

広帯域特性を有する直交偏波無指向性 アンテナの小型化構造に関する研究

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

水谷 智一

令和5年12年

目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 移動局及び基地局アンテナへの要求	1
1.1.2 小型化と広帯域化の関係	3
1.1.3 直交偏波アンテナの課題	4
1.2 研究の目的	6
1.3 本論文の構成	7
第2章 Halo アンテナを用いた直交偏波共用化手法	9
2.1 まえがき	9
2.2 Halo アンテナを用いた直交偏波アンテナの小型化の検討	10
2.2.1 アンテナの構成	10
2.2.2 シミュレーション結果	12
2.2.3 CMA 解析による考察	17
2.2.4 試作及び測定結果	20
2.3 垂直偏波素子の放射パターンの改善検討	24
2.3.1 短絡素子の装荷	24
2.3.2 シミュレーション結果	26
2.3.3 CMA 解析による考察	32
2.3.4 試作及び測定結果	34
2.4 先行研究との比較	38
2.5 まとめ	39

第3章 水平偏波素子の広帯域化 40

3.1	まえがき	40
3.2	4個の無給電素子を装荷した Halo アンテナの構造	41
3.3	シミュレーション結果	42
3.4	電流及び電界分布による考察	46
3.5	試作及び測定結果	48
3.6	先行研究との比較	52
3.7	まとめ	53

第4章 広帯域特性を有する水平偏波素子の小型化 54

4.1	まえがき	54
4.2	無給電素子の装荷位置の変更	55
4.3	パラメータの調整による広帯域化の検討	56
4.3.1	無給電素子の高さ, 両素子のギャップ角度及び幅の調整	56
4.3.2	Halo 素子のステップアップ比の調整	58
4.3.3	シミュレーション結果	59
4.3.4	電流分布による考察	61
4.4	2重殻 Halo アンテナの更なる広帯域化の検討	62
4.4.1	アンテナの構成	62
4.4.2	無給電素子のギャップ角度, 素子高及び設置間隔の調整	63
4.4.3	シミュレーション結果	65
4.5	先行研究との比較	67
4.6	まとめ	68

第5章 垂直偏波素子の広帯域・小型化 69

5.1	まえがき	69
-----	------------	----

5.2	垂直偏波素子の動作周波数及び寸法の検討	70
5.2.1	垂直偏波素子の動作周波数及び素子高の検討	70
5.2.2	垂直偏波素子の直径の検討	72
5.3	円筒状に折り曲げた細径ループスロットアンテナの検討	74
5.3.1	アンテナの構成	74
5.3.2	シミュレーション結果	75
5.3.3	電流分布による考察	78
5.4	まとめ	79
第6章	広帯域・小型直交偏波アンテナ	80
6.1	まえがき	80
6.2	アンテナの構成	81
6.3	シミュレーション結果	82
6.4	試作及び測定結果	85
6.5	先行研究との比較	89
6.6	まとめ	90
第7章	結論	91
	謝 辞	94
	参考文献	95
	研究業績	100

第1章 序 論

1.1 研究背景

1.1.1 移動局及び基地局アンテナへの要求

Marconi が 1895 年に無線電信を発明し、1901 年に大西洋横断無線通信を成功してから、人類は無線・通信技術を飛躍的に発展させてきた。近年は通信・放送システムの多様化・高速化に伴い、広い帯域幅を利用した通信・放送システムの普及が進んでいる。そのため、移動局及び基地局用アンテナについても広帯域なアンテナが求められている。一般的な広帯域なアンテナとしては、自己相似アンテナに代表されるボウタイアンテナやバイコニカルアンテナ、進行波アンテナではスパイラルアンテナやロンビックアンテナ、開口面アンテナではパラボラアンテナやホーンアンテナといった様々なアンテナが目的・用途に応じて提案されている[1-5]。また、平面アンテナに代表されるマイクロストリップアンテナは元々、狭帯域特性であるが、スロット及びコプレーナ線路による給電や無給電素子、整合回路を配置することで広帯域化する手法も提案されている[6-7]。本論文では、広帯域アンテナについて着目する。

移動局用アンテナに求められる条件として、設置スペースを確保するために小型であることや移動体の姿勢変化や天候等の影響により伝搬特性が変化しても送受信レベルの変化が生じないように水平面無指向性の放射パターンを有することが挙げられる[8-9]。一般的に、移動局用のアンテナではこれらの条件を比較的容易に達成することができる垂直偏波用のアンテナが多く使用されている。しかしながら、同じ偏波のアンテナを近接した距離で設置すると電波干渉等の問題が生じる。そのため、アンテナの間隔を広げることで電波干渉を抑制する空間ダイバーシチという手法が用いられるが、移動体上の限られた設置スペースにおいてはアンテナの設置間隔を大きくとることが困難である。移動局用アンテナでは、伝搬特性を改善するために偏波ダイバーシチという手法が広く利用されており、比較的近接した距離でアンテナを配置することが可能である[10-11]。また、通信容量を確保するための技術である MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) は 4G 以降の無線通信では必要不可欠であり、特に偏波 MIMO 技術は多くの携帯端末に実装されている。よって、基地局用アンテナにおいても偏波の共用化が必要である。また、基地局用アンテナでは、設置スペースや風圧荷重に対応するため、アンテナが細径であることが重要である[12]。

以上のように広帯域なアンテナは移動局・基地局用に応じ様々な特性が求め

られている。本論文では、広帯域かつ小型な直交偏波無指向性アンテナについて着目する。

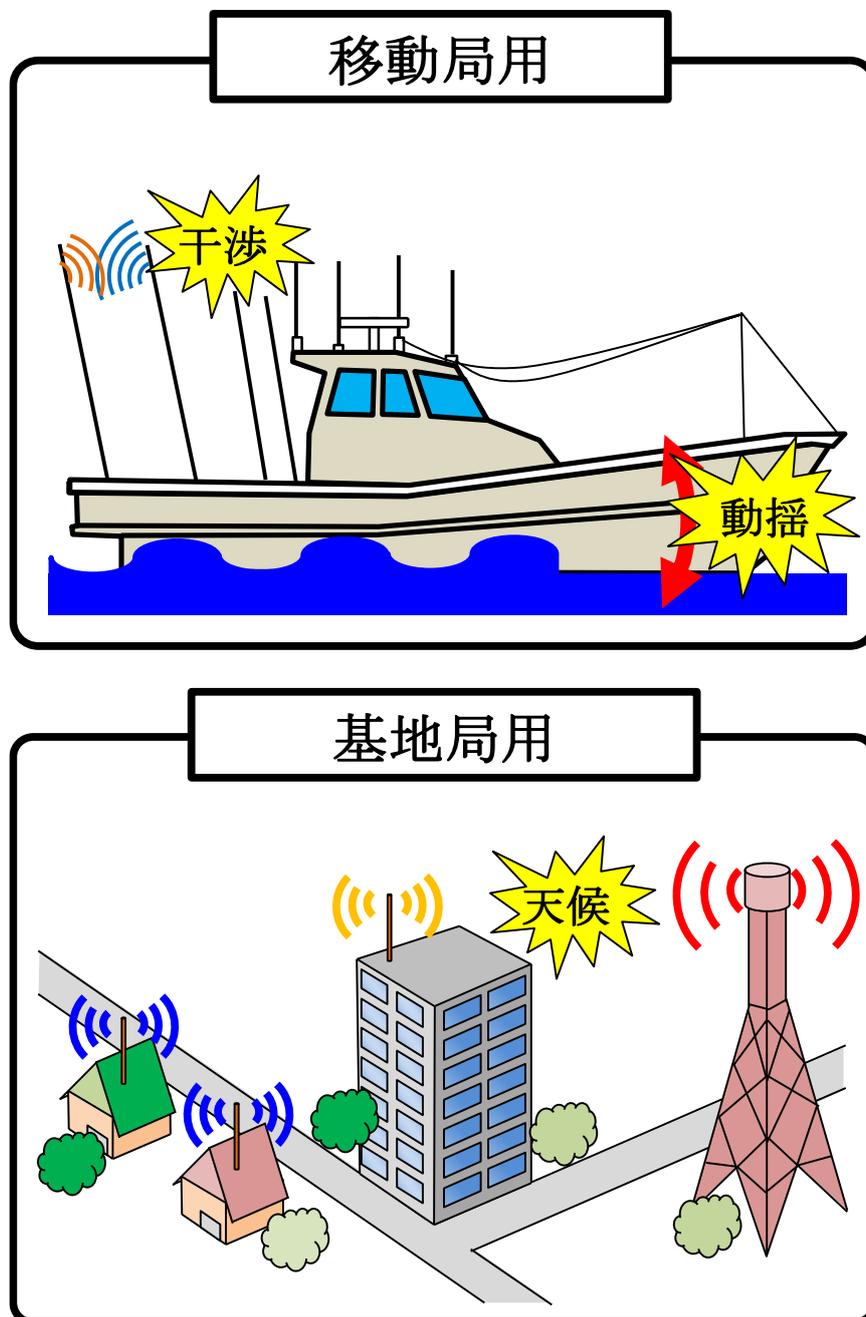


図 1.1 広帯域アンテナの用途

1.1.2 小型化と広帯域化の関係

小形アンテナは、小形寸法アンテナ、機能的な小形アンテナ、物理的小形アンテナ及び電気的小形アンテナの 4 つの型式に分類される[13-15]。小形寸法アンテナは、マイクロストリップアンテナや逆 F アンテナといった、寸法の一部が波長に対して小形なアンテナのことをいう。機能的な小形アンテナは、通常大きな寸法によって実現されるアンテナでも、より小形な寸法を持つアンテナに比べて付加的機能を有するアンテナである。物理的小形アンテナは、外観が小さいアンテナのことをいう。具体的には、アンテナの体積が一方向の長さ 30 cm 以内で囲める場合は物理的小形アンテナとされている。電気的小形アンテナは、波長に比べて極めて小さい寸法を持つアンテナとされており、様々な電気的体積の評価手法が考案されている[16-17]。本論文で定義する「小形アンテナ」は、電気的小形アンテナとし、アンテナ体積を波長で規格化した値で評価するものとする。一般的にアンテナ体積を小さく、すなわち小型化すると、比帯域幅が小さくなることに加え、利得や放射効率が低下する[18]。また、アンテナの動作周波数はアンテナ体積に依存しており、低い周波数帯域に対応させるためには、必然的にアンテナ体積を大きくしなければならない。よって、アンテナの小型化と広帯域化は基本的にトレードオフな関係である。

小型かつ広帯域特性を有する直交偏波無指向性アンテナを実現するためには、各偏波素子をそれぞれ小型化・広帯域化して組み合わせる必要がある。ダイポールアンテナに代表される垂直偏波アンテナは細径であり、水平面内無指向性の放射パターンを容易に実現することができる反面、それらの特性を維持しながらアンテナ素子高の低減及び広帯域化を同時に達成させることは難しい。アンテナ素子高が小さい水平偏波無指向性アンテナについても様々な研究が行われている[19-23]。しかしながら、これらのアンテナはアンテナ構造が複雑であり、低姿勢かつ無指向性の放射パターンを維持しながら細径及び広帯域化を同時に達成させることは困難である。また、各偏波素子を近接すると、相互結合の影響によりアンテナの性能が劣化する[24]。したがって、各偏波素子で高い独立性を確保することも重要な課題である。

1.1.3 直交偏波アンテナの課題

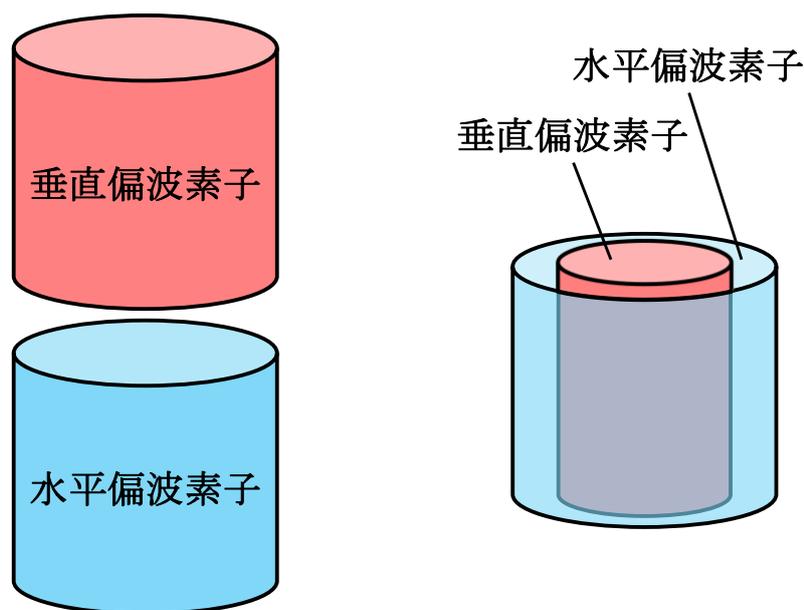
広帯域な直交偏波アンテナは様々な研究が行われている[25-36]. ここで, アンテナ素子径及び素子高はアンテナの直径及び高さを $VSWR \leq 2$ または $|S_{11}|, |S_{22}| \leq -10$ dB となる下限周波数の波長 (λ) で規格化した値とする. 文献[25]は, 上部に水平偏波素子としてダイポールアンテナ及び下部に垂直偏波素子としてモノコーンアンテナで構成されている. 比帯域幅は 78.6%, アンテナ素子径が 1.02λ , 素子高が 0.23λ である. 文献[26]のアンテナは, 上部に垂直偏波素子としてモノコーンアンテナ, 下部に水平偏波素子としてループアンテナで構成されており, 比帯域幅は 25.6%, アンテナ素子径が 0.68λ , 素子高が 0.41λ である. 文献[27]のアンテナは, 上部に垂直偏波素子としてモノコーンアンテナ, 下部に水平偏波素子としてダイポールアンテナで構成されており, 比帯域幅は 63.4%, アンテナ素子径が 0.71λ , 素子高が 0.5λ である. これらのアンテナでは, 広帯域特性を有する反面, アンテナ素子径が半波長以上と大きくなり, 限られた設置スペースに配置するためには, より細径なアンテナが望ましい.

文献[37-48]は細径な直交偏波アンテナである. 文献[37]は, 水平偏波素子としてキャビティバックノッチ構造及び垂直偏波素子として折返しスロット構造で構成されている. 比帯域幅は 4.1%, アンテナ素子径が 0.14λ , 素子高が 0.33λ とアンテナ素子径, 素子高が小さい反面, 狭帯域特性である. 文献[38]のアンテナは, 水平, 垂直偏波素子としてパッチアンテナを使用しており, 各偏波素子にそれぞれ無給電素子が装荷されている. 比帯域幅, アンテナ素子径及び素子高はそれぞれ 7%, 0.25λ , 0.65λ である. 文献[39]のアンテナは, 両偏波ともダイポール素子で構成されており, 比帯域幅が 28%, アンテナ素子径が 0.51λ , 素子高が 0.67λ である. 文献[38-39]のアンテナでは, 広帯域特性を有する反面, アンテナ素子高が大きくなる. よって, 小型化及び広帯域化の両方の条件を両立させることが課題である.

従来の直交偏波共用化手法 (図 1.2 (a)) は, 各偏波素子を鉛直方向上下に並べた構造としているため, アンテナ素子高が大きくなる. 従って同軸上に各偏波素子を配置することができれば, アンテナ素子高の低減が可能となる. 水平偏波での水平面無指向性のアンテナは微小ループアンテナが理想的であるが, 放射抵抗が減少するためインピーダンス整合が必要になる. しかしながら, 整合回路を挿入すると帯域幅の減少等の挿入損が増加するため, アンテナ素子径を大きくする必要があり, 垂直偏波アンテナと比べると細径化が困難である. そのため, 内部構造が空洞な水平偏波アンテナを用いることで内部に垂直偏波アンテナを挿入することができる. 内部構造が空洞な水平偏波アンテナについても多く報告されている[49-51]. 文献[49]は無給電素子を装荷した L プローブ給

電の水平偏波アンテナである。VSWR ≤ 1.5 で比帯域幅が 4.9 %，アンテナ素子径が 0.24λ ，素子高が 0.14λ であり，素子高が小さく水平面内無指向性の放射パターンである反面，内部に垂直偏波素子を挿入できるスペースは直径 0.1λ 程度しか確保することができない。文献[50]は C 型のダイポールの上部に同型の無給電素子を装荷したアンテナとなっており，比帯域幅が 10.8 %，アンテナ素子径が 0.2λ ，素子高が 0.03λ と広帯域特性で素子高が小さいが水平面内楕円型の放射パターンとなっている。文献[51]は周囲長が約 1 波長の方形ループアンテナを円筒状に折り曲げた Halo アンテナであり，アンテナ素子径が 0.15λ ，素子高が 0.07λ と小型かつ無指向性の放射パターンである。しかしながら比帯域幅が 4 % 程度と狭帯域特性であるため，Halo 素子と同型の無給電素子を鉛直方向上下に 1 個ずつ装荷することで，アンテナ素子径を変化させずに比帯域幅を 2 倍にする手法が報告されている[52-55]。本論文では水平偏波素子として Halo アンテナに着目する。文献[52]のアンテナでは，無給電素子付 Halo アンテナの鉛直方向下部に垂直偏波素子としてパッチアンテナを配置することにより，比帯域幅及びアンテナ素子径はそれぞれ，7.1 %， 0.15λ と広帯域特性を有する細径な直交偏波無指向性アンテナを実現している。しかしながら，各偏波素子を鉛直方向上下に配置しているため，アンテナ素子高が 0.8λ と半波長以上と大きくなる。

以上より，本論文では無給電素子を装荷した Halo アンテナの内部に垂直偏波素子を挿入することによってアンテナ素子高を低減する直交偏波共用化手法(図 1.2 (b))を検討する。なお，本論文における解析には CST Studio Suite を使用する。



(a) 従来の直交偏波共用化手法 (b) 提案する直交偏波共用化手法

図 1.2 直交偏波共用アンテナの小型化

1.2 研究の目的

研究背景を踏まえ、研究目的を「広帯域特性を有する直交偏波無指向性アンテナの小型化構造の検討」とする。

はじめに、基礎検討として無給電素子を装荷した Halo アンテナの内部に垂直偏波素子を挿入することによって、広帯域特性を維持しながらアンテナ素子高を低減する直交偏波共用化手法を検討する。次に各偏波素子をそれぞれ広帯域・小型化し、最後に各偏波素子を組み合わせた広帯域・小型な直交偏波アンテナについて検討する。

1.3 本論文の構成

本論文では、水平偏波素子として細径かつ無指向性の放射パターンを有する Halo アンテナに着目し、内部に垂直偏波素子を挿入することによってアンテナ素子高を低減する直交偏波共用化手法について検討した。本論文は、これら一連の研究をまとめたものであり、7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「Halo アンテナを用いた直交偏波共用化手法」では、無給電素子を 2 個装荷した Halo アンテナの内部にダイポールアンテナを挿入することによって細径で低姿勢な直交偏波共用アンテナについて検討する。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「水平偏波素子の広帯域化」では、Halo アンテナの鉛直方向上下に 4 個の無給電素子を装荷することで従来の広帯域 Halo アンテナを更に広帯域化する手法について検討する。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「広帯域特性を有する水平偏波素子の小型化」では、無給電素子の位置を Halo アンテナの外側に配置することで、素子高を大幅に低減した小型かつ広帯域な Halo アンテナについてシミュレーションにより検討した。

第 5 章「垂直偏波素子の広帯域・小型化」では、第 4 章で提案した水平偏波素子の内部に挿入するための垂直偏波素子について検討する。平面ループスロットアンテナを円筒状に折り曲げることによって細径かつ広帯域な垂直偏波無指向性アンテナについて検討する。

第 6 章「広帯域・小型直交偏波アンテナ」では、第 4 章で提案した 2 個の無給電素子を装荷した 2 重殻 Halo アンテナの内部に、第 5 章で提案した円筒ループスロットアンテナを挿入した広帯域・小型な直交偏波無指向性アンテナについて検討する。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 7 章「結論」では本研究のまとめを述べる。

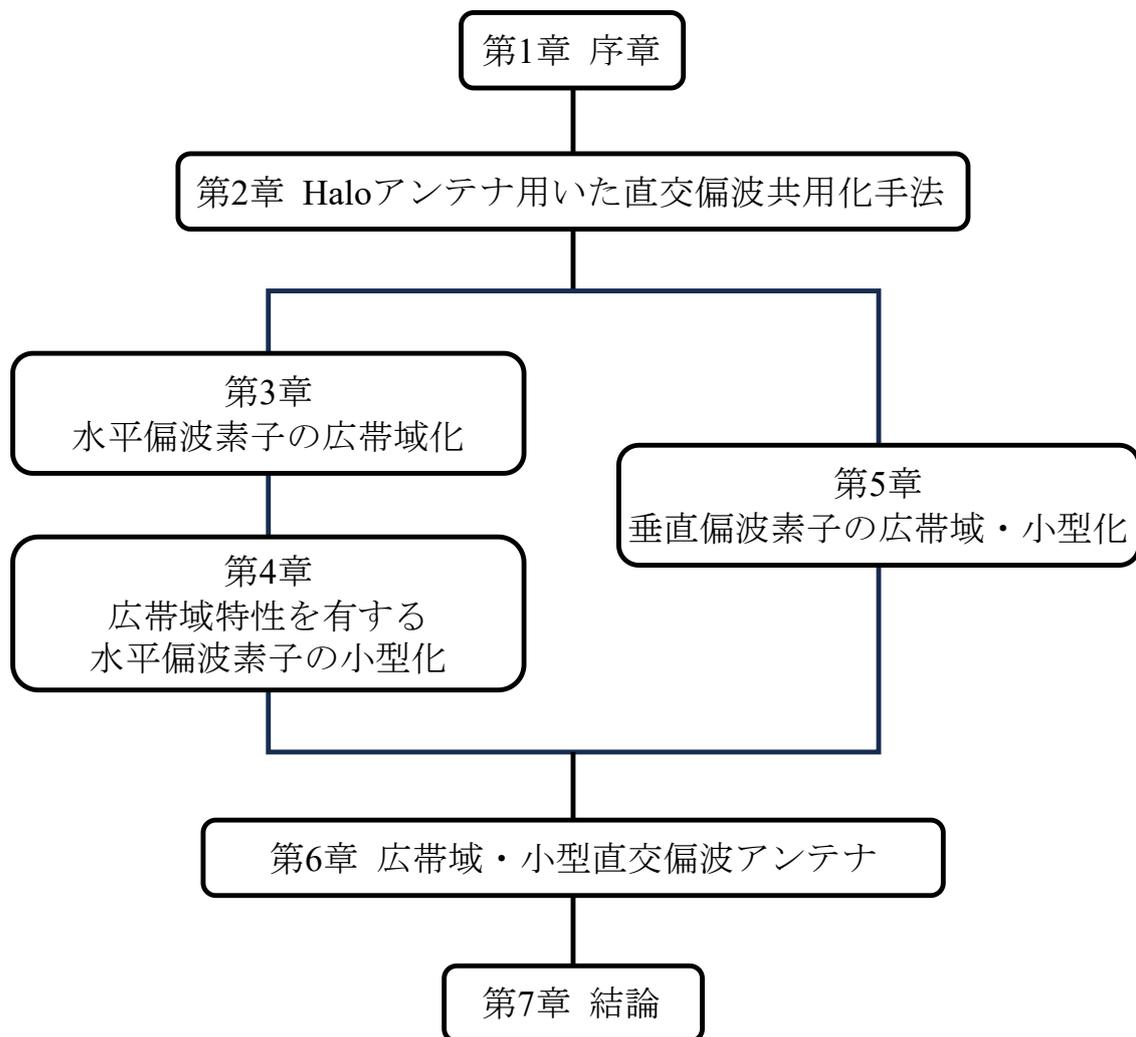


図 1.3 本論文の構成.

