020 年総合大会, B-1-103, Mar. 2020.
- (6) 瀧澤 洸, 松林一也, 道下尚文, 森下 久, 川端 健二, "折返し構造ボウタイアンテナを小型化及び広帯域化するスリット形状の検討," 電子情報通信学会技術研究報告, 信学技報, AMT2020-03, pp. 11-16, Aug. 2020.
- (7) グェン・コン・ワイ, 松林一也, 道下尚文, 松野宏己, 林高弘, 中野雅之, 森下 久, "2 周波偏波共用リフレクタレーのバイスタティック RCS パターンの測定," 電子情報通信学会 2020 年ソサイエティ大会, B-1-32, Sept. 2020.
- (8) 蒲生城久, 松林一也, 道下尚文, 松本 一弘, 菱川 哲也, 森下 久, "内部に折返しダイポールアンテナを設置したスロットを有する金属筐体の小型化に関する検討," 電子情報通信学会 2020 年ソサイエティ大会, B-1-54, Sept. 2020.
- (9) 瀧澤洸, 松林一也, 道下尚文, 森下 久, "スリット装荷による地中探査レーダ用ボウタイアンテナの小型化及び広帯域化に関する検討," 電子情報通信学会 2020 年ソサイエティ大会, B-1-61, Sept. 2020.
- (10) 水谷智一, 松林一也, 道下尚文, 森下 久, "4 個の無給電素子の装荷による広帯域 Halo アンテナの細径化に関する検討," 電子情報通信学会 2020 年

ソサイエティ大会, B-1-87, Sept. 2020.

表彰等

(1) 電気通信普及財団 海外渡航旅費援助金, Aug. 2019.