第2章 Halo アンテナを用いた直交偏波共用化手法

2.1 まえがき

本章では、2 個の無給電素子を装荷した Halo アンテナの内部に垂直偏波素子としてダイポールアンテナを挿入した直交偏波無指向性アンテナについて検討する。図 2.1 に直交偏波無指向性アンテナの先行研究を示す。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 $|S_{11}|$ 及び $|S_{22}| \leq -10$ dB における下限周波数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。図より、赤斜線で示す比帯域幅及び占有体積の領域に関する報告は確認できない。

本章では、赤斜線で示す領域内の直交偏波無指向性アンテナの実現を目標とする。

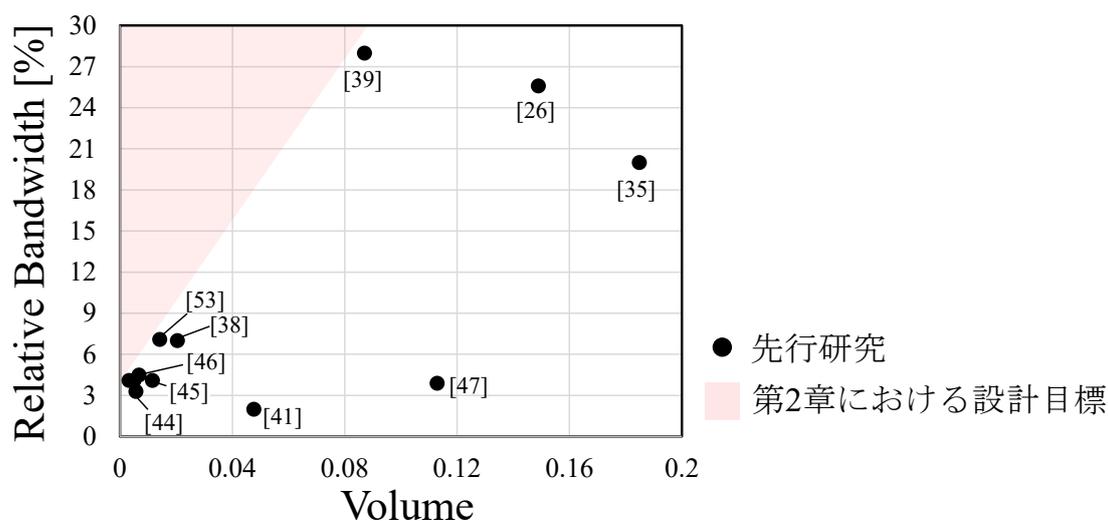
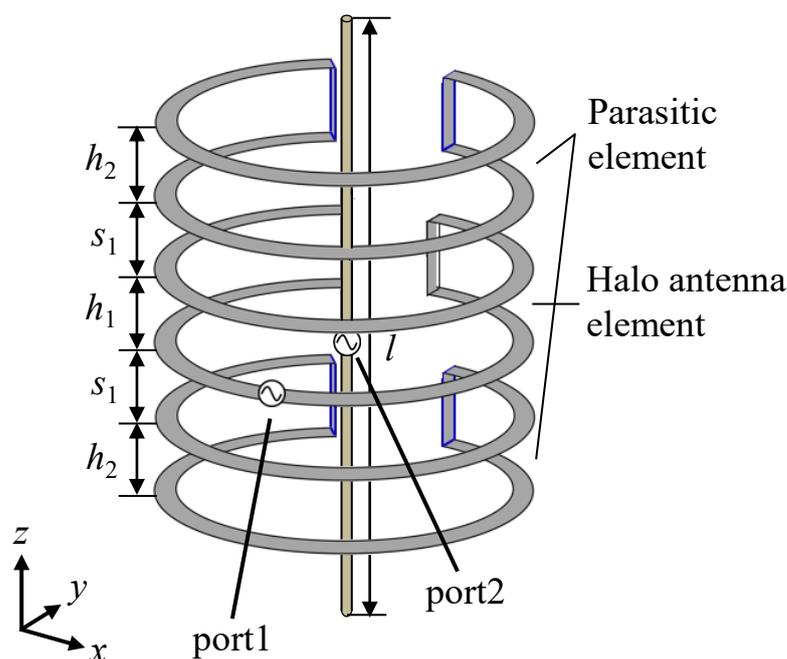


図 2.1 直交偏波無指向性アンテナの先行研究 (占有体積と比帯域幅の関係)

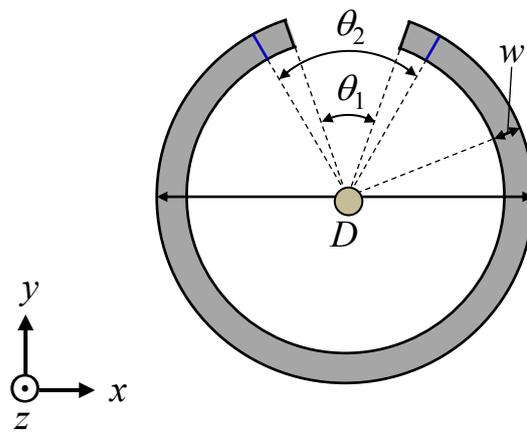
2.2 Halo アンテナを用いた直交偏波アンテナの小型化の検討

2.2.1 アンテナの構成

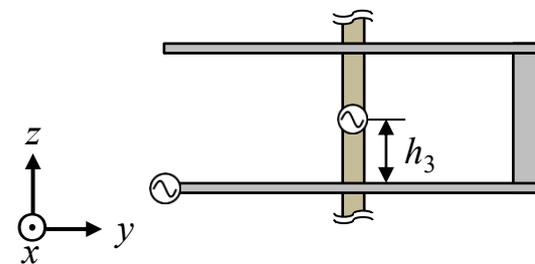
図 2.2 に提案アンテナの構成を示す。提案するアンテナは、無給電素子を 2 個装荷した Halo アンテナとダイポールアンテナで構成される。無給電素子は Halo アンテナを中心として鉛直方向に対称に装荷し、Halo アンテナ内部の中心に垂直偏波用素子としてダイポールアンテナを設置している。また port1 及び port2 はそれぞれ Halo アンテナとダイポールアンテナへの給電位置とする。ここでは移動体通信用アンテナの周波数帯域として一般的に使われる 800 MHz 帯を基準とし、基本とする構造パラメータは、 $h_1 = 30 \text{ mm}$, $h_2 = 30 \text{ mm}$, $h_3 = 15 \text{ mm}$, $s_1 = 30 \text{ mm}$, $l = 177 \text{ mm}$, $w = 3 \text{ mm}$, $D = 50 \text{ mm}$, アンテナ素子の厚さは 0.3 mm とする。Halo アンテナ及び無給電素子のギャップ角度については、それぞれ $\theta_1 = 22^\circ$, $\theta_2 = 29^\circ$ とする。すなわち Halo アンテナを基準として外側の素子になるにつれてギャップ角度が広がるように設計する。



(a) 鳥瞰図



(b) 上面図 (xy plane)



(c) 側面図 (yz plane)

図 2.2 提案アンテナの構成

2.2.2 シミュレーション結果

図 2.3 及び図 2.4 に提案アンテナの入力インピーダンス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 800 MHz 及び 850 MHz とし、port1 及び port2 励振時は、それぞれ port2 及び port1 を 50Ω で終端している。また、直交偏波無指向性の評価は xy 平面において、port1 励振時は E_ϕ 成分を無指向性に、port2 励振時は E_θ 成分を無指向性にすることで実現するものとする。図 2.3 より、 $|S_{11}|, |S_{22}| \leq -10$ dB となる比帯域幅は 8 % (791 ~ 857 MHz) である。さらに、アンテナ素子径、素子高はそれぞれ、 0.13λ 、 0.47λ となっており、広帯域特性を維持しながら素子高を低減していることが確認できる。また port1 励振時においてキックが発生していることが分かる。これは、Halo アンテナと上下の無給電素子ではギャップ角の違いにより電流経路長に差がある構造となっているため、それぞれ異なった周波数で共振した素子が近接することにより発生したと考えられる。また、port2 励振時においても同様にキックが発生している。これは、Halo アンテナの内部に挿入することで、本来のダイポールアンテナの固有モードに加えて Halo アンテナに起因する新たなモードが発生したためと考えられる。この点については 2.2.3 項の CMA 解析にて詳しく考察する。次に放射パターンについては、Halo アンテナ励振時において xy 面で周波数が変化しても無指向性となっていることが確認できる。これは、Halo アンテナ内部に単一の対称導体を配置しても xy 面での放射パターンに与える影響は少ないことが報告されていることから[53]、内部にダイポールアンテナを挿入しても水平面内無指向性の放射パターンを維持することができたと考えられる。また、 zx, yz 面の放射パターンにおいても、単体の Halo アンテナと同じパターンを維持していることが確認できる。よって、Halo アンテナは内部のダイポールアンテナに依存せず、独立して励振できることが分かる。一方でダイポールアンテナの放射パターンは yz 面では $\phi = 90^\circ$ 方向、すなわち Halo アンテナのギャップ方向において 8 の字の指向性が偏って強く放射していることが分かる。また、 xy 面では $\phi = 90^\circ$ 方向で強く放射されている反面、 $\phi = 270^\circ$ 方向での放射が弱く、特に 850 MHz の時に偏差が大きく発生していることが確認できる。 xy 面の放射パターンの最大偏差の周波数特性を図 2.5 に示す。図の斜線部は図 2.3 の $|S_{11}|, |S_{22}| \leq -10$ dB となる帯域 (791~857 MHz) を示している。port1 励振時において、最大偏差が 3 dB 以下となる帯域は 791~854 MHz である。よって、動作帯域内で概ね無指向性の放射パターンであることが確認できる。一方で、port2 励振時は 2.68~12.49 dB となり、周波数が高くなるごとに偏差が大きく発生していることが確認できる。図 2.6 に 800 MHz 及び 850 MHz における電界分布を示す。port1 励振時における Halo アンテナの給電点 ($z = 0$) で切った xy 面の電界分布を

図 2.6 (a), port1 及び port2 励振時における yz 面 ($x = 0$) の電界分布を図 2.6 (b), (c) に示す. 図 2.6 (a) より, いずれの周波数においても, 全方位に励振しているため, 無指向性の放射パターンになることが分かる. また図 2.6 (b) より, ギャップ部において強く励振していることから, 図 2.6 (a) の xy 面において Halo アンテナのギャップ方向 ($\phi = 0 \sim 180^\circ$ 方向) での放射が強くなったと考える. 図 2.6 (c) より, 周波数が高くなるごとに Halo アンテナのギャップの逆方向で励振が強くなっていることが分かる.

以上より, 本検討モデルでは, Halo アンテナにおいては無指向性の放射パターンを有するが, ダイポールアンテナは高い周波数になるにつれ偏差が大きく発生し, 無指向性を維持することができないことが分かった.

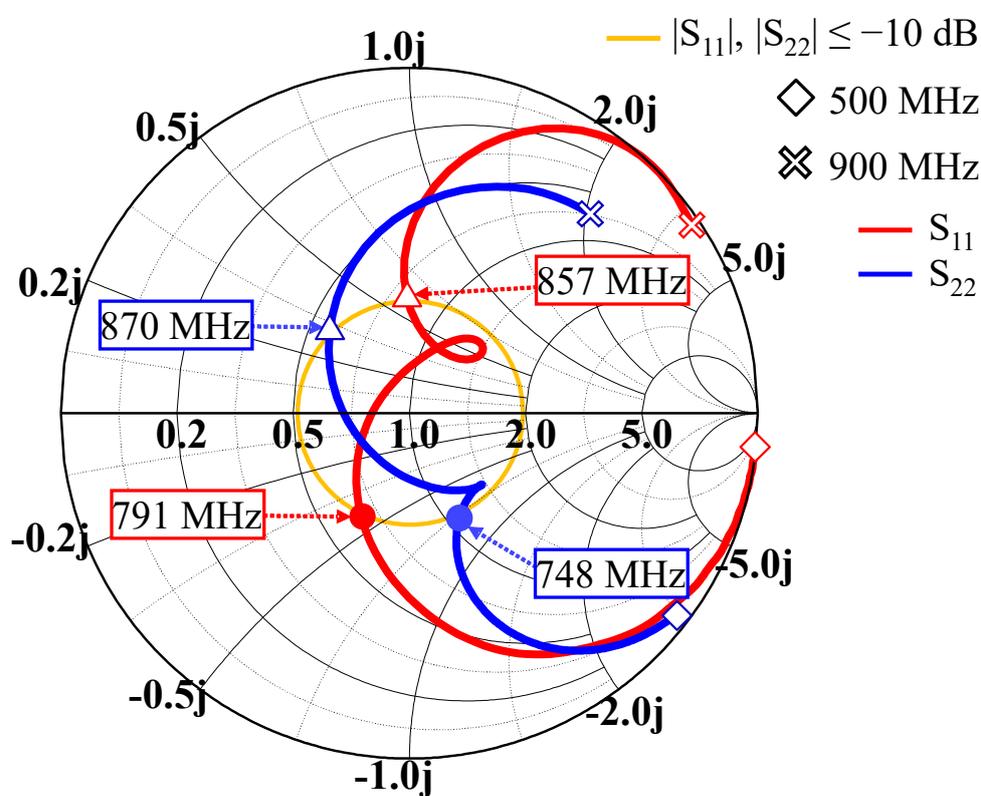
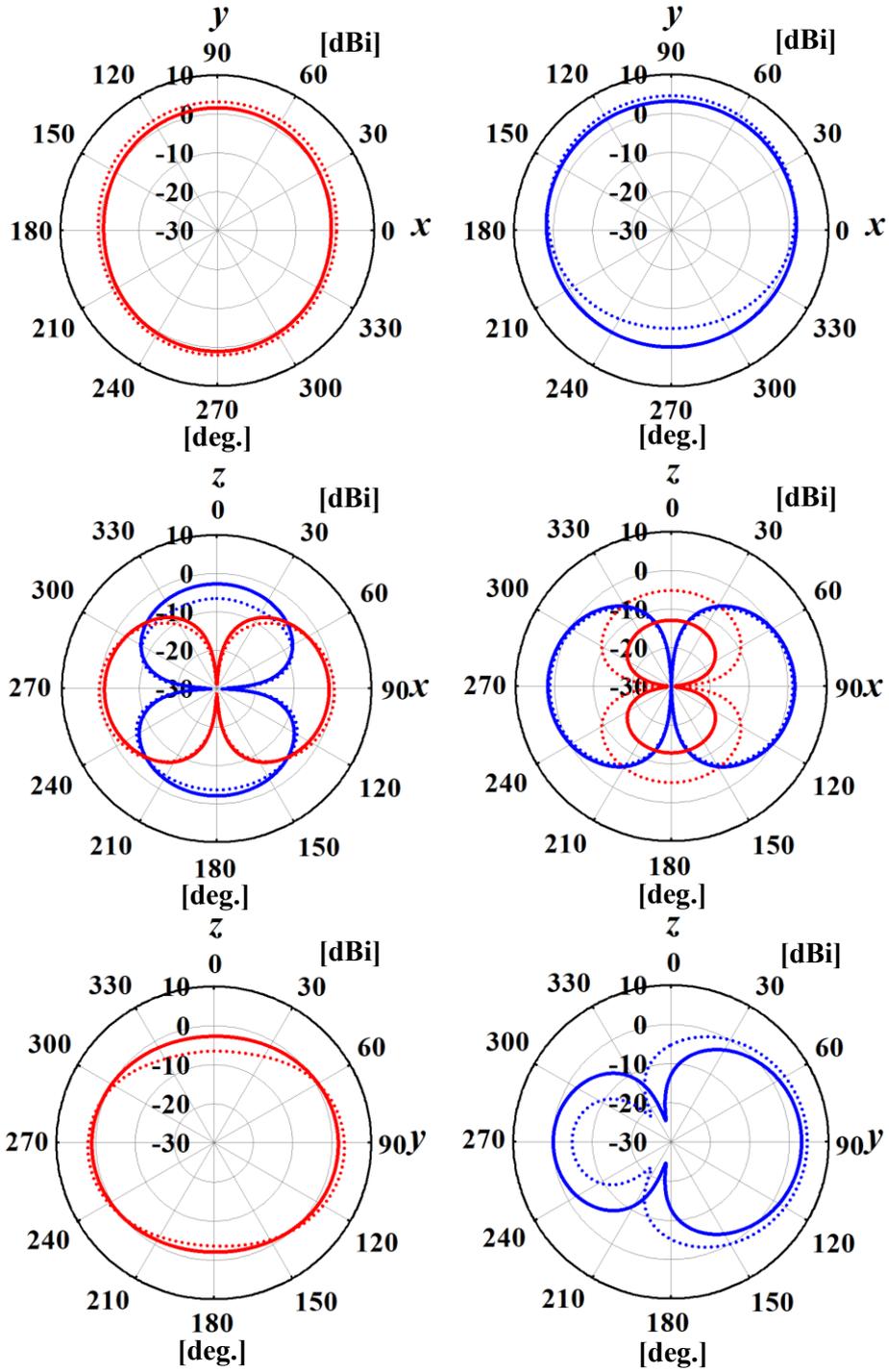


図 2.3 提案アンテナの入力インピーダンス特性

800 MHz E_ϕ : — E_θ : —

850 MHz E_ϕ : E_θ :



(a) port1 励振時

(b) port2 励振時

図 2.4 提案アンテナの放射パターン

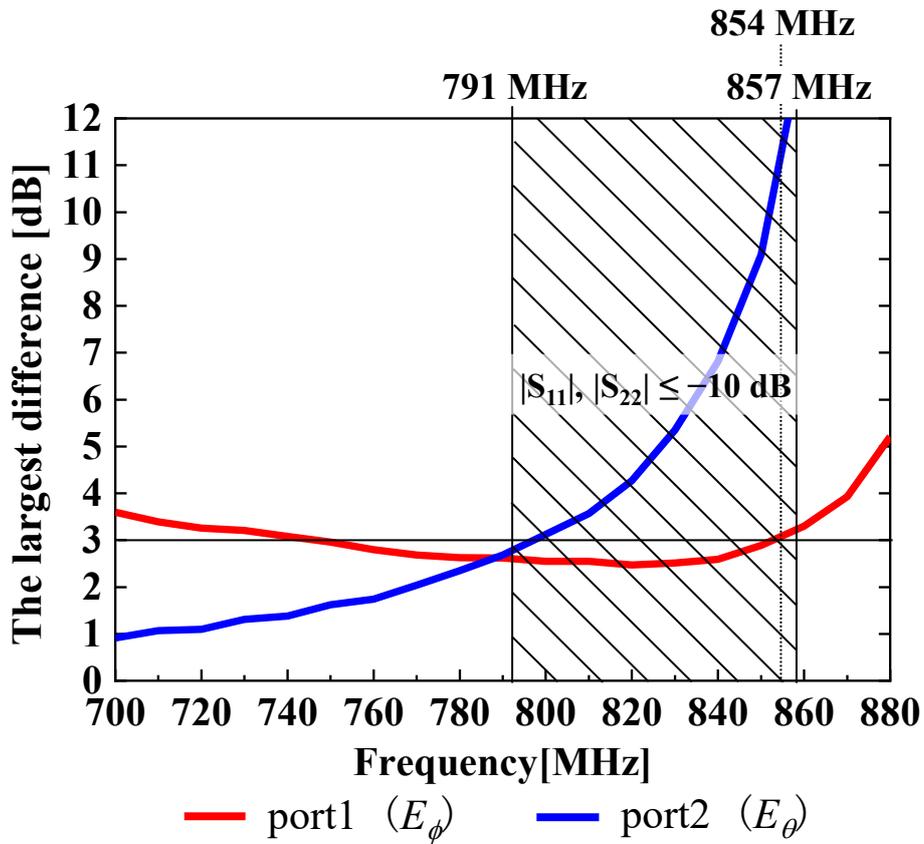
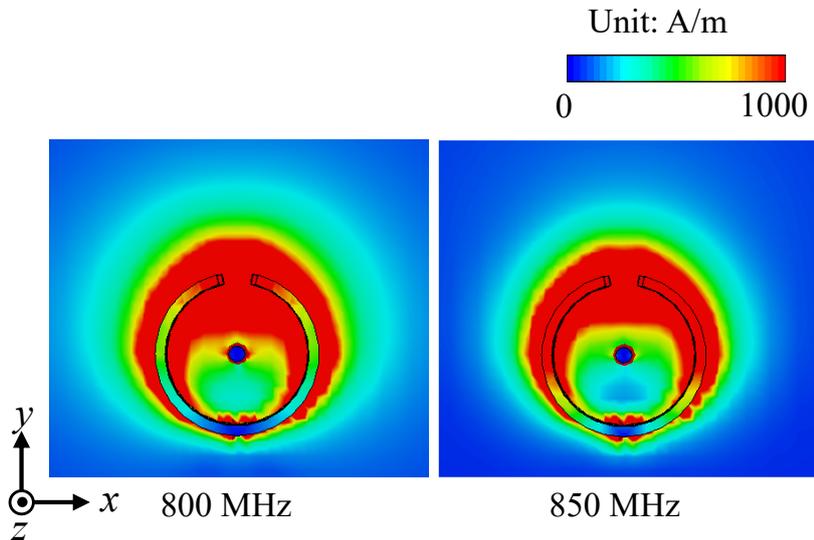
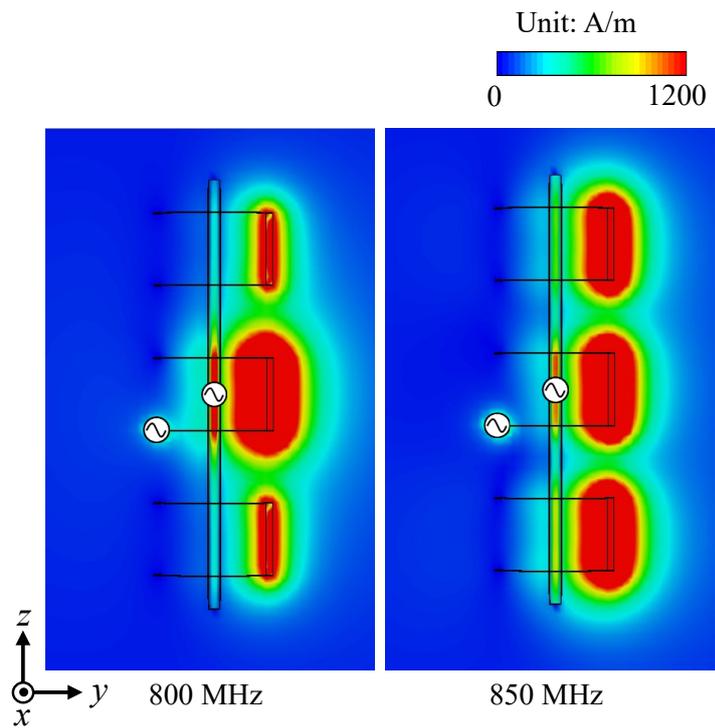


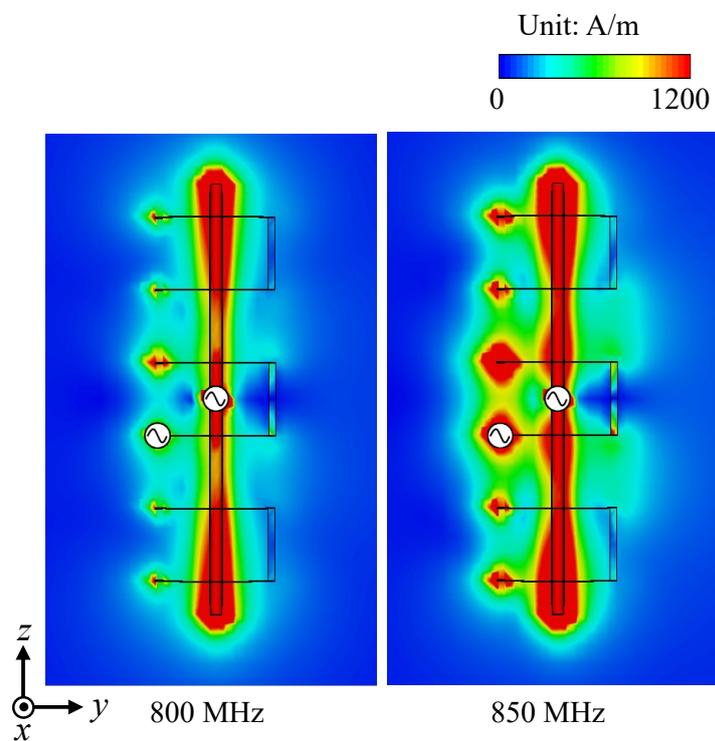
図 2.5 xy 面における放射パターンの最大偏差



(a) port1 励振時 xy -plane ($z = 0$ mm)



(b) port1 励振時 yz -plane ($x = 0$ mm)



(c) port2 励振時 yz -plane ($x = 0$ mm)

図 2.6 提案アンテナの電界分布

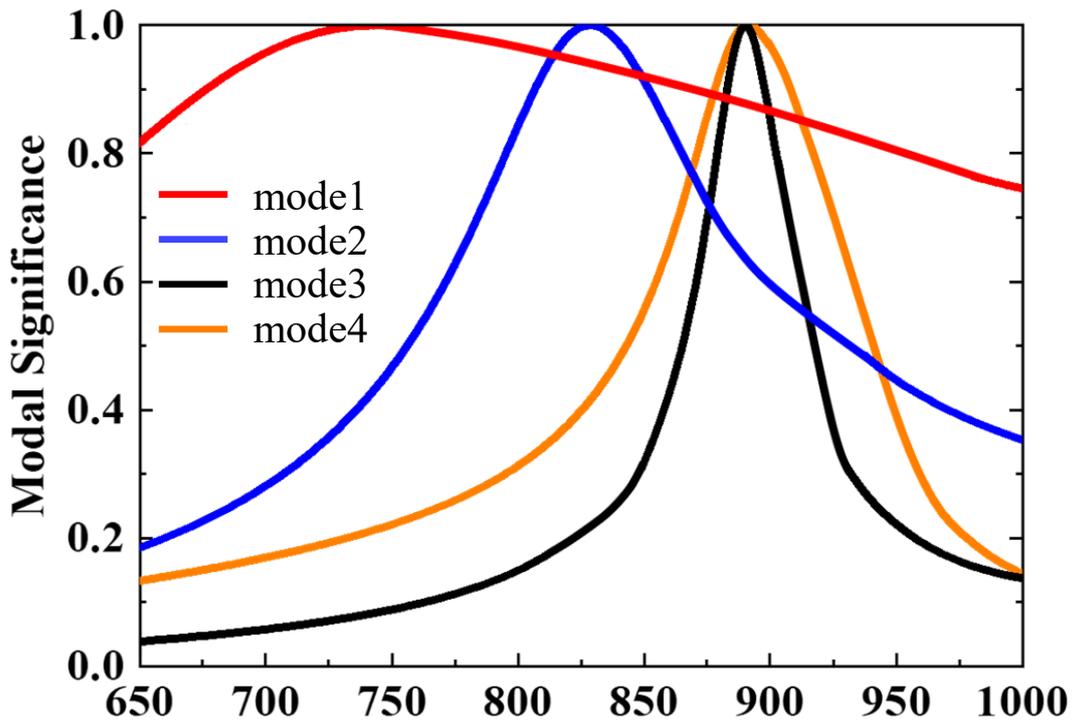
2.2.3 CMA 解析による考察

前項において、無給電素子を2個装荷した Halo アンテナの内部にダイポールアンテナを挿入したことにより、Halo アンテナにおいては無指向性の放射パターンを有するが、ダイポールアンテナは高い周波数になるにつれ偏差が大きく発生し、無指向性を維持することができないことが確認できた。本項では、Characteristic Mode Analysis (CMA) を用いて電流分布を求め、ダイポールアンテナの放射パターンが高周波領域で劣化した理由について考察する。

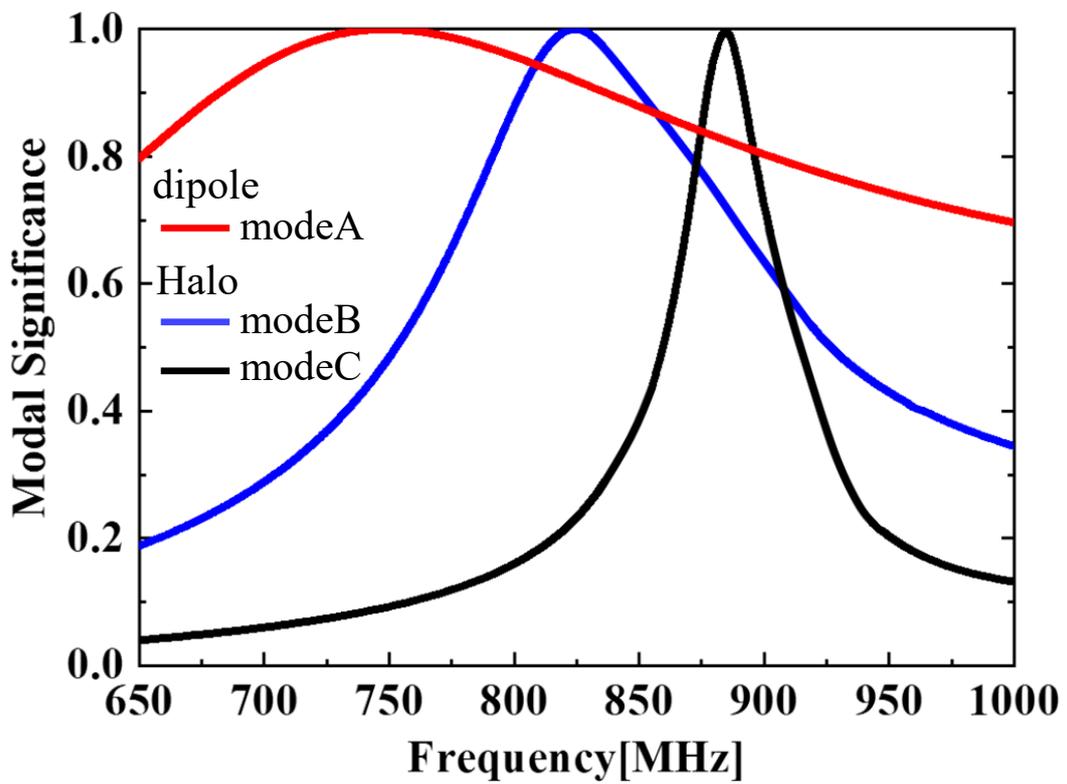
CMA はアンテナ形状に応じた固有の励振モードを解析することができる[56]。ここで、給電要素を除外した場合においては電流分布、モードの大きさを評価する Modal Significance (MS) が、給電要素を考慮したモデルの CMA では給電により励振される電界と電流分布を評価するモード重み係数 Modal Weighting Coefficient (MWC) が与えられる。本項においては1つのモデルに対して、30個のモードを解析し、MWC を考慮して、 $MS \geq 0.7$ となるモードを選択する。図 2.7 に解析モデルの MS 特性を示す。(a) は提案アンテナ、(b) は2個の無給電素子を装荷した Halo アンテナ及びダイポールアンテナをそれぞれ分解した場合の MS である。図 2.7 (a) より $MS = 1$ となるモードが4つあり、 $MS = 1$ となる各モードに対応する周波数は mode1 (745 MHz), mode2 (829 MHz), mode3 (890 MHz), mode4 (891 MHz) である。また図 2.7 (b) よりダイポールのモード数が1つ、無給電素子付き Halo アンテナのモード数は2つであり、周波数はそれぞれ modeA (748 MHz), modeB (824 MHz), modeC (884 MHz) である。また図 2.7 (a) 及び (b) を比較すると、mode4 が提案アンテナにおいて新たに発生したモードであることが確認できる。

図 2.8 に提案アンテナの各モードに対する電流分布を示す。周波数は偏差が大きく発生している 850 MHz である。図 2.8 より mode1 はダイポール素子の垂直成分で同相に励振していることからダイポール素子が支配的であることが分かる。mode2 はダイポール素子及び Halo 素子のギャップ部では電流が打ち消しあい、Halo 素子のループ部において同相に電流が流れている。mode3 は垂直偏波成分では mode2 と同様の電流動作であるが、無給電素子と Halo アンテナの電流経路が逆相になっている。よって mode2, mode3 においては Halo 素子が支配的なモードであることが分かる。mode4 はダイポール素子及び Halo 素子のギャップ部の電流が逆相に強く励振していることが確認できる。

以上より、port2 励振時において偏差が大きく発生した理由は mode4 が影響したためと考える。したがって、mode4 を抑制するような構造を考える必要がある。



(a) 提案アンテナの MS 特性



(b) ダイポール及び Halo アンテナのみの MS 特性

図 2.7 提案アンテナの各モードの MS 特性

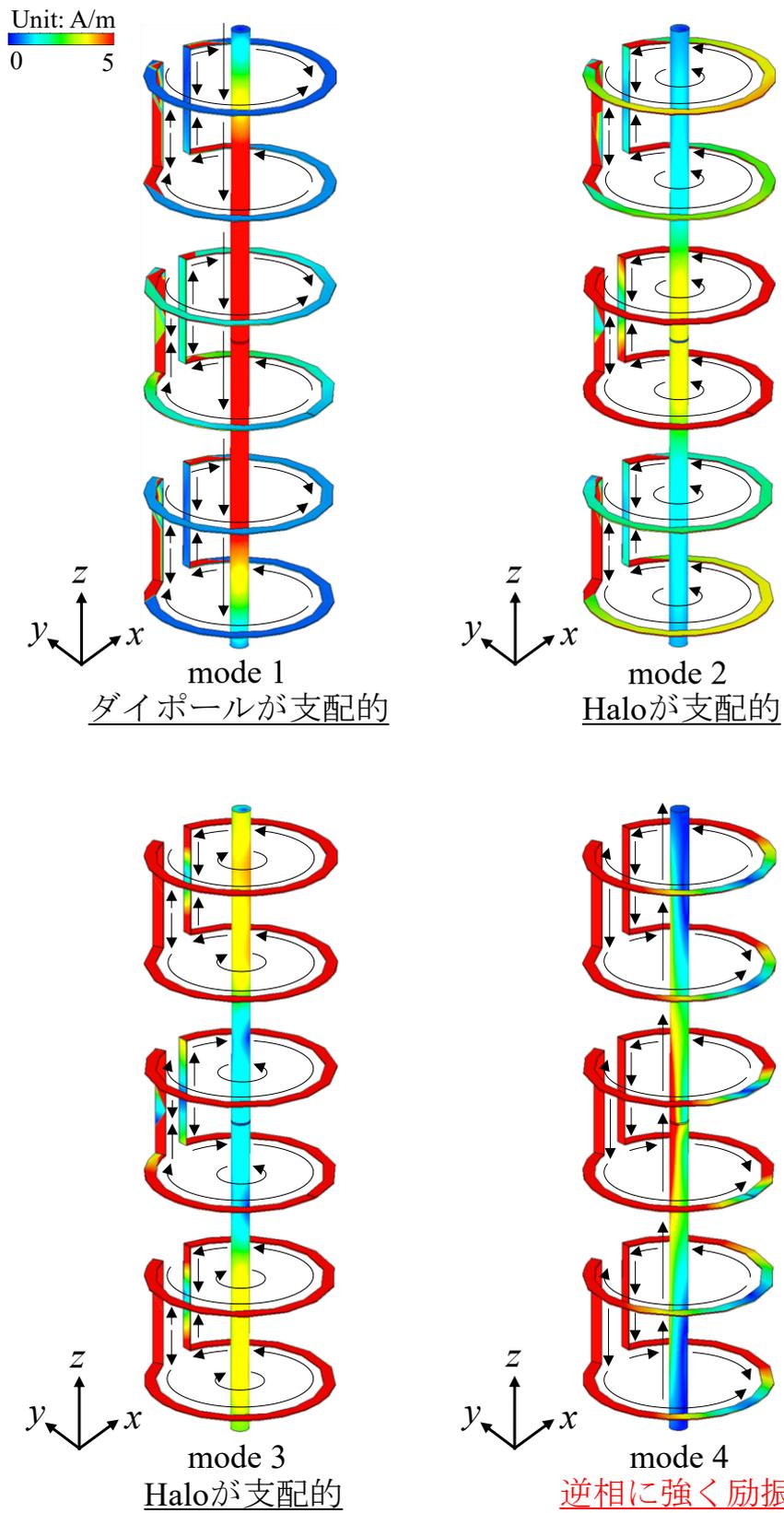


図 2.8 提案アンテナの各モードの電流分布

2.2.4 試作及び測定結果

図 2.9 に試作したアンテナ，図 2.10 に S パラメータ特性の測定結果を示す。提案アンテナは真鍮で製作し，各素子の隙間は発泡スチロールで埋めている。Halo 素子は基本的に折返しダイポールアンテナであり，自己平衡作用があるため，給電部は直接同軸ケーブルから行う。また，ダイポールアンテナの給電には，漏れ電流を抑制するために，シュペルトップバランを接続している。また同軸ケーブルによる指向性の歪みをできるだけ軽減するため，Halo 素子のギャップ部の反対方向に両方の同軸ケーブルを伸ばして給電を行う。次に S パラメータ特性については，シミュレーション結果と測定結果の $|S_{11}|$ 及び $|S_{22}|$ 特性が -10 dB 以下となる帯域はよく一致しており，計測値でアンテナ素子径が 0.13λ ，アンテナ素子高が 0.47λ ，比帯域幅は 7.9% ($791 \sim 856$ MHz) である。なお，mode4 の影響により若干結合が劣化している傾向になっているが，帯域内において $|S_{21}| \leq -20$ dB の偏波間アイソレーションを実現した。

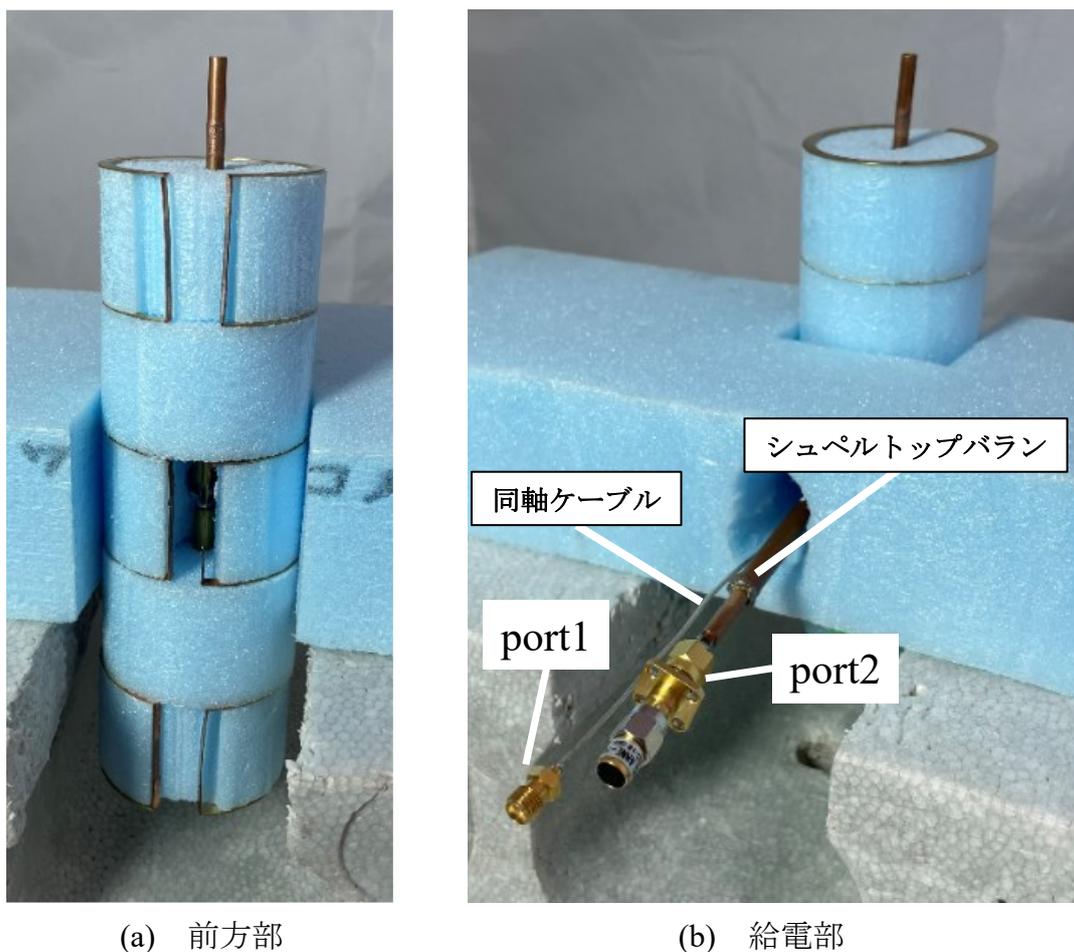
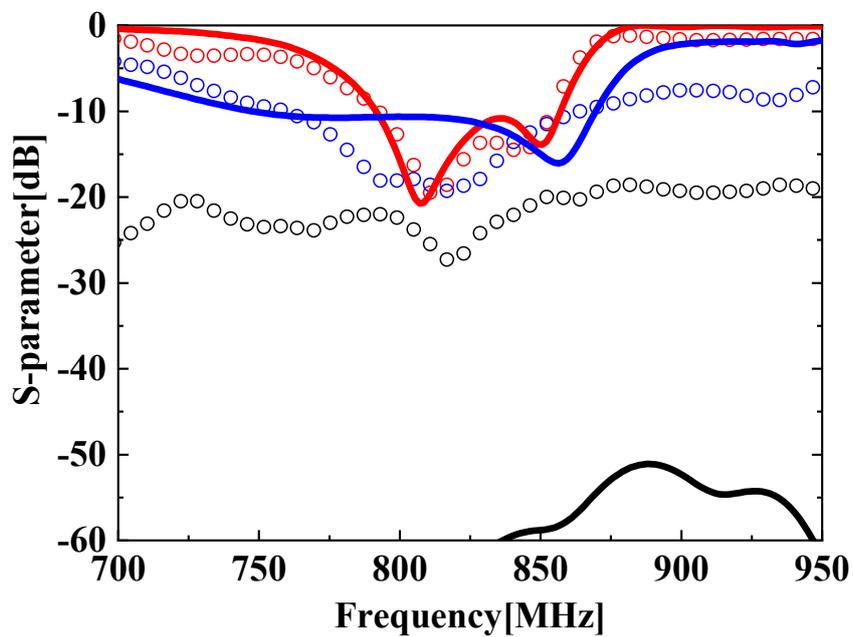


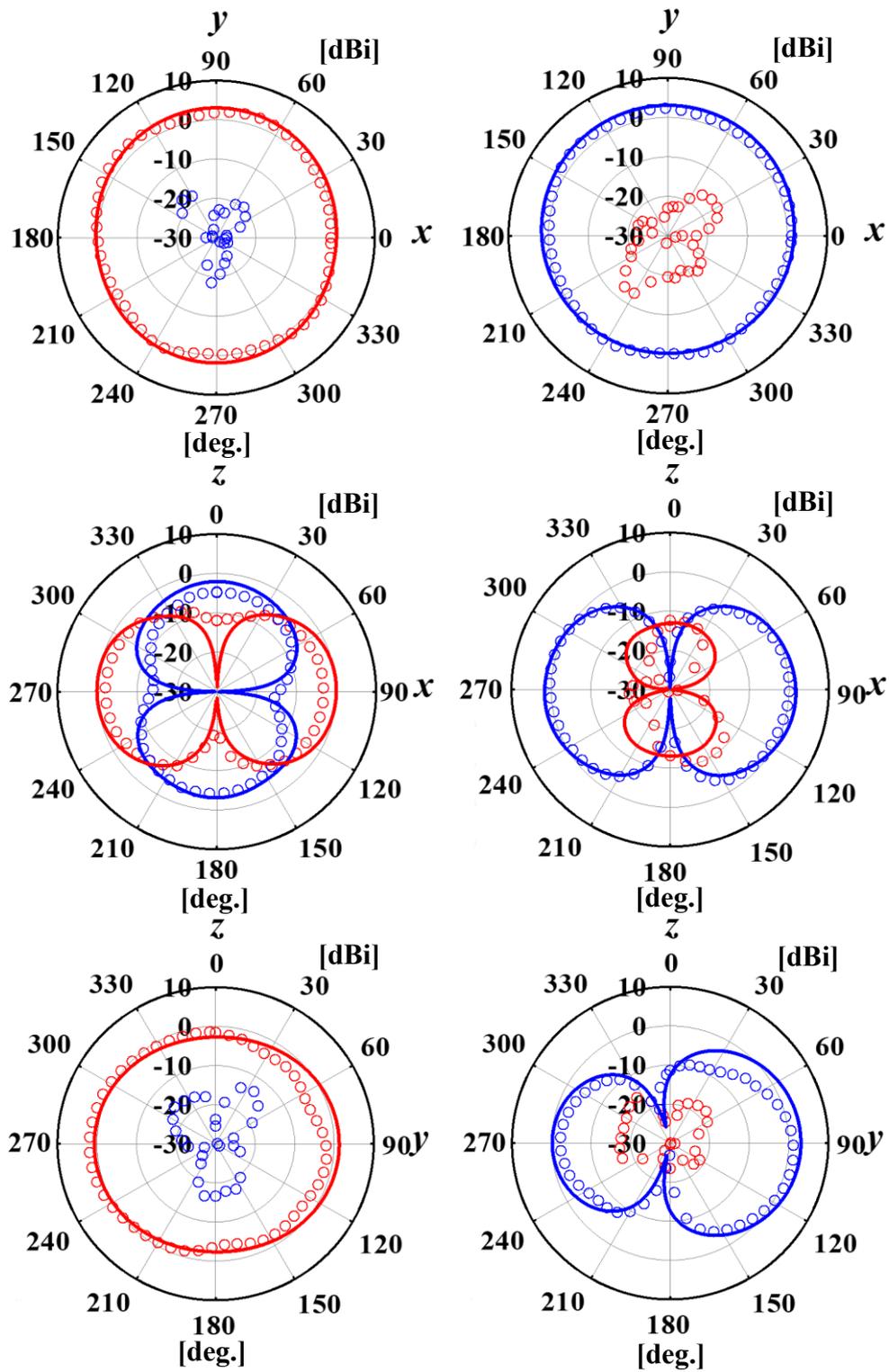
図 2.9 試作アンテナの外観



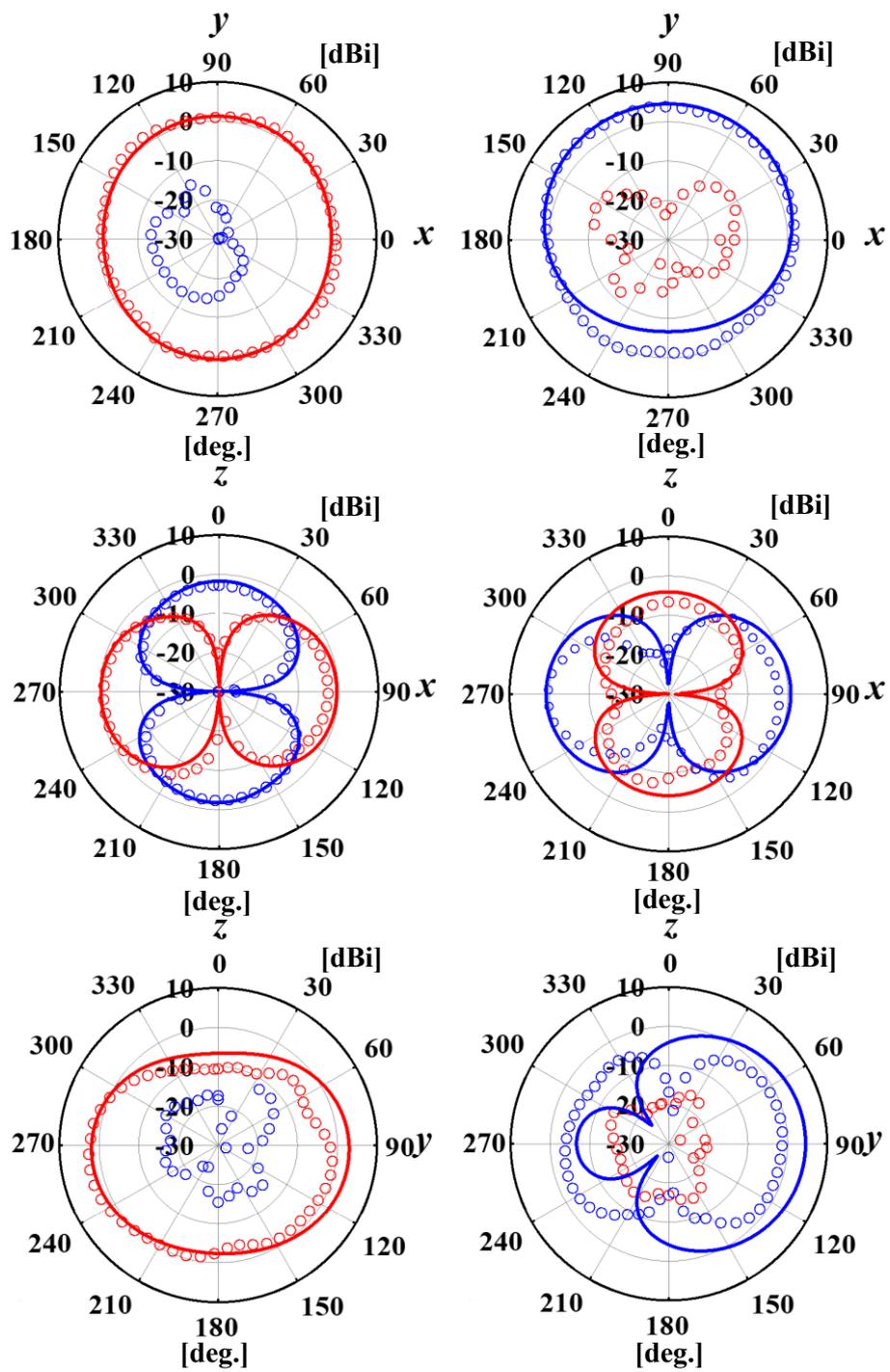
Simulation : — S_{11} (Halo) — S_{22} (Dipole) — S_{21} (Mutual coupling)
 Measurement : ○○ S_{11} (Halo) ○○ S_{22} (Dipole) ○○ S_{21} (Mutual coupling)

図 2.10 試作アンテナの S パラメータ特性

図 2.11 に放射パターンの測定結果を示す。周波数 800 MHz 及び 850 MHz である。図 2.11 より、 xy 面において 800 MHz 及び 850 MHz における最大偏差は port1 励振時において 3.9 dB, 3.8 dB, port2 励振時において、3 dB, 5.5 dB である。シミュレーション結果と同様に port2 励振時において周波数が高くなるごとに偏差が大きくなっていることが確認できる。



(a) 800 MHz



(b) 850 MHz

Simulation : — E_ϕ — E_θ
 Measurement : ○○○ E_ϕ ○○○ E_θ

図 2.11 試作アンテナの放射特性

2.3 垂直偏波素子の放射パターンの改善検討

2.3.1 短絡素子の装荷

前節では、Halo アンテナの内部にダイポールアンテナを挿入した細径かつ低姿勢な無指向性の直交偏波共用アンテナについて検討した。しかしながら、垂直偏波素子の水平面内の放射パターンにおいて周波数が高くなるごとに偏差が大きくなっていることが確認できた。その原因について CMA を用いて考察したところ、偏差が発生したと考えられる不要モードを確認した。不要モードは Halo アンテナ及び無給電素子のギャップ部とダイポールアンテナにおいて逆相に強く電流が励振していた。不要モードを抑制するためには、電流が偏らないようなアンテナ構造にする必要がある。図 2.12 に不要モードを抑制するための改善手法として、Halo アンテナ及び無給電素子のギャップ方向の反対側に短絡素子を装荷した構成を示す。短絡素子をギャップ部と同角度に装荷することにより、対象構造とした。図 2.13 に短絡素子装荷した提案アンテナの構成を示す。Halo アンテナと 2 個の無給電素子及びダイポールアンテナで構成され、ギャップ角と同角度で反対側に短絡素子を装荷している。各パラメータについては図 2.13 の通りである。

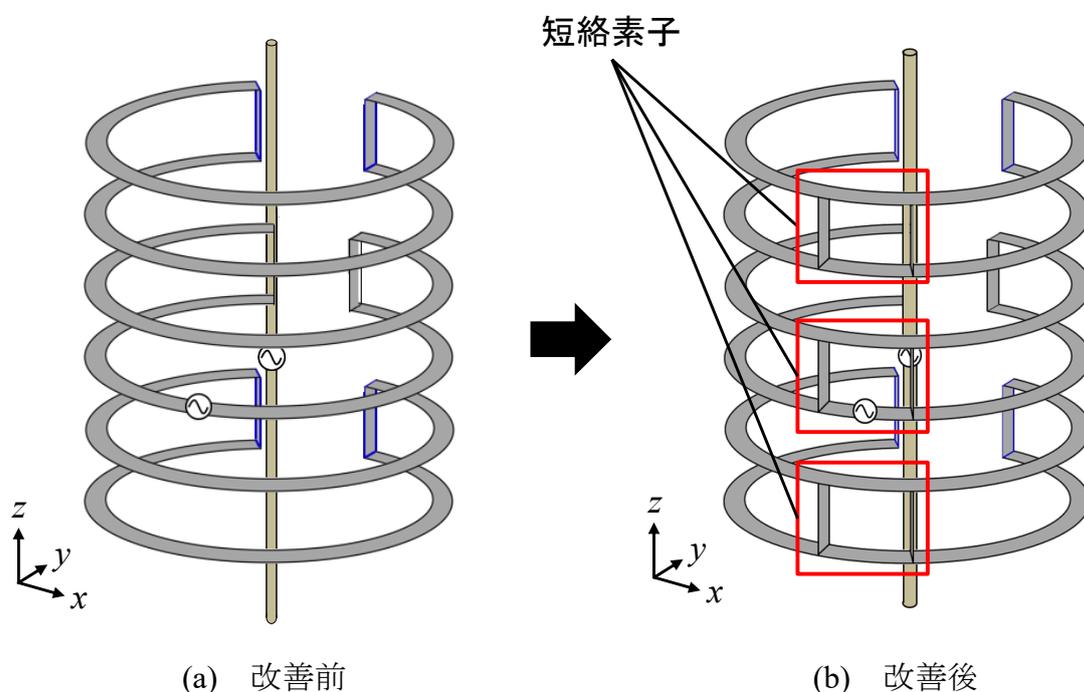
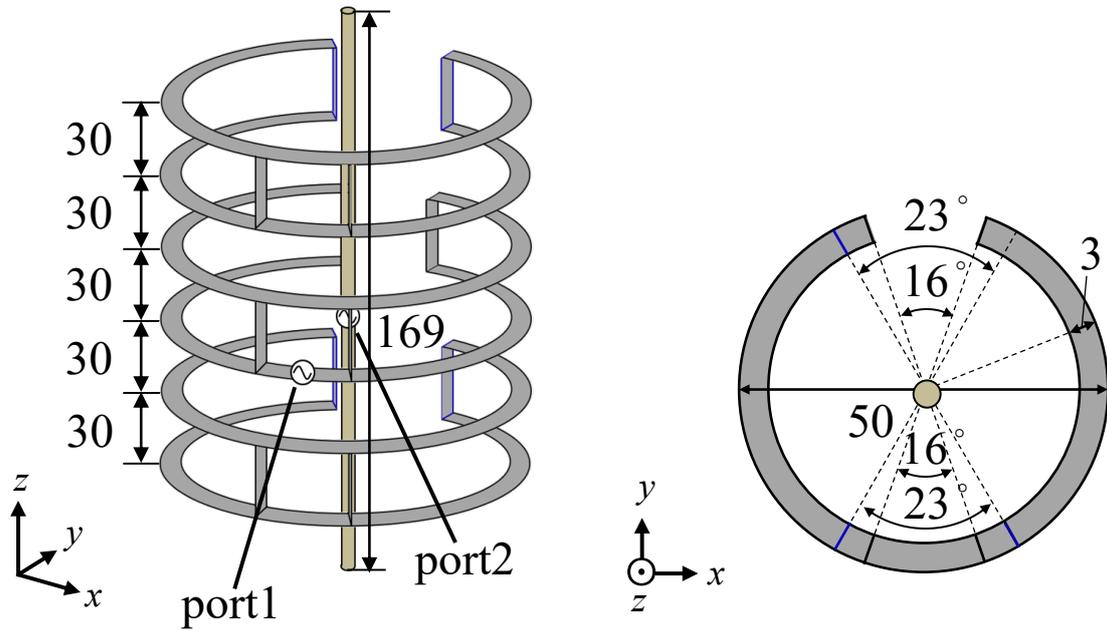


図 2.12 短絡素子の装荷

Unit : mm



(a) 鳥瞰図

(b) 上面図

図 2.13 短絡素子付提案アンテナの構成

2.3.2 シミュレーション結果

図 2.14 及び図 2.15 に提案アンテナの入力インピーダンス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 770 MHz 及び 830 MHz とする。 $|S_{11}|, |S_{22}| \leq -10$ dB となる比帯域幅は 8.7% (764 ~ 834 MHz) であり、アンテナ素子径、素子高はそれぞれ、 0.13λ , 0.43λ である。また、port1 励振時において短絡素子を装荷する前と同様にキックが発生していることが確認できる。一方で、port2 励振時においては短絡素子を装荷する前はキックが発生していたが、短絡素子を装荷することにより不要モードが抑制されて 1 共振周波数特性になっていることから、各アンテナにおいて独立性が確保できていることが分かる。次に放射パターンについては、770 MHz 及び 830 MHz における最大偏差はそれぞれ port1 励振時において 2.4 dB, 2.8 dB, port2 励振時において、1.8 dB, 1.8 dB である。Halo アンテナ励振時において xy 面で周波数が増減しても短絡素子を装荷する前と同様に無指向性となっていることが確認できる。さらに、ダイポールアンテナ励振時においても xy 面で無指向性の放射パターンとなっていることが分かる。 xy 面の放射パターンの最大偏差の周波数特性を図 2.16 に示す。図の斜線部は図 2.14 の $|S_{11}|, |S_{22}| \leq -10$ dB となる帯域 (764 ~ 834 MHz) を示している。port1 及び port2 励振時において帯域内でいずれも最大偏差が 3 dB 以下であることが確認できる。図 2.17 に 770 MHz 及び 830 MHz における電界分布を示す。port1 励振時における Halo アンテナの給電点 ($z = 0$) で切った xy 面の電界分布を図 2.17 (a), port1 及び port2 励振時における yz 面 ($x = 0$) の電界分布を図 2.17 (b), (c) に示す。短絡素子装荷前は port2 励振時において Halo アンテナも励振していたが、図 2.17 (c) に示す通り短絡素子を装荷することによりダイポールアンテナが Halo アンテナに与える影響は少なく、独立性を保った励振をしていることが確認できる。

以上より Halo アンテナ及び無給電素子に短絡素子を装荷することで port2 の指向性偏差が改善され、直交偏波で無指向性の放射パターンになることが確認できた。

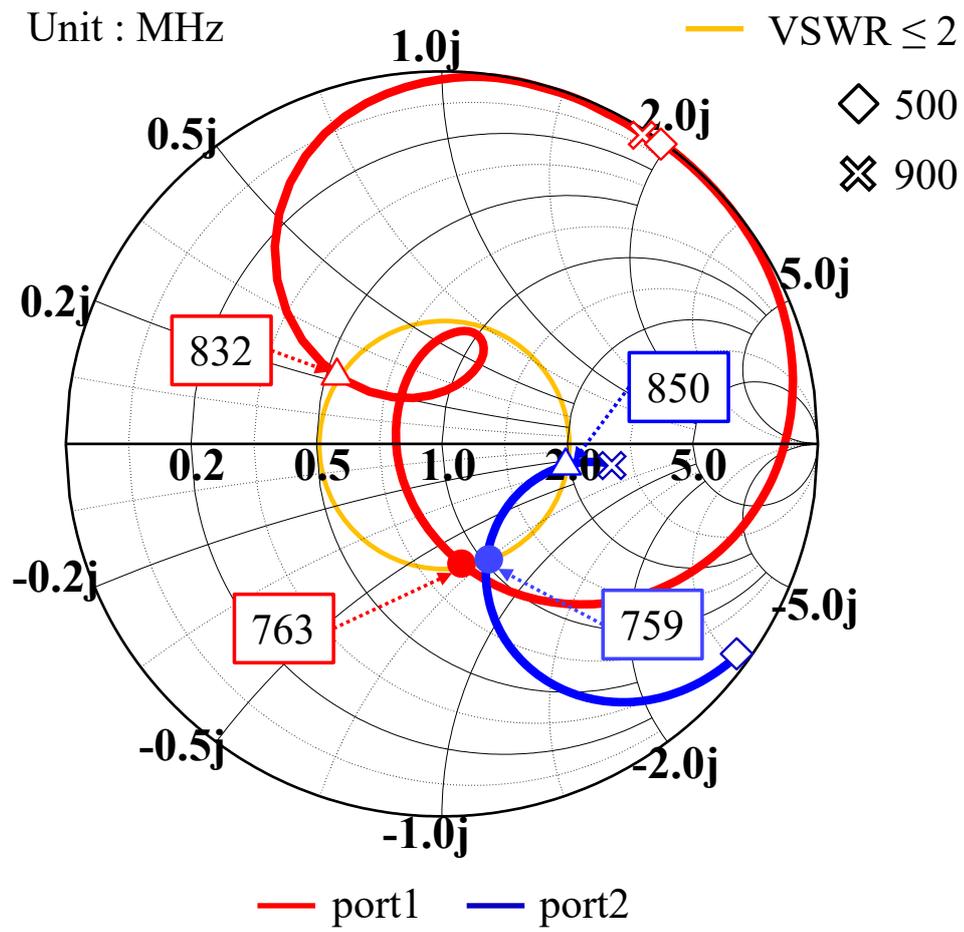
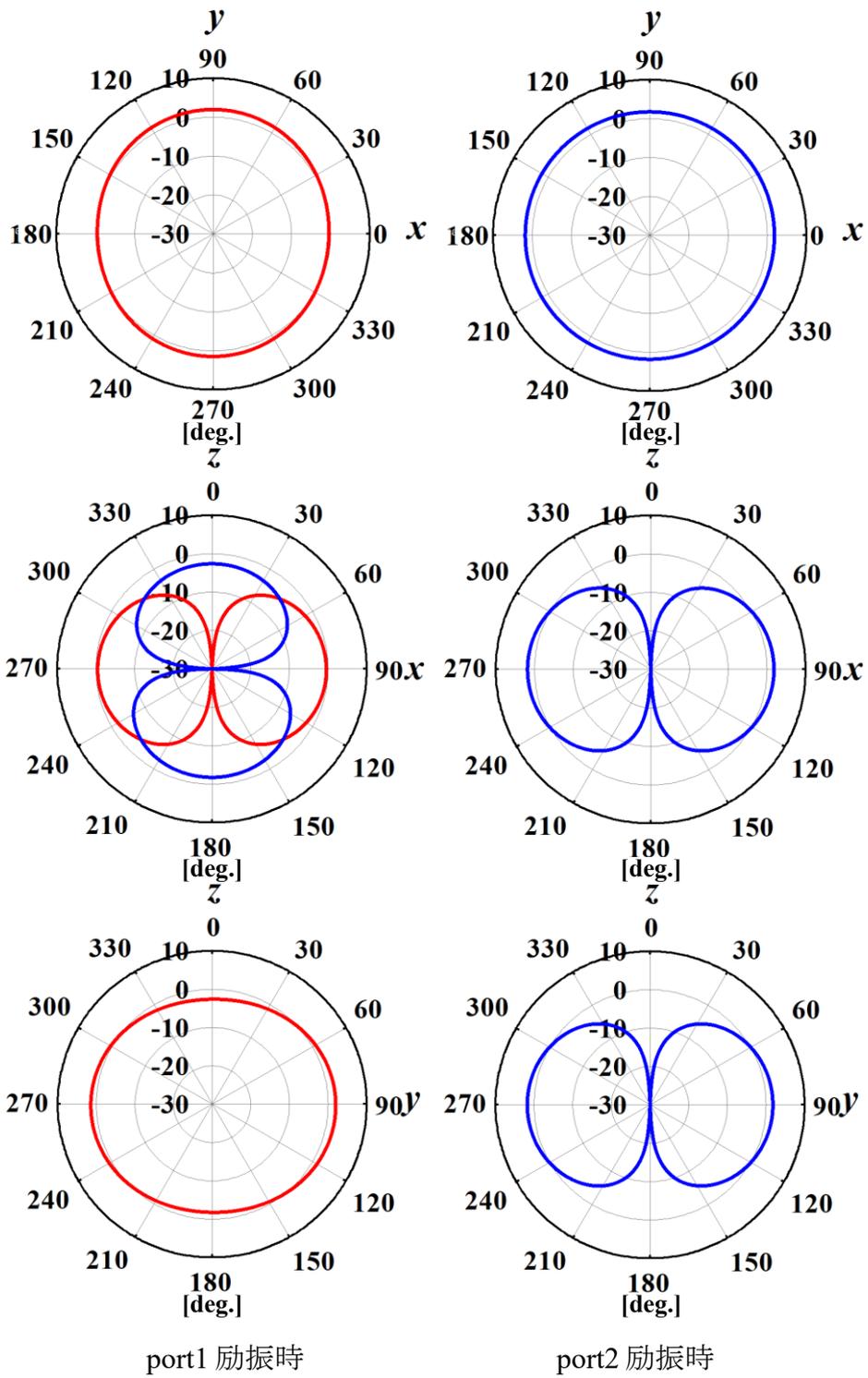
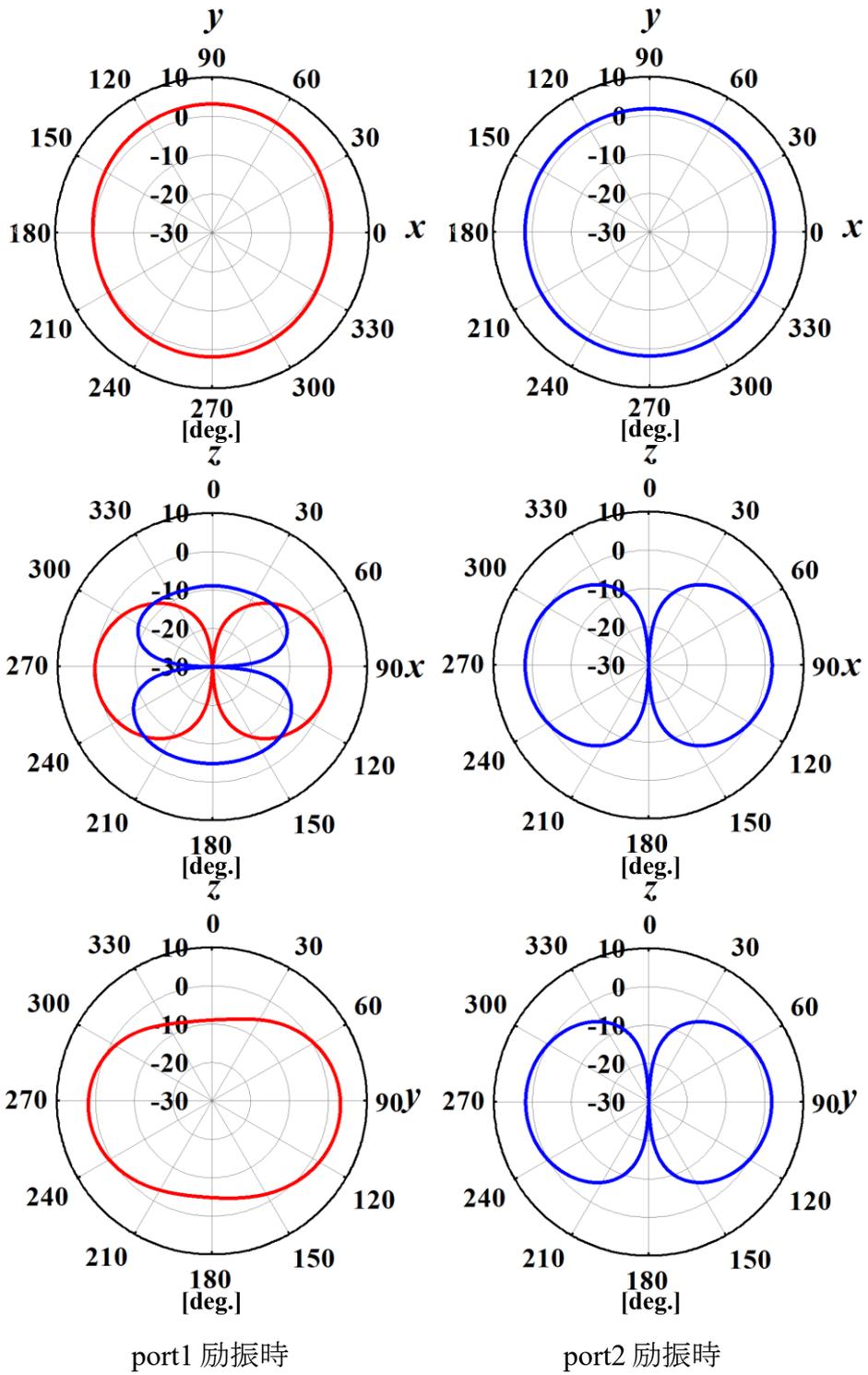


図 2.14 提案アンテナの入力インピーダンス軌跡



(a) 770 MHz



(b) 830 MHz

Unit : dBi — E_ϕ — E_θ

図 2.15 提案アンテナの放射特性

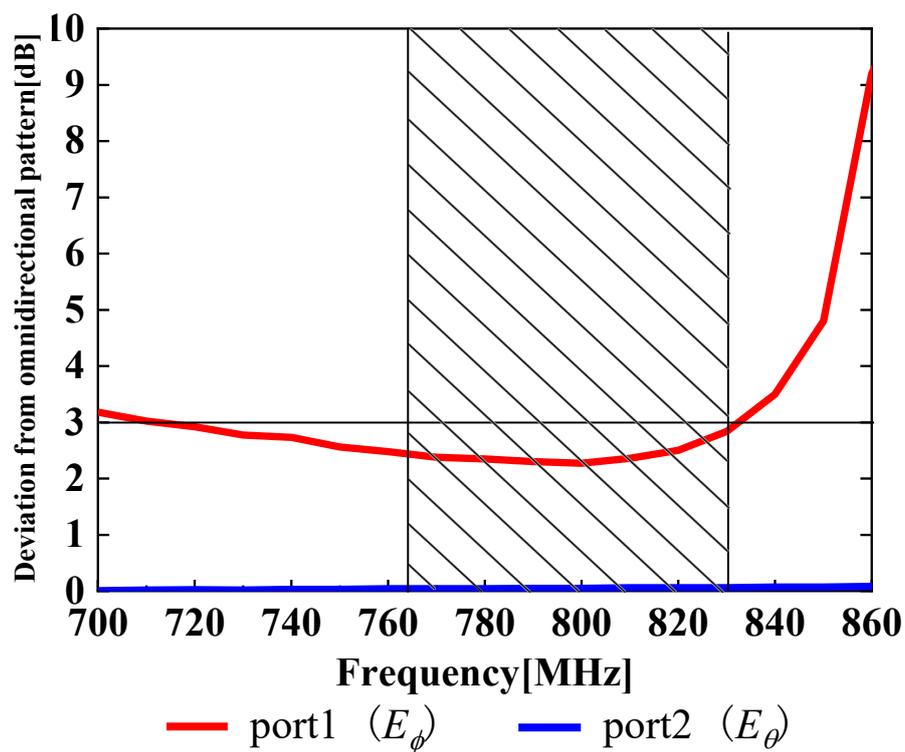
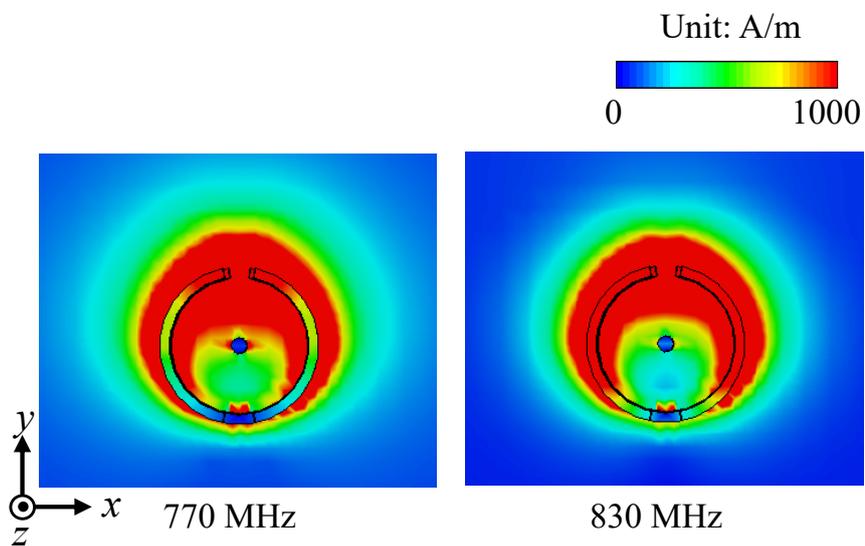
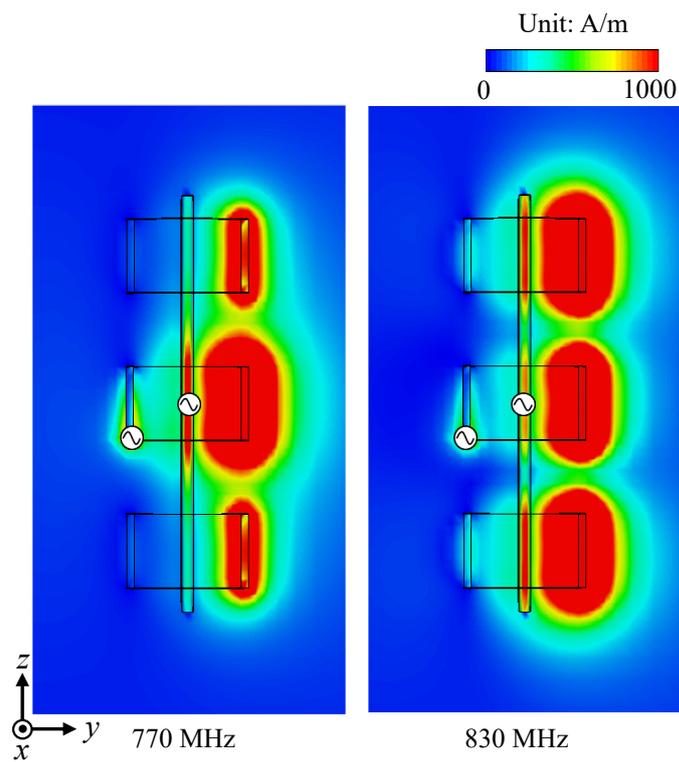


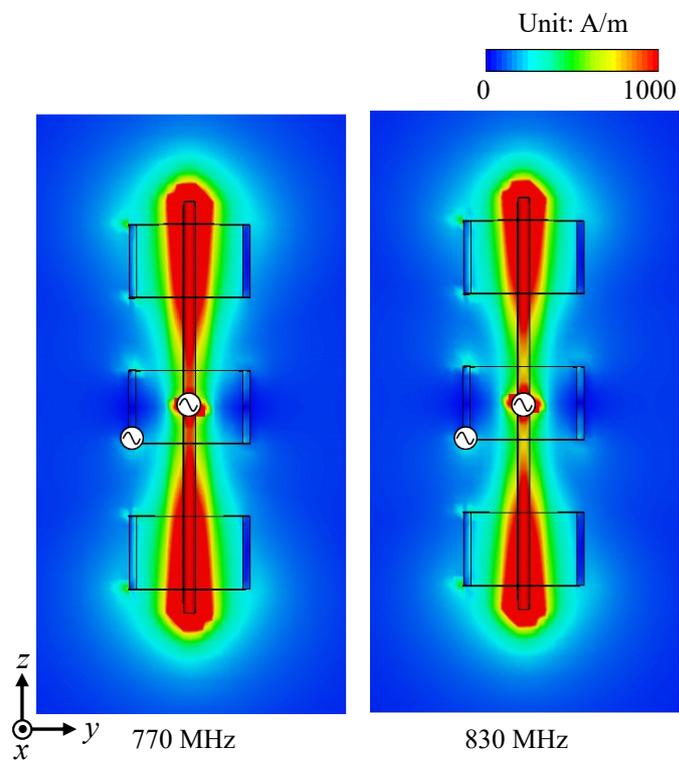
図 2.16 xy 面における放射パターンの最大偏差



(a) port1 励振時 xy -plane ($z = 0$ mm)



(b) port1 励振時 yz -plane ($x = 0$ mm)



(c) port2 励振時 yz -plane ($x = 0$ mm)

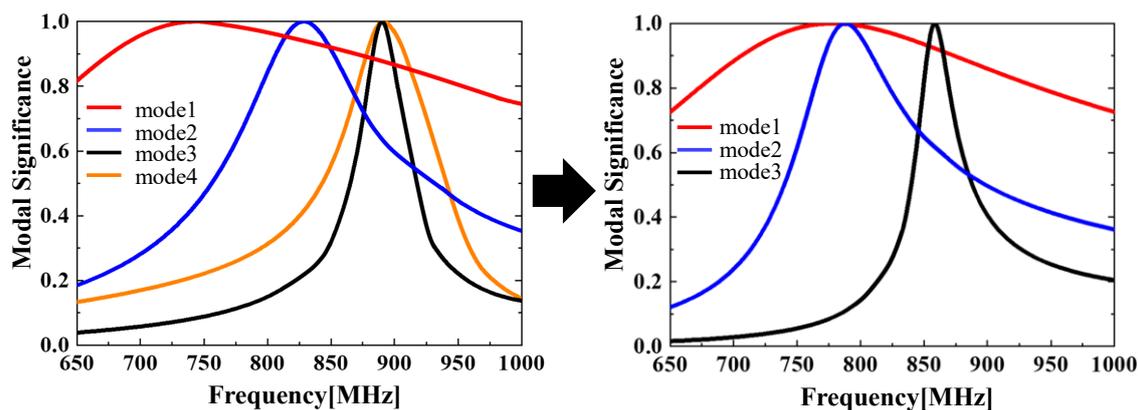
図 2.17 提案アンテナの電界分布

2.3.3 CMA 解析による考察

図 2.18 に解析モデルの MS 特性を示す. (a) は短絡素子を装荷する前 (図 2.7 (a)), (b) は短絡素子を装荷する後の提案アンテナの MS である. 図に示す通り, 短絡素子を装荷することにより $MS = 1$ となるモードが 1 つ減り, 3 つ発生していることが確認できる. $MS = 1$ となる各モードに対応する周波数は mode1' (777 MHz), mode2' (788 MHz), mode3' (858 MHz) である.

図 2.19 に提案アンテナの各モードに対する近傍の周波数での電流分布を示す. 図 2.19 より mode1' は Halo アンテナ及び無給電素子のループ部では電流が打ち消し, ダイポールアンテナ, Halo アンテナのギャップ部及び短絡素子において同相に電流が流れていることが確認できることから, 垂直偏波成分 (ダイポール素子) が支配的なモードであることが分かる. mode2' はダイポール素子に流れる電流が少なく, Halo 素子のギャップ部及び短絡素子で電流が打ち消しあっており, Halo アンテナ及び無給電素子のループ部において同相に電流が流れていることが確認できる. したがって水平偏波成分 (Halo 素子) が支配的なモードであることが分かる. mode3' はダイポールアンテナには流れる電流は小さく, Halo アンテナ及び無給電素子のループ部において逆相に電流が流れていることが確認できる. したがって水平偏波成分 (Halo 素子) が支配的なモードであることが分かる.

以上より, port2 励振時において偏差が大きく発生した不要モードである mode4 の影響が抑制されていることが確認できる.



(a) 短絡素子を装荷する前

(b) 短絡素子を装荷した後

図 2.18 提案アンテナの MS 特性の比較

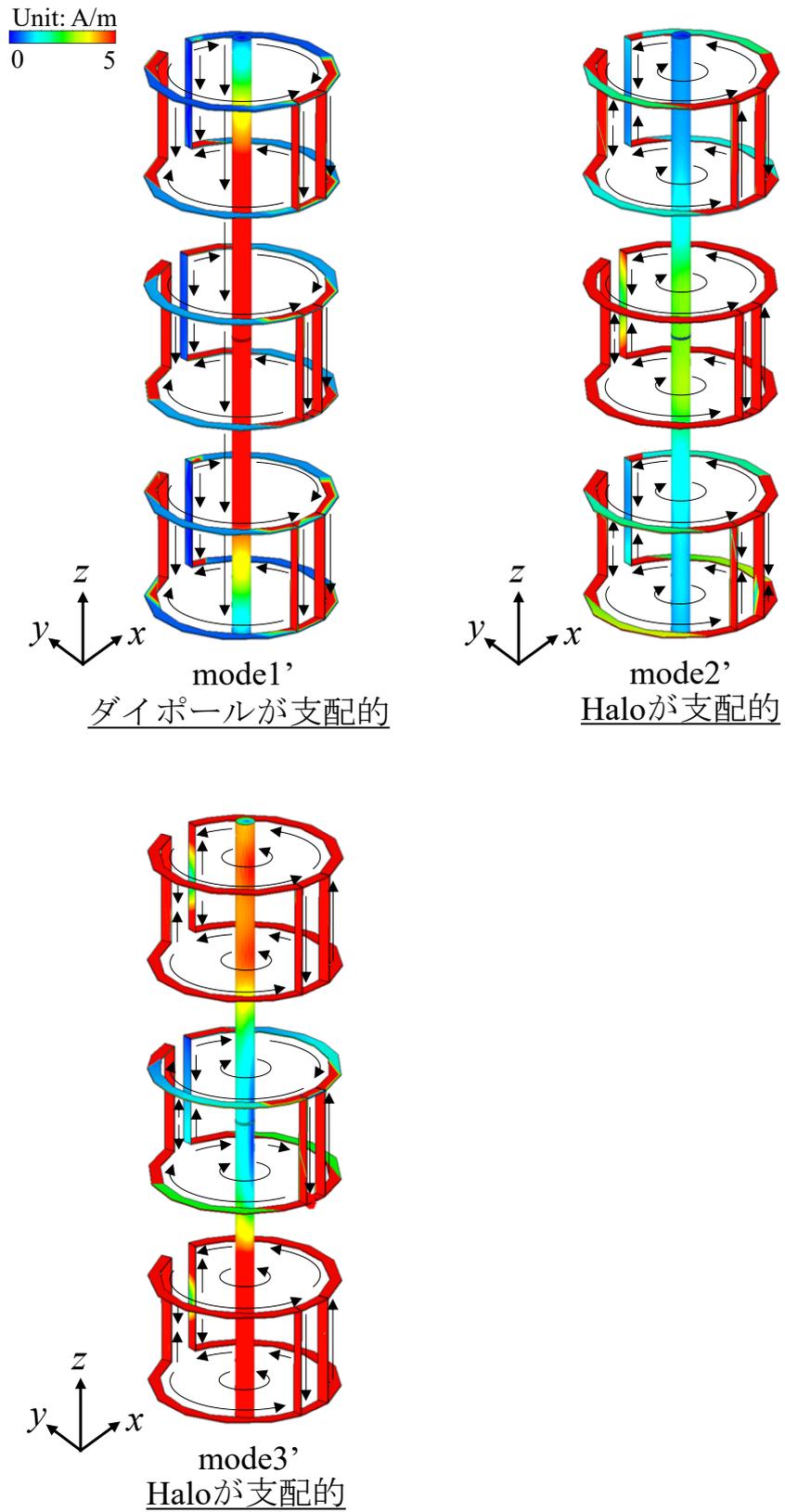


図 2.19 提案アンテナの各モードの電流分布

2.3.4 試作及び測定結果

図 2.20 に試作したアンテナ，図 2.21 に S パラメータ特性の測定結果を示す．提案アンテナは真鍮で製作し，各素子の隙間は発泡スチロールで埋めている．ダイポールアンテナのシュペルトップバランは短絡素子間の隙間が狭いため， $+x$ 方向に配置している．次に S パラメータ特性については，シミュレーション結果と測定結果の $|S_{11}|$ 及び $|S_{22}|$ 特性が -10 dB 以下となる帯域はよく一致しており，計測値でアンテナ素子径が 0.13λ ，アンテナ素子高が 0.43λ ，比帯域幅は 8.8% ($764\sim 834$ MHz) である．また，帯域内において $|S_{21}| \leq -20$ dB の偏波間アイソレーションを実現した．

図 2.22 に放射パターン測定結果を示す．周波数は 770 MHz 及び 830 MHz である．図より， xy 面において port2 励振時は周波数帯域内で最大偏差が 3 dB 以内であり無指向性であることが確認できる．

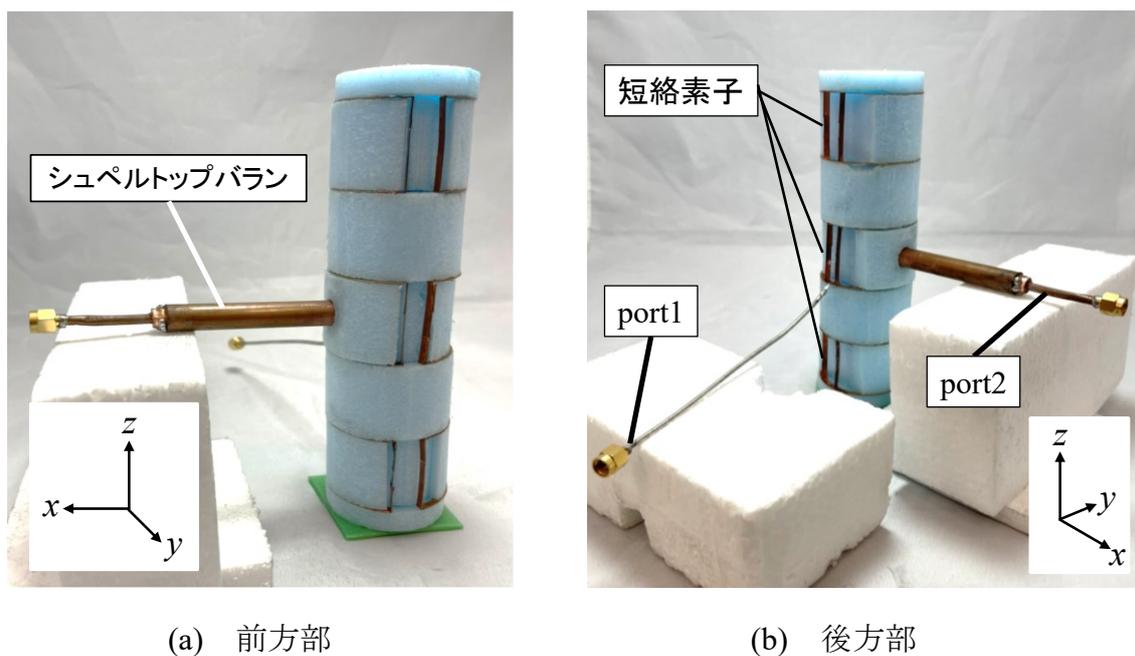


図 2.20 試作アンテナの外観

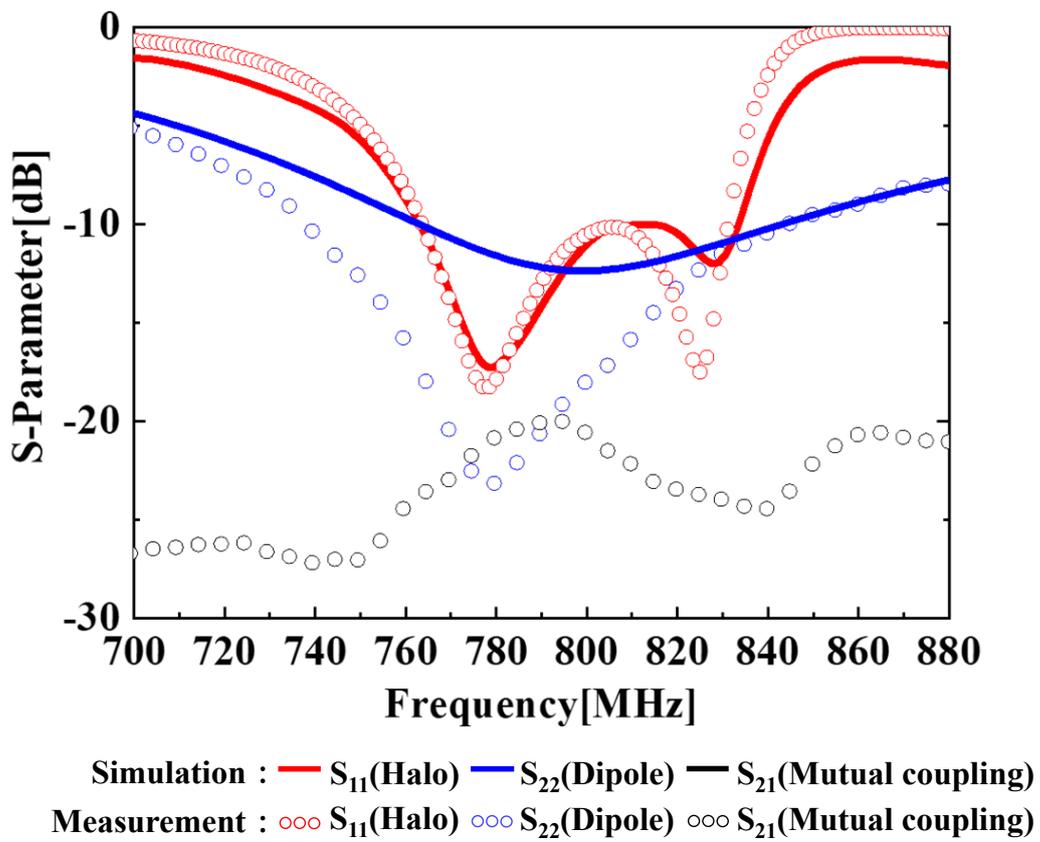
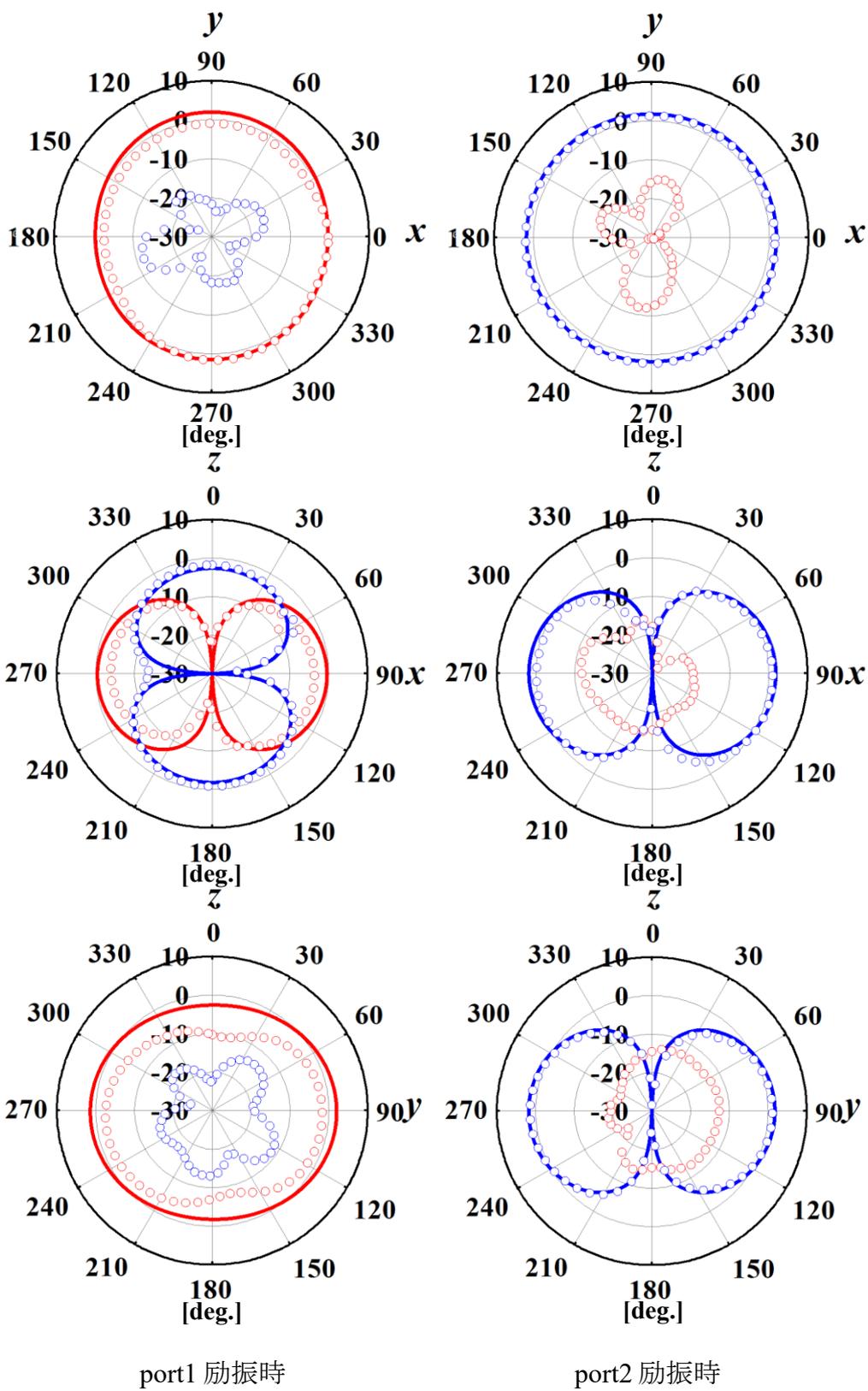
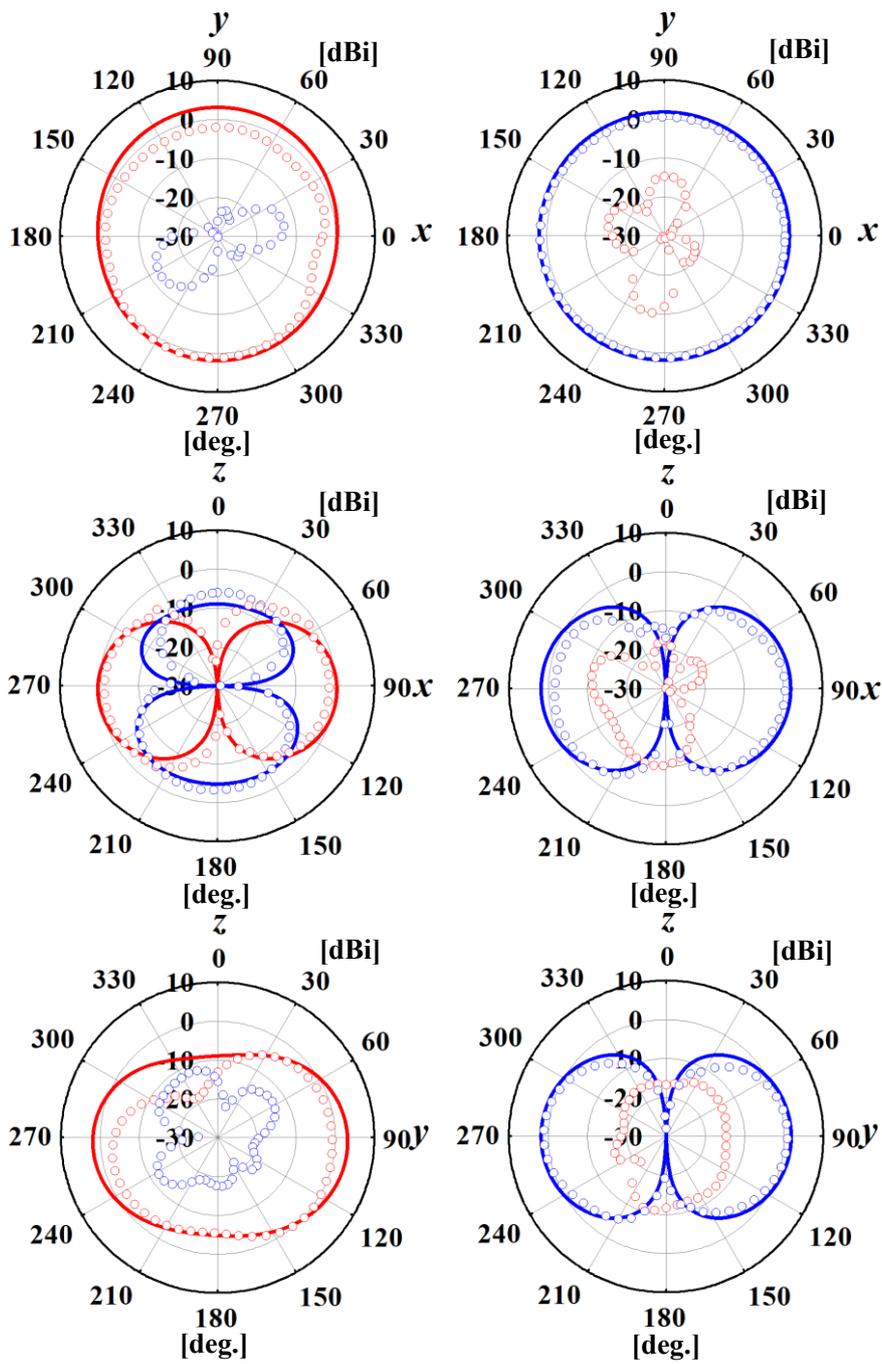


図 2.21 試作アンテナの S パラメータ特性



(a) 770 MHz



port1 励振時

port2 励振時

(b) 830 MHz

Simulation : — E_ϕ — E_θ

Measurement : ○○○ E_ϕ ○○○ E_θ

図 2.22 試作アンテナの放射特性

2.4 先行研究との比較

図 2.23 に、短絡素子を装荷した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 $|S_{11}|$ 及び $|S_{22}| \leq -10$ 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直交偏波アンテナをまとめたものである。短絡素子を装荷したモデルは、占有体積が 0.0057、比帯域幅 8.8% 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。

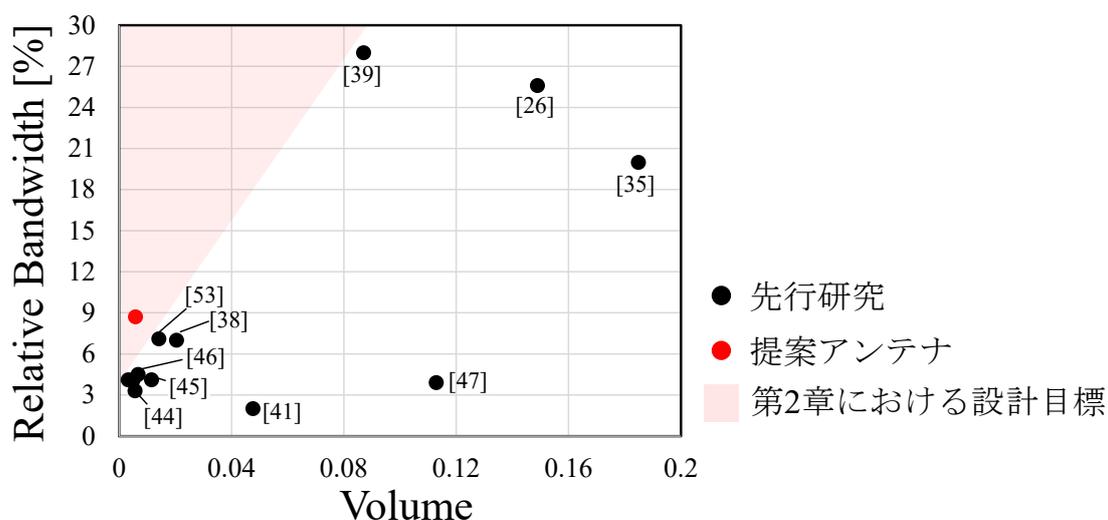


図 2.23 先行研究との比較 (占有体積と比帯域幅の関係)

2.5 まとめ

従来の直交偏波共用化手法は各偏波素子を鉛直方向上下に配置しているため、アンテナ素子高が大きくなる構造となっていた。本章では、水平偏波素子の内部に垂直偏波素子を挿入した直交偏波共用化手法について検討した。

まず、無給電素子を装荷した Halo アンテナの内部にダイポールアンテナを挿入することで比帯域幅が 8% (791 ~ 857 MHz)、アンテナ素子径、素子高はそれぞれ、 0.13λ 、 0.47λ となり、広帯域特性を維持しながらアンテナの小型化を実現した。しかしながら、ダイポールアンテナ励振時において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。そこで Halo アンテナ及び無給電素子のギャップ部分の反対側に 2 本の短絡素子を装荷することで、垂直偏波素子の水平面の放射パターンを改善し、両偏波で無指向性の放射パターンを有することを確認した。また、比帯域幅 8.8%、占有体積 0.0057 と広帯域で小型な直交偏波無指向性アンテナを実現した。なお、提案したアンテナを試作し、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。次章では占有体積を維持しながら直交偏波アンテナの更なる広帯域化について検討する。

第3章 水平偏波素子の広帯域化

3.1 まえがき

第2章では、2個の無給電素子を装荷した Halo アンテナの内部に垂直偏波素子としてダイポールアンテナを挿入した直交偏波無指向性アンテナについて検討した。本章では、水平偏波素子の更なる広帯域化について検討を行う。

図3.1に Halo アンテナの先行研究の比較を示す。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 Halo アンテナをまとめたものである。Halo アンテナの広帯域化手法については、第2章でも述べた Halo アンテナの鉛直方向上下にギャップ角度を変化した1種類の無給電素子を装荷したアンテナが報告されている[54]。図より、単体の Halo アンテナに1種類の無給電素子を装荷することで広帯域化していることが確認できる。

本章では、Halo アンテナの鉛直方向上下にそれぞれ2種類の無給電素子を装荷することで、素子径を維持しながら更なる広帯域化する手法について検討する。単体の Halo アンテナ及び1種類の無給電素子を装荷した Halo アンテナのエリアの線状である赤のエリアを設計目標とする。

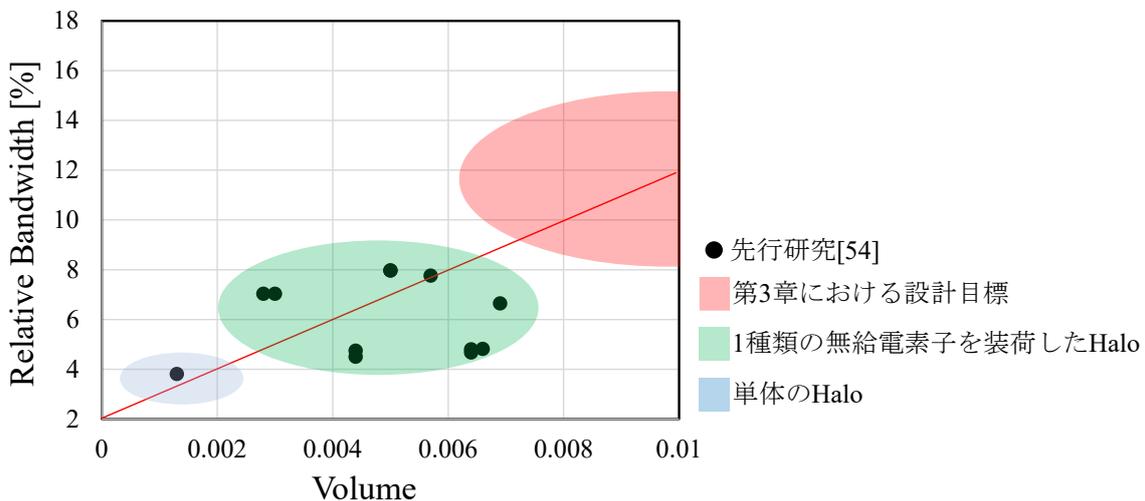


図3.1 Halo アンテナの先行研究 (占有体積と比帯域幅の関係)

3.2 4 個の無給電素子を装荷した Halo アンテナの構造

図 3.2 に提案アンテナの構成を示す. 提案アンテナは, Halo アンテナ素子と 2 種類の計 4 個の無給電素子で構成されており, Halo アンテナを中心として鉛直方向に対称に装荷される. 表 3.1 に基本とする構造パラメータを示す. 中央の Halo アンテナを基準として外側の素子になるにつれてギャップ角度が広がるように無給電素子を設置するものとすし, アンテナ素子の厚さは 0.3 mm とする.

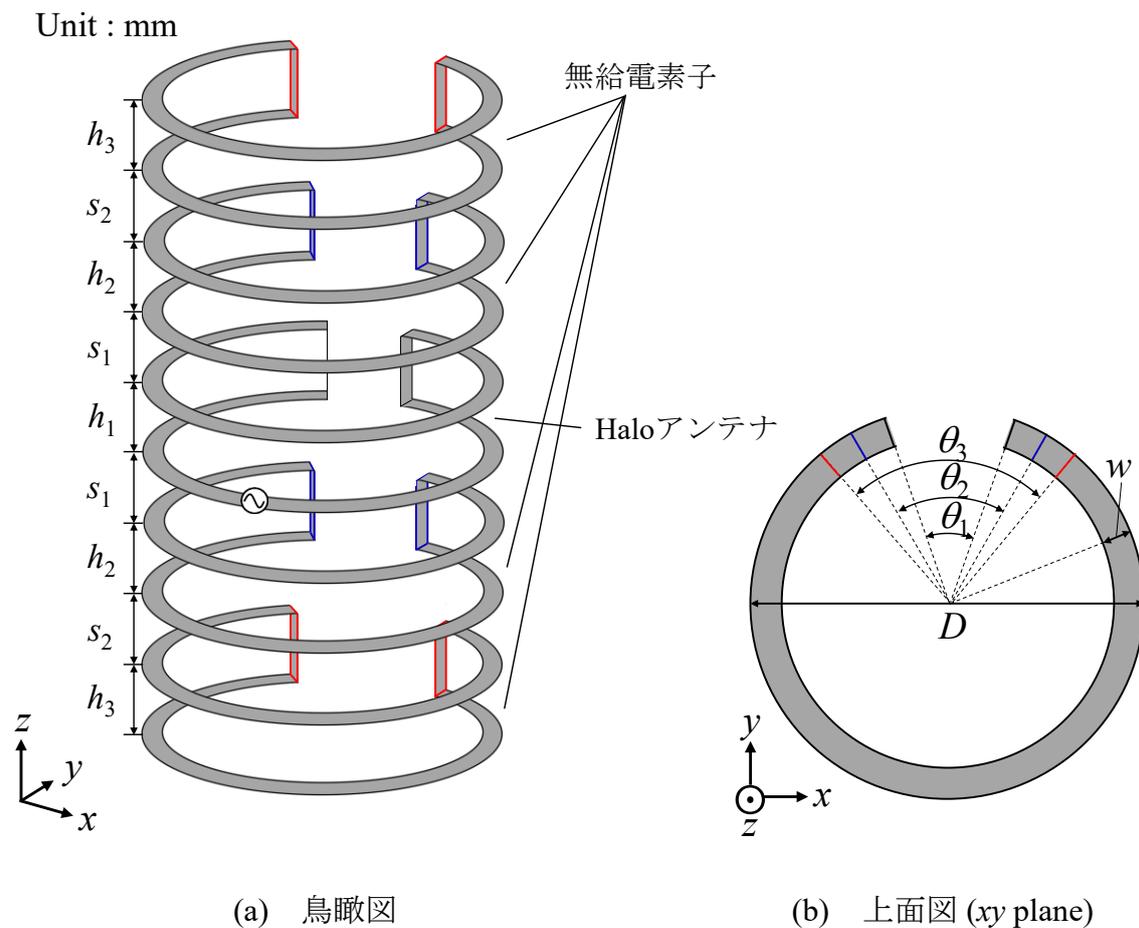


図 3.2 無給電素子を 4 個装荷した Halo アンテナの構成

表 3.1 提案アンテナの基本パラメータ

h_1	h_2	h_3	s_1	s_2
30	30	28	18	28
D	w	θ_1	θ_2	θ_3
50	3	23°	30°	32°

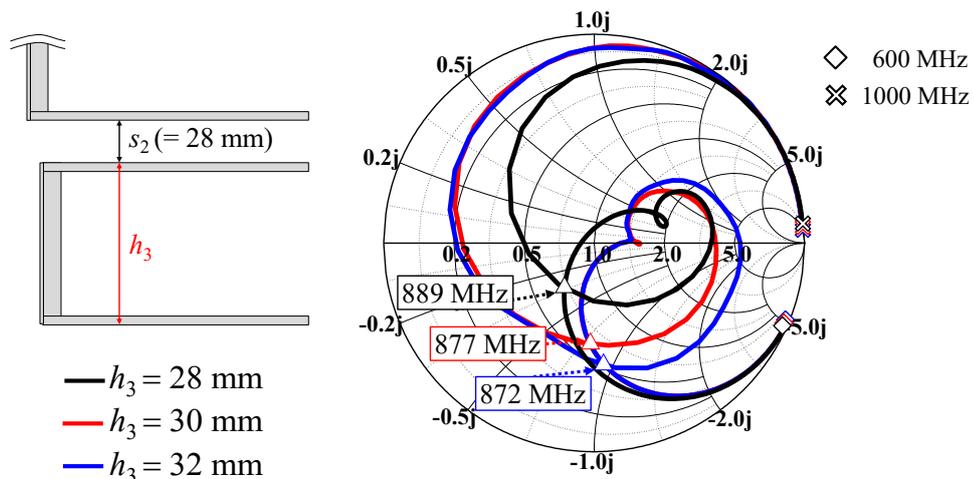
3.3 シミュレーション結果

本項では、ギャップ角度の異なる2個の無給電素子を装荷した Halo アンテナ [54]を参考に、新たに2個の無給電素子を鉛直方向上下に装荷した場合の入力インピーダンス特性について検討する。調整するパラメータは、新たに装荷した無給電素子の素子高 h_3 、設置間隔 s_2 及びギャップ角 θ_3 とする。提案アンテナの入力インピーダンスを調整し、高周波領域の $|S_{11}|$ 特性の改善及び下限周波数の低減について検討する。図 3.3 に提案アンテナの入力インピーダンス特性を示す。ここで、パラメータの初期値は前節で示したように、 $h_3 = 28 \text{ mm}$ 、 $s_2 = 28 \text{ mm}$ 、 $\theta_3 = 32^\circ$ としている。図 3.3 (a) より、新たに無給電素子を装荷することによってキックが2つ発生していることが確認できる。また、 h_3 を大きくすることによってキックが反時計回り方向に回転し、大きな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。次に図 3.3 (b) において s_2 を変化させても入力インピーダンス特性及び大きなキックの結び目の周波数が変化しないことが確認できる。図 3.3 (c) より、 θ_3 を変化させることで低周波側のキックの軌道を維持しながら、高周波側のキックが変化していることが分かる。特に、 $\theta_3 = 35^\circ$ で $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$ となる下限周波数が 782 MHz から 774 MHz に低減し、高周波側のキックを $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$ の円内に調整することが可能となる。

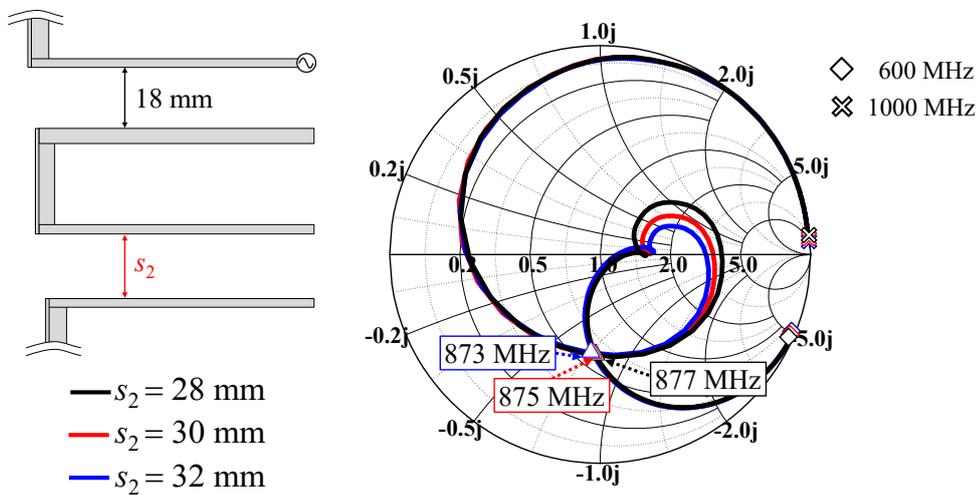
図 3.4 に新たな2個の無給電素子を装荷する前後の S_{11} 特性を示す。 $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$ となる比帯域幅は 11.9% ($774 \sim 872 \text{ MHz}$) であり、アンテナ素子径、素子高はそれぞれ、 0.13λ 、 0.63λ となり、装荷する無給電素子の数を増やすことにより 8% 以上の比帯域幅を達成した。

図 3.5 に提案アンテナの放射パターンを示す。放射パターンの周波数は提案アンテナの $|S_{11}|$ 特性が極小値となる 780 MHz 、 850 MHz 及び 870 MHz とする。図 3.5 (c) より、 xy 面において、 870 MHz では無給電素子を2個装荷した Halo アンテナの利得が無給電素子を4個装荷した Halo アンテナと比較して低下していることから、 $|S_{11}|$ 特性と利得が関連していることが確認できる。また xy 面では、どの周波数においても僅かに $\phi = 90^\circ$ 及び 270° 方向の放射が強い楕円形の放射パターン (E_ϕ) となっているが、放射パターンの最大偏差は 3.47 dB であり、概ね無指向性の放射パターンであることが分かる。なお、 $\phi = 180 \sim 360^\circ$ 方向に比べ $\phi = 0 \sim 180^\circ$ 方向の放射が強くなっており、ギャップ方向に強く放射していることが分かる。ここで、 780 MHz 、 850 MHz 及び 870 MHz における利得は、それぞれ 2.1 dBi 、 3.94 dBi 及び 3.32 dBi である。

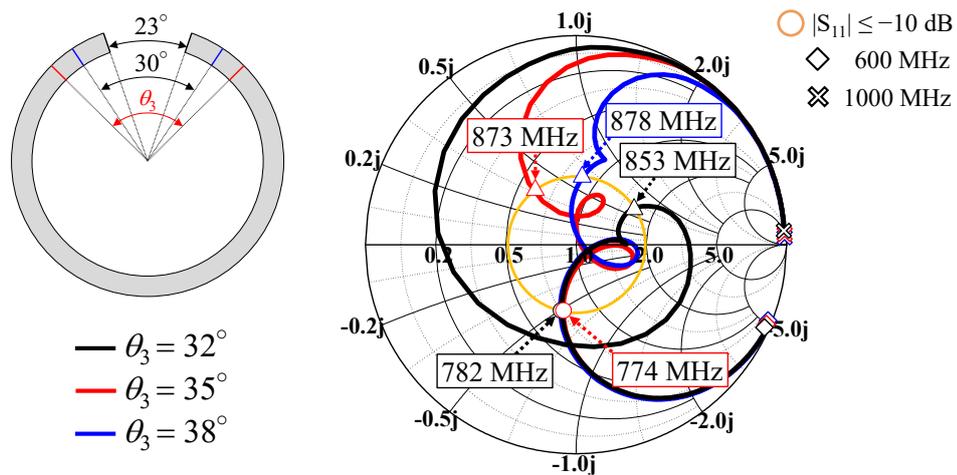
以上より、 h_3 、 s_2 及び θ_3 を調整することで比帯域幅 8% 以上の広帯域化を実現し、水平面内無指向性の放射パターンを得ることができた。



(a) h_3 変化時

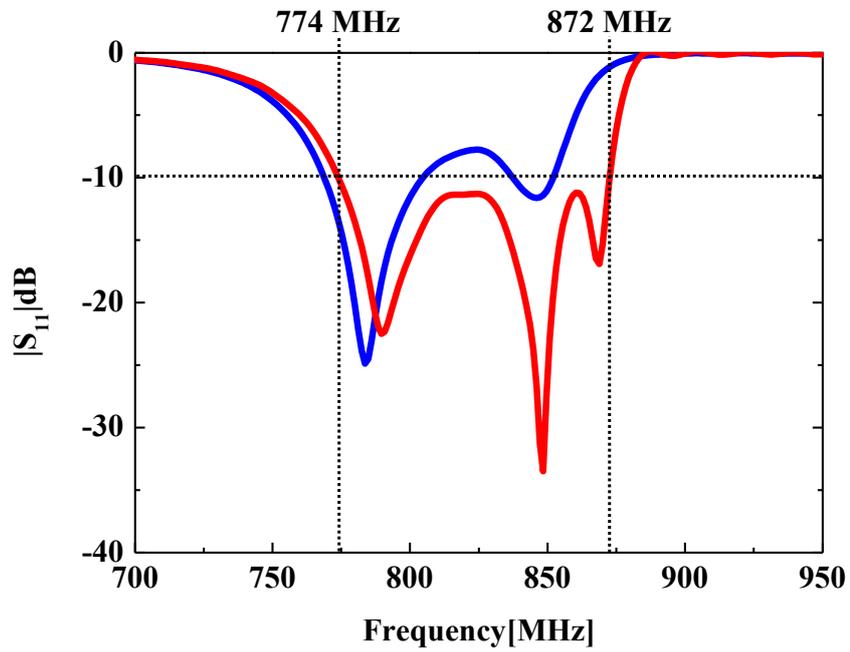


(b) s_2 変化時 ($h_3 = 30 \text{ mm}$)



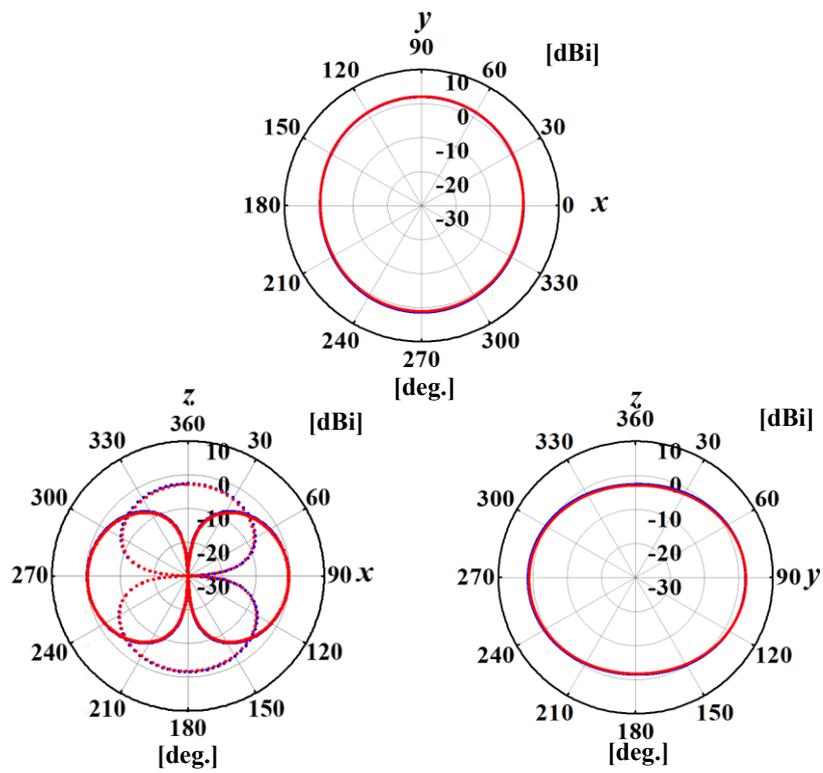
(c) θ_3 変化時 ($h_3 = 30 \text{ mm}$, $s_2 = 30 \text{ mm}$)

図 3.3 提案アンテナの入力インピーダンス特性

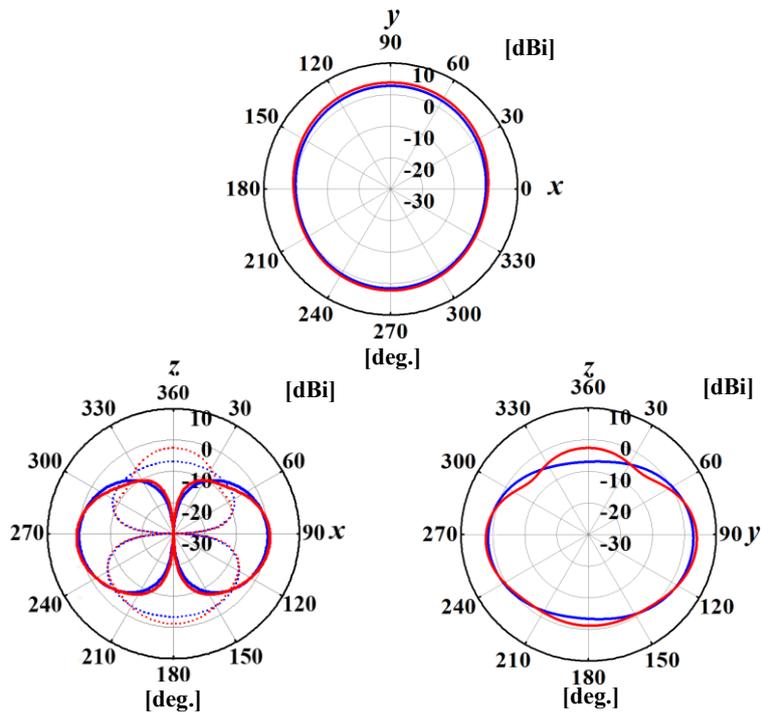


無給電素子の数 — 2個 — 4個

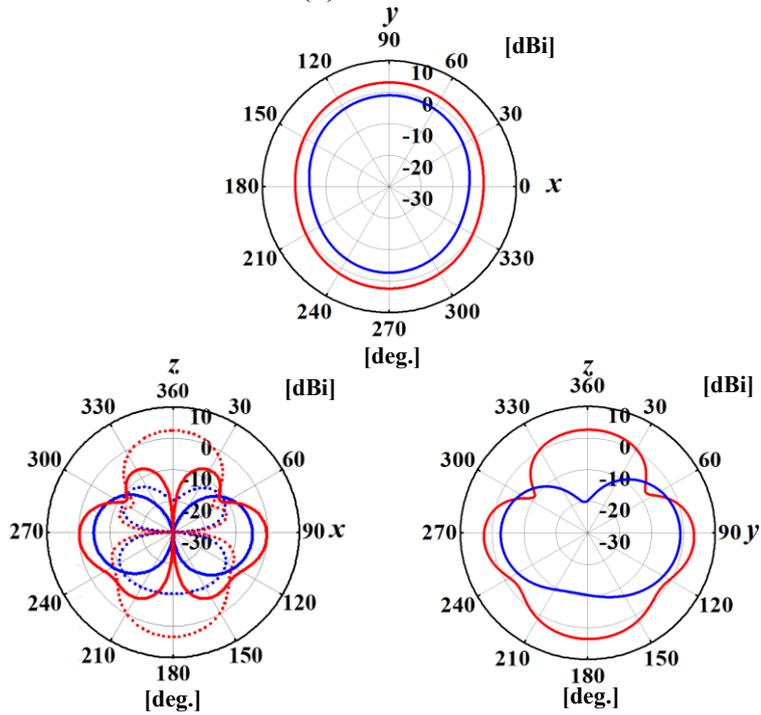
図 3.4 提案アンテナの $|S_{11}|$ 特性



(a) 780 MHz



(b) 850 MHz



(c) 870 MHz

無給電素子の数： 2個 — E_ϕ E_θ
 4個 — E_ϕ E_θ

図 3.5 提案アンテナの放射パターン

3.4 電流及び電界分布による考察

前節で無給電素子を4個装荷した Halo アンテナが広帯域特性を有すること及び xy 面において、 $\phi = 180 \sim 360^\circ$ 方向に比べ $\phi = 0 \sim 180^\circ$ 方向の放射が強くなっていることが分かった。この理由を検討するため、電流分布及び電界分布を図 3.6, 図 3.7 に示す。なお、電流分布における周波数は、 $|S_{11}|$ 特性が極小値となる 780 MHz, 850 MHz, 870 MHz とし、電界分布は zy 面とする。図 3.6 より周波数が高くなるにつれ、給電素子を中心として外側に位置する無給電素子が強く励振されていくことが確認できる。これは、Halo アンテナを中心として外側の無給電素子になるにつれて、ギャップ角が大きくなるので、素子長が短くなり電流経路が短縮することにより、高周波化したものと考えられる。よって、提案するアンテナでは、周波数特性の異なる複数の無給電素子が Halo アンテナと結合することで、広帯域特性を有しているものと考えられる。次に電界分布では、どちらの周波数においてもギャップ部分から放射される電界が強くなっていることが分かる。これにより、 xy 面において、ギャップ方向 ($\phi = 0 \sim 180^\circ$ 方向) の放射が強くなったと考えられる。

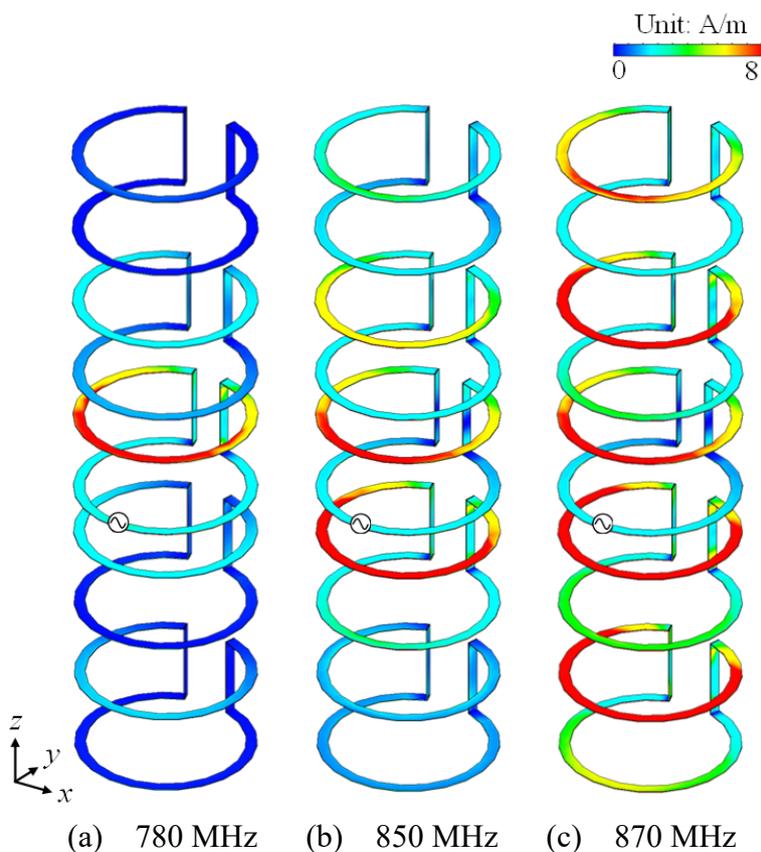


図 3.6 提案アンテナの電流分布

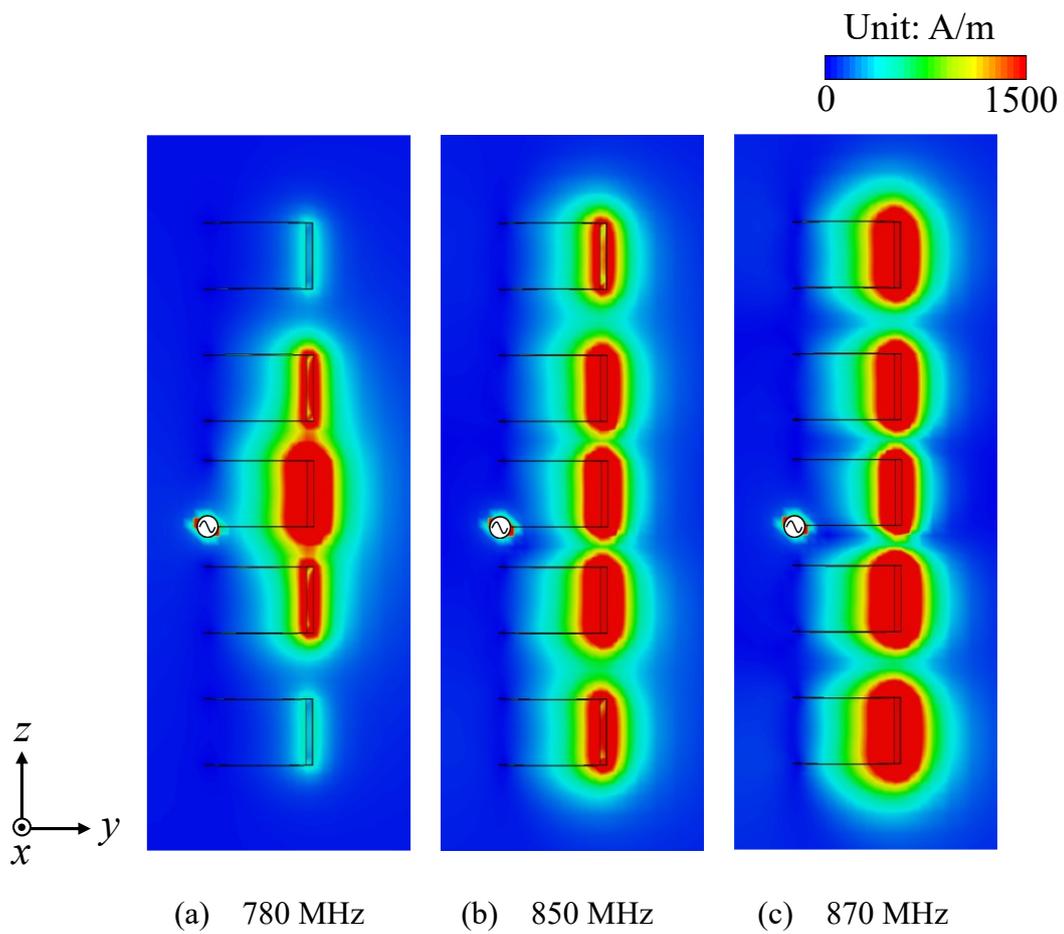


図 3.7 提案アンテナの電界分布

3.5 試作及び測定結果

これまでの検討により，提案アンテナがアンテナ径 0.13λ ，比帯域幅 11.9% の広帯域特性を有していることが分かった．本項では提案アンテナを試作し，その評価を行う．図 3.8 に試作した提案アンテナを示す．なお，試作したアンテナの材質は真鍮とし，発泡スチロールを用いてアンテナ間を固定している．Halo アンテナへの給電は同軸ケーブルから直接給電している．

図 3.9 に提案アンテナの $|S_{11}|$ 特性のシミュレーション結果及び測定結果を示す．シミュレーション結果と測定結果はよく一致しており，計測値で $|S_{11}| \leq -10$ dB におけるアンテナ素子径が 0.13λ ，比帯域幅は 11.6% (780 ~ 876 MHz) であり，細径で広帯域特性を有することが確認できる．

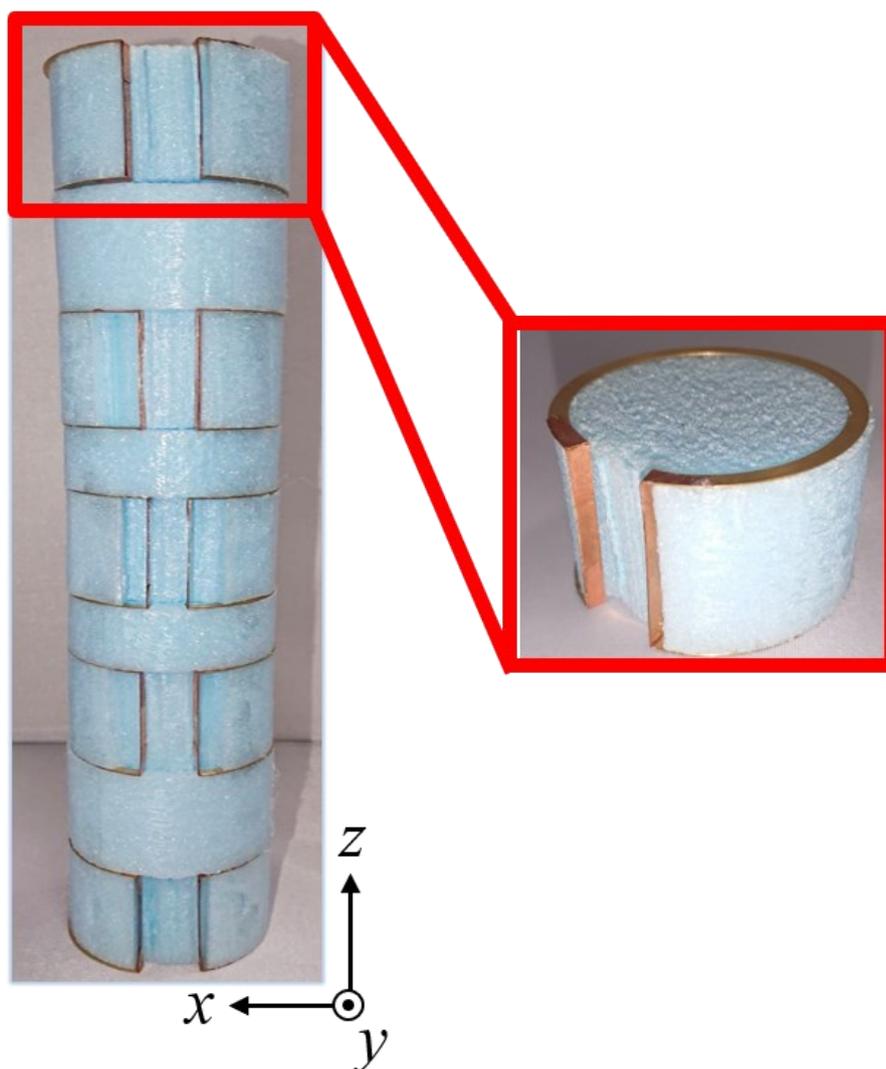


図 3.8 試作アンテナの外観

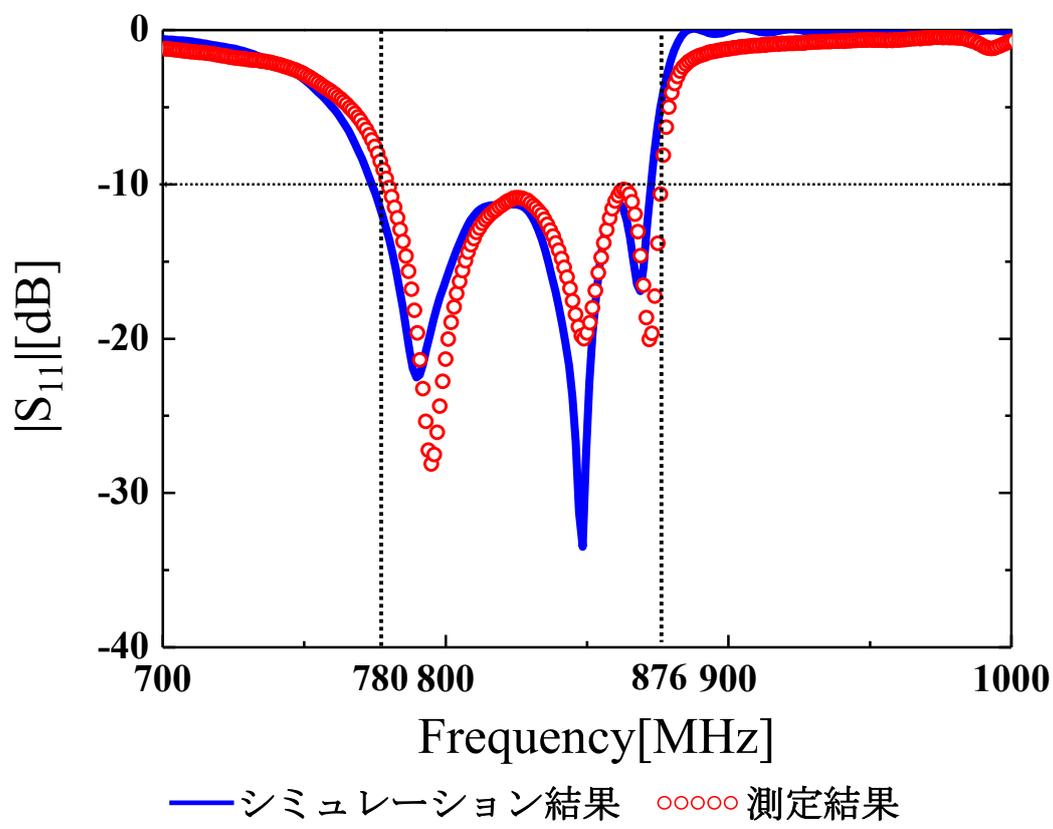
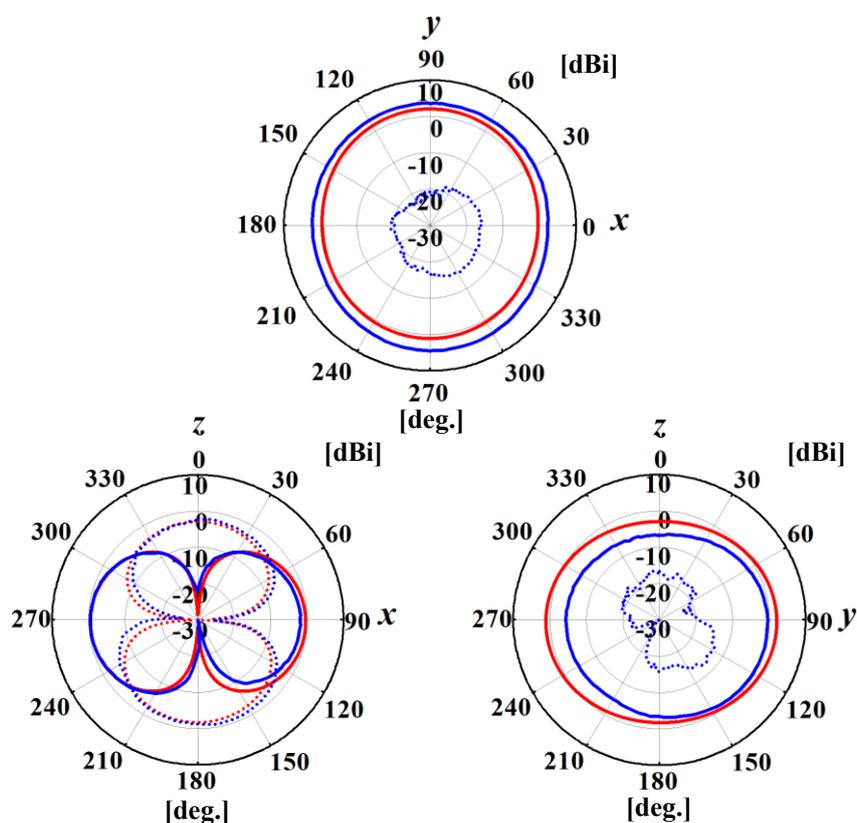


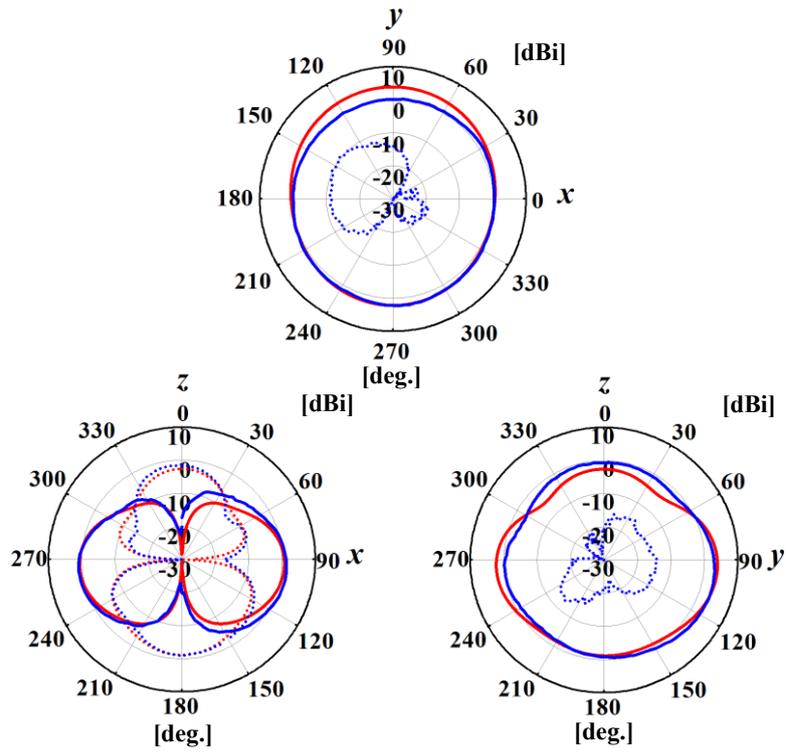
図 3.9 試作アンテナの $|S_{11}|$ 特性

図 3.10 に放射パターンの測定結果を示す。周波数については、780 MHz、850 MHz 及び 870 MHz である。図 3.10 より、シミュレーション結果と測定結果はよく一致していることが分かる。また、測定結果は xy 面及び yz 面において E_{θ} 成分が発生しているが、全ての周波数において利得から -10 dB 以下であり、十分に小さいと考える。

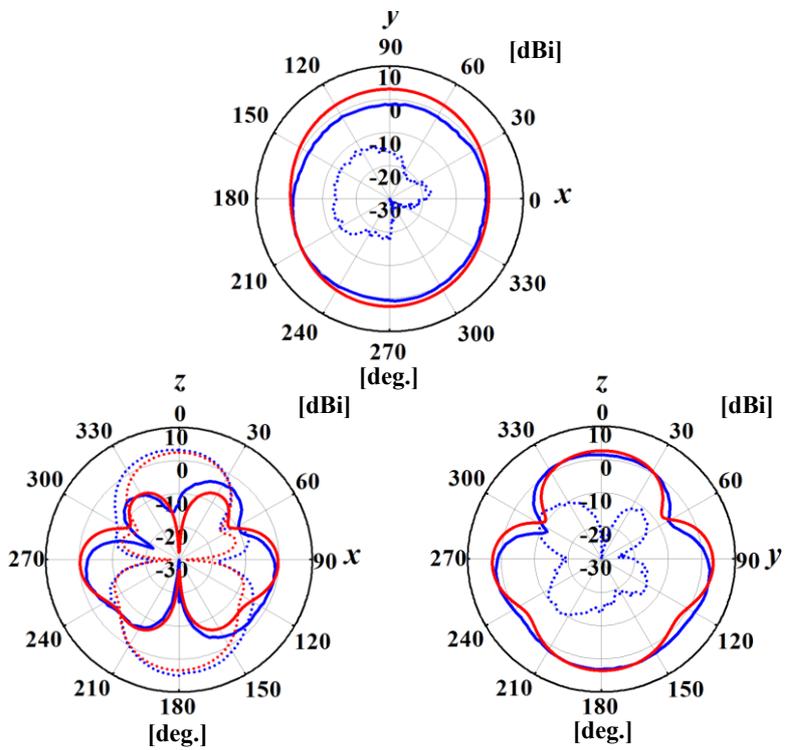
それぞれの周波数における xy 面での、最大偏差はそれぞれ 2.4 dB、2.7 dB 及び 3 dB であり、概ね無指向性の放射パターンであることが分かる。また、測定値における 780 MHz、850 MHz 及び 870 MHz における利得はそれぞれ 4.53 dBi、2.33 dBi 及び 0.83 dBi であった。



(a) 780 MHz



(b) 850 MHz



(c) 870 MHz

シミュレーション結果 — E_ϕ E_θ 測定結果 — E_ϕ E_θ

図 3.10 試作アンテナの放射特性

3.6 先行研究との比較

図 3.11 に、Halo アンテナに無給電素子を装荷したモデルと先行研究との比較を示す。図より、Halo アンテナの鉛直方向上下に 4 個の同型の無給電素子、すなわち計 2 種類の無給電素子を装荷することで、占有体積が 0.0085、比帯域幅 11.9% となり、広帯域化し設計目標を達成した。

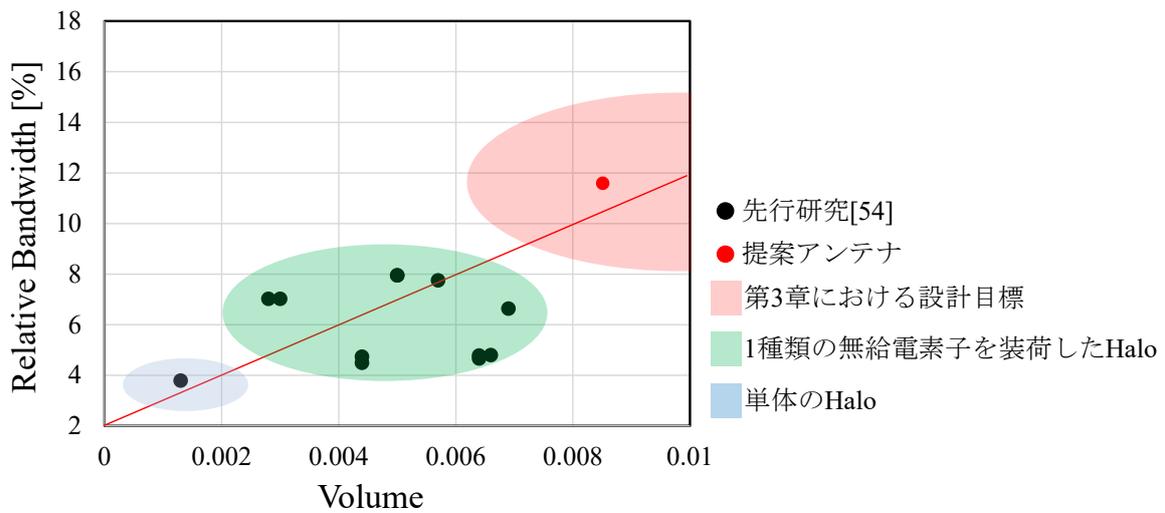


図 3.11 先行研究との比較 (占有体積と比帯域幅の関係)

3.7 まとめ

本章では、Halo アンテナにギャップ角の異なる 4 個の無給電素子を鉛直方向上下に装荷することにより、従来の広帯域 Halo アンテナの更なる広帯域化について検討した。結果として、提案するアンテナは細径な特性を維持しながら、 $|S_{11}| \leq -10$ dB となる比帯域幅が 11.9 % (774 ~ 872 MHz) となり、装荷する無給電素子の数を増やすことにより、ナ広帯域化を達成した。また、水平偏波で水平面内無指向性の放射パターンを有することを確認した。提案したアンテナを試作、測定することでシミュレーション結果の妥当性を示した。しかしながら、無給電素子を多段化することで、鉛直方向に伸びるため、アンテナ素子高が 0.63λ と大きくなった。次章では広帯域特性を維持しながら Halo アンテナの更なる小型化について検討する。

第4章 広帯域特性を有する水平偏波素子の小型化

4.1 まえがき

第3章では、4個の無給電素子を装荷することで比帯域幅が8%以上の Halo アンテナについて検討した。本章では、広帯域特性を維持しながら水平偏波素子の小型化について検討を行う。

図4.1は Halo アンテナに装荷する無給電素子の数を0個、2個、4個とした場合の比帯域幅及び占有体積の比較を示している。図より、無給電素子の数と比帯域幅及び占有体積は、概ね比例関係であることが分かる。従来の Halo アンテナの広帯域化手法は、Halo アンテナの鉛直方向上下に無給電素子を装荷する必要があるため、無給電素子の高さや素子間隔によりアンテナの素子高及び占有体積が大きくなる構造となっていた。そこで、本章では、Halo アンテナの外側に無給電素子を配置した2重殻構造にすることで、広帯域特性及びアンテナ素子径を維持しながら、素子高を3分の1程度低減する手法について検討する。初めに、1種類の無給電素子を装荷した2重殻構造の Halo アンテナについて、検討を行う。なお、設計目標は1種類の無給電素子を装荷している2個の無給電素子を装荷した Halo アンテナの比帯域幅である8%以上かつ0.0016以下の占有体積とする。次に、2重殻構造の Halo アンテナの鉛直方向上下に2個の同型の無給電素子、すなわち計2種類の無給電素子を装荷することで、更なる広帯域化について検討する。

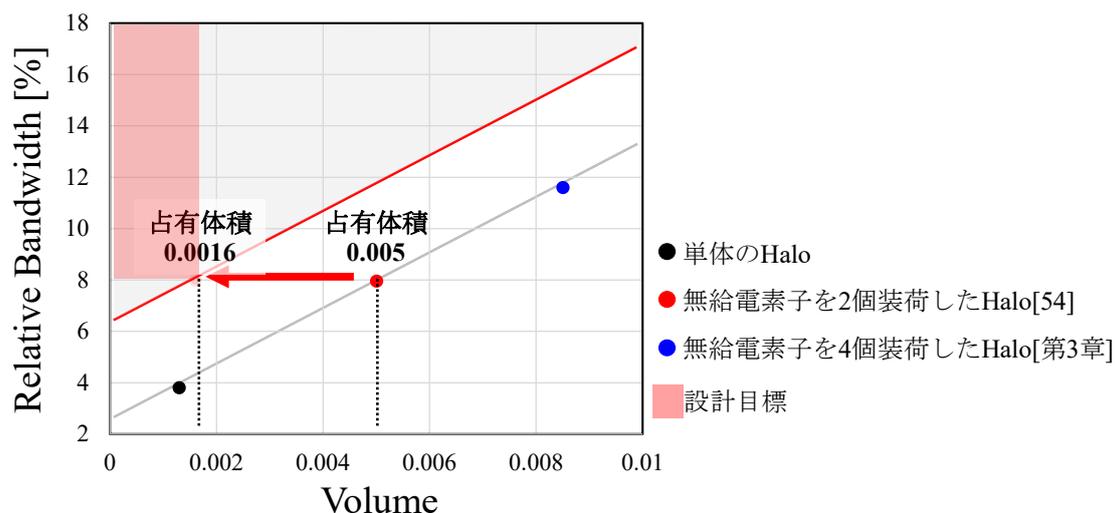


図4.1 無給電素子を装荷した Halo アンテナの占有体積と比帯域幅の関係

4.2 無給電素子の装荷位置の変更

図 4.2 に先行研究[54]及び提案アンテナの構成を示す．文献[54]は Halo アンテナの鉛直方向上下に 2 個の無給電素子を装荷した構成である．比帯域幅は 7.96 %，アンテナ素子径，素子高はそれぞれ 0.15λ ， 0.28λ であり，垂直方向に細長い構造となっている．提案アンテナは，Halo アンテナと Halo アンテナと同じ形状と直径を有する無給電素子で構成され，無給電素子は Halo アンテナの外側に配置された 2 重殻構造としている．このため，文献[54]の比帯域幅及びアンテナ素子径を維持しながら素子高を低減することが可能となる．表 4.1 に基本とする初期の構造パラメータを示す．次章では， h_{para} ， θ_{halo} ， θ_{para} ， w_{halo} ， w_{para} 及び t_{h1} を変化させた入力インピーダンス特性について検討する．

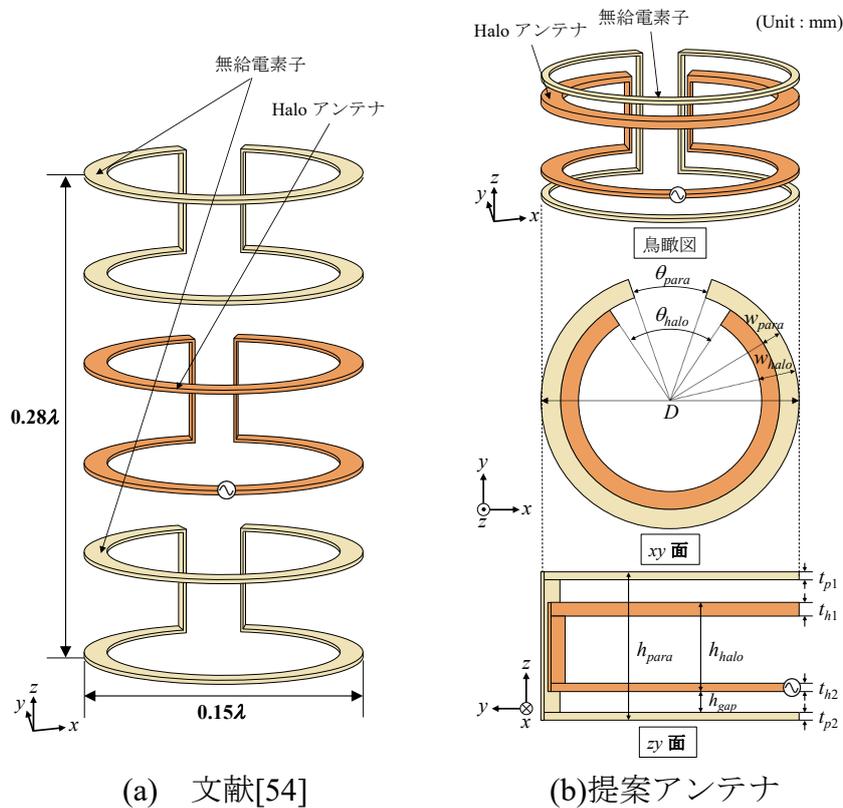


図 4.2 従来及び提案アンテナの構成.

表 4.1 提案アンテナの初期構造パラメータ

h_{halo}	h_{para}	h_{gap}	θ_{halo}	θ_{para}	w_{halo}
21	23.3	1	35°	30°	3
w_{para}	t_{h1}	t_{h2}	t_{p1}	t_{p2}	D
3	0.3	0.3	0.3	0.3	50

4.3 パラメータの調整による広帯域化の検討

4.3.1 無給電素子の高さ、両素子のギャップ角度及び幅の調整

本項では、2重殻構造とした Halo アンテナの入力インピーダンス特性について検討する。調整するパラメータは、新たに装荷した無給電素子の素子高 h_{para} 、両素子のギャップ角度 θ_{halo} 及び θ_{para} 、素子幅 w_{halo} 及び w_{para} とする。提案アンテナ図 4.3 に提案アンテナの入力インピーダンス特性を示す。ここで、パラメータの初期値は前節で示したように、 $h_{para} = 23.3 \text{ mm}$ 、 $\theta_{halo} = 35^\circ$ 、 $\theta_{para} = 30^\circ$ 、 $w_{halo} = 3 \text{ mm}$ 、 $w_{para} = 3 \text{ mm}$ としている。図 4.3 (a) より、新たに無給電素子を装荷することによってキックが発生していることが確認できる。また、 h_{para} を大きくすることによってキックが時計回り方向に回転し、キックサイズが大きくなることが確認できる。特に、 $h_{para} = 24.3 \text{ mm}$ の時にキックサイズが $VSWR \leq 2$ の円と概ね同じ大きさになるが、インピーダンスが低いため、 $VSWR \leq 2$ の円内に調整することができない。そのため、 h_{para} を大きくした場合にキックの交点を等抵抗円上で回転させる必要がある。また、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。これは、 h_{para} が大きくなることによってアンテナの経路長が長くなるためである。図 4.3 (b) において、 θ_{halo} 及び θ_{para} を大きくすることによりキックサイズが小さくなり、経路長が短くなるためキックの結び目の周波数が高周波化していることが分かる。次に図 4.3 (c) より、 $w_{halo} - w_{para}$ を大きくすることによって、キックサイズが大きくなり、反時計回りに回転していることが分かる。また、950 MHz において概ね等抵抗円上を回転していることが確認できる。

以上より、新たに装荷した無給電素子の素子高 h_{para} 、両素子のギャップ角度 θ_{halo} 及び θ_{para} 、素子幅 w_{halo} 及び w_{para} を変化させることでキックサイズおよび軌道を上記の通り調整できることが分かった。しかしながら、 $VSWR \leq 2$ の円内に調整するためには、インピーダンスを高くするためのパラメータ調整が必要である。

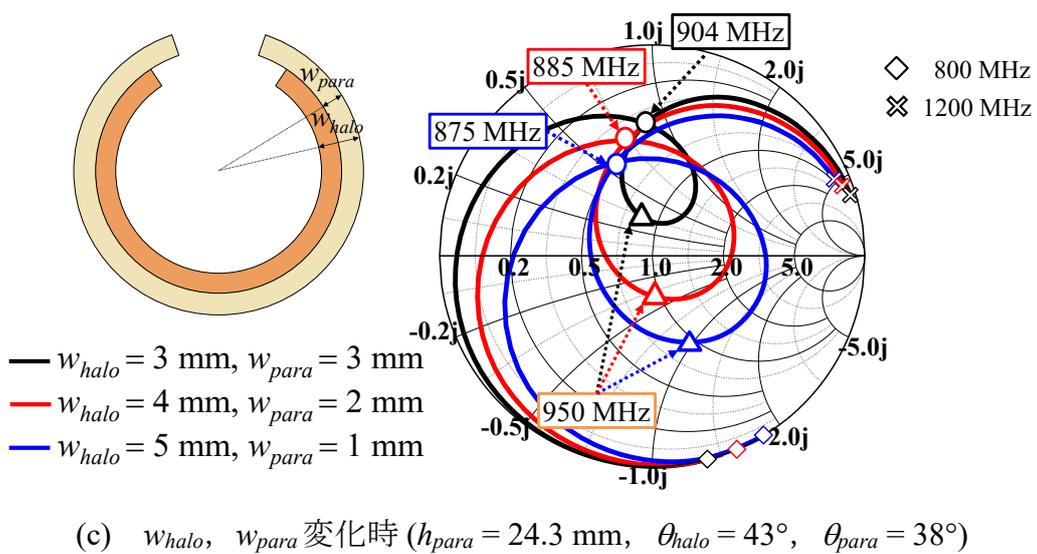
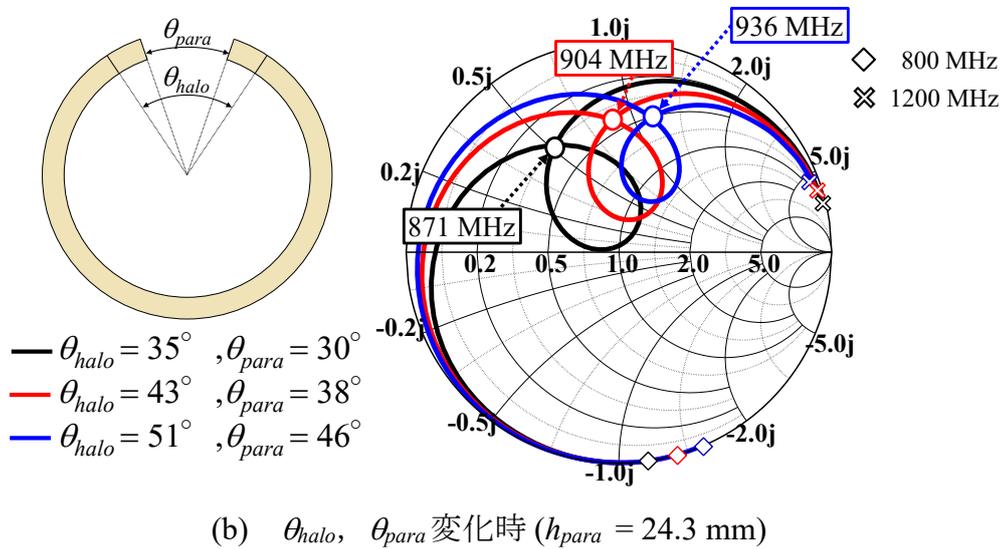
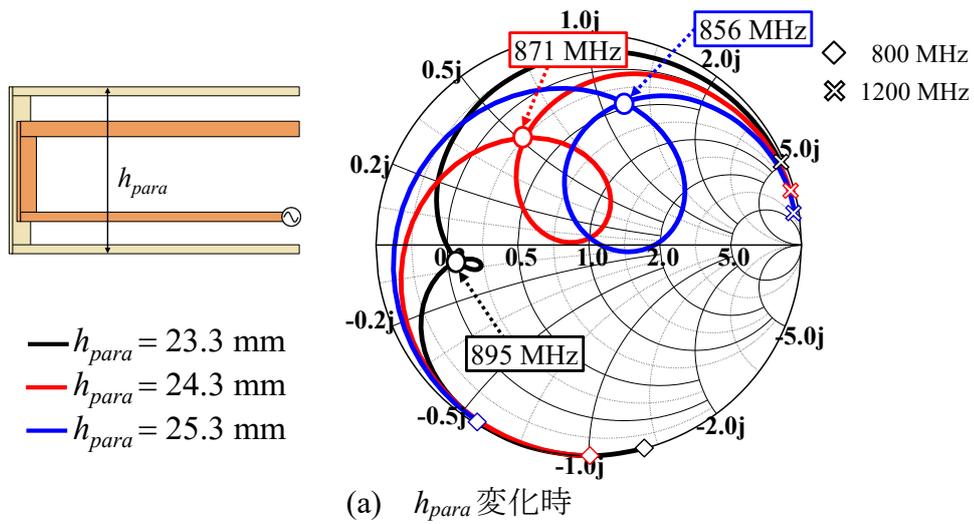


図 4.3 提案アンテナの入力インピーダンス特性

4.3.2 Halo 素子のステップアップ比の調整

本項では、Halo アンテナのステップアップ比を大きくすることで、提案アンテナのインピーダンスを高くする構造について検討する。図 4.4 に入力インピーダンス特性を示す。まず、図 4.4 (a) において、 t_{h1} を大きくすることによってインピーダンスが高くなっていることが分かる。次に、図 4.4 (b) において、無給電素子を組み合わせることで、 $t_{h1} = 1 \text{ mm}$ の時に $\text{VSWR} \leq 2$ の円内に調整することが可能となる。これは、 t_{h1} を大きくすることで、相対的に h_{para} が小さく見えるため、図 4.3 (a) のようにキックが反時計回りに回転する。また、ステップアップ比を徐々に大きくすることで、インピーダンスが連動して高くなるため、キックの交点を等抵抗円上で回転させることができる。

以上より、 h_{para} 、 θ_{halo} 、 θ_{para} 、 w_{halo} 、 w_{para} 及び t_{h1} を変化させることで $\text{VSWR} \leq 2$ の円内に調整することができた。

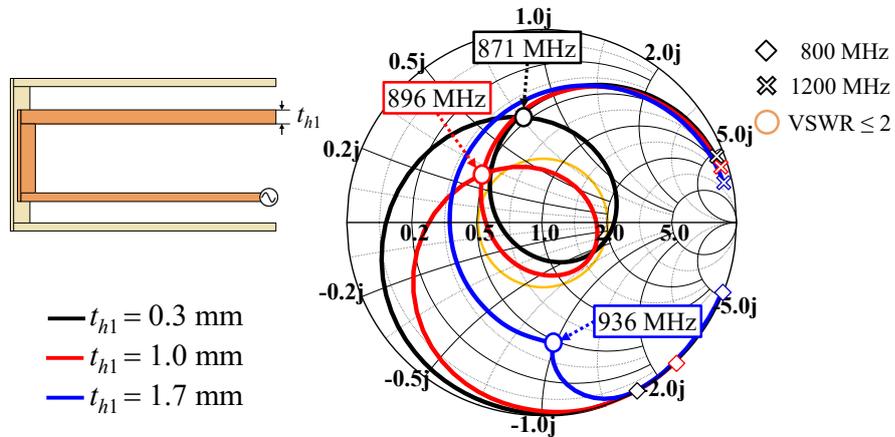
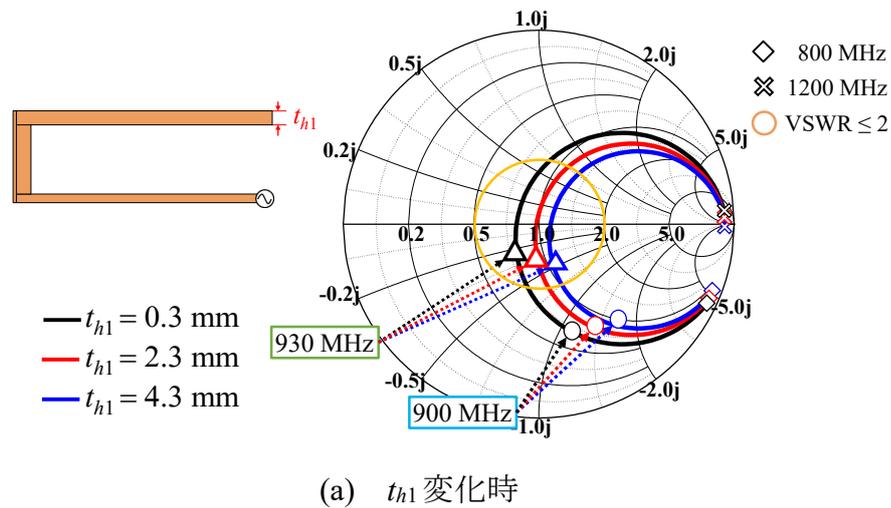


図 4.4 Halo アンテナのステップアップ比の調整.

4.3.3 シミュレーション結果

図 4.5 に 2 重殻 Halo アンテナ及び無給電素子を装荷する前の VSWR 特性について示す. VSWR ≤ 2 となる比帯域幅は 9.3 % (900 ~ 987 MHz) であり, アンテナ素子径, 素子高はそれぞれ, 0.16λ , 0.08λ である. よって, 2 重殻構造の Halo アンテナにすることにより, アンテナ素子径及び 8 % 以上の広帯域な比帯域幅を維持しながら, 素子高を大幅に低減することが分かった. また, 無給電素子の前後において, 無給電素子を装荷することにより低周波化していることが確認できる. この点については 4.2.4 項の電流分布にて詳しく考察する. 次に図 4.6 において 2 重殻 Halo アンテナの放射パターンについて示す. 放射パターンの周波数は 900 MHz 及び 980 MHz とする. いずれの周波数においても各面の放射パターンは一致しており, xy 面において水平偏波で水平面内無指向性の放射パターンであることが確認できる. ここで, 900 MHz 及び 980 MHz における利得は, それぞれ 1.31 dBi 及び 1.29 dBi である. 次節では, 2 重殻 Halo アンテナの更なる広帯域化について検討する.

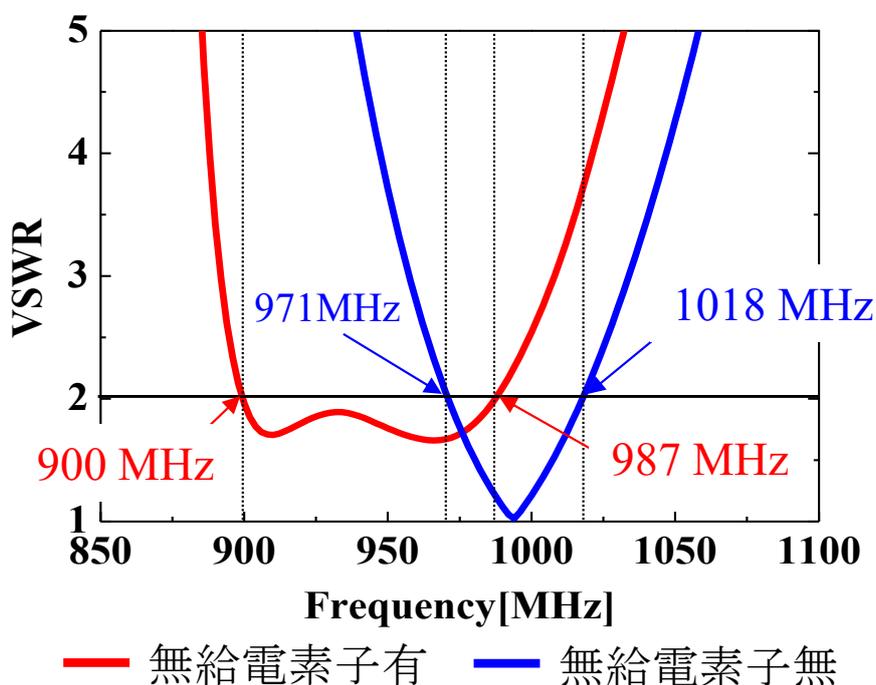


図 4.5 2 重殻 Halo アンテナの VSWR 特性

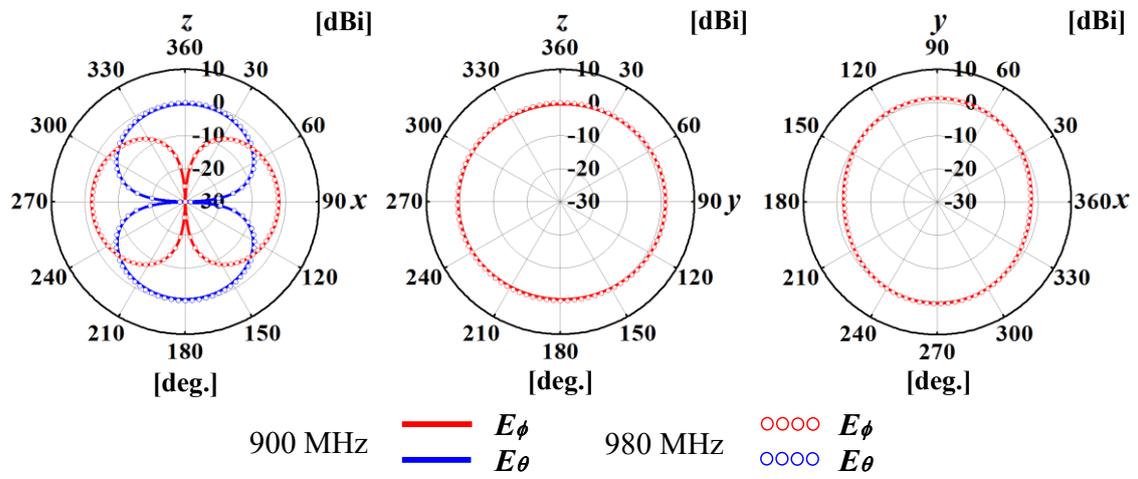


図 4.6 2重殻 Halo アンテナの放射パターン

4.3.4 電流分布による考察

前節で無給電素子の前後において、無給電素子を装荷することにより低周波化していることが分かった。この理由を検討するため、電流分布を図 4.7 に示す。なお、電流分布における周波数は、VSWR 特性が極小値となる 909 MHz 及び 966 MHz とする。図 4.7 より 909 MHz において、無給電素子のループ部分において強く励振していることが分かる。次に 966 MHz では、内側の Halo アンテナにおいて強く励振していることが確認できる。これは、無給電素子の経路長は Halo アンテナよりも大きいため、909 MHz では無給電素子が 966 MHz では Halo アンテナが励振し、組み合わせることで広帯域化したものと考えられる。

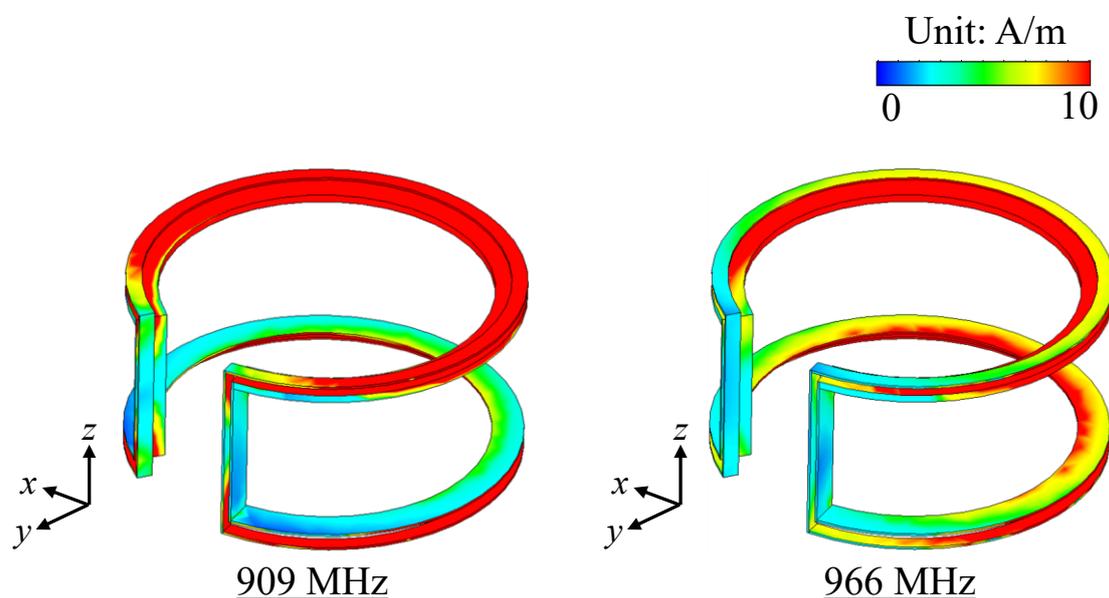


図 4.7 2重殻 Halo アンテナの電流分布

4.4 2重殻 Halo アンテナの更なる広帯域化の検討

前節では、無給電素子を Halo アンテナの外側に配置した 2 重殻 Halo アンテナについて検討した。本節では、2 重殻 Halo アンテナの鉛直方向上下に 2 個の同型の無給電素子、すなわち計 2 種類の無給電素子を装荷することで、更なる広帯域化について検討を行う。なお、設計目標は 2 種類の無給電素子を装荷している 4 個の無給電素子を装荷した Halo アンテナの比帯域幅である 12% 以上かつ 0.0052 以下の占有体積とする。

4.4.1 アンテナの構成

図 4.8 に無給電素子を 2 個装荷した 2 重殻 Halo アンテナの構成を示す。提案アンテナは、2 重殻 Halo アンテナの鉛直方向上下に 2 個の無給電素子を装荷した構造となっている。2 重殻 Halo アンテナの構造パラメータは前項と同じものとする。次項では入力インピーダンス特性について検討し、調整するパラメータは、新たに装荷した無給電素子の素子高 h_{para1} 、設置間隔 s_1 及びギャップ角 θ_{para1} とする。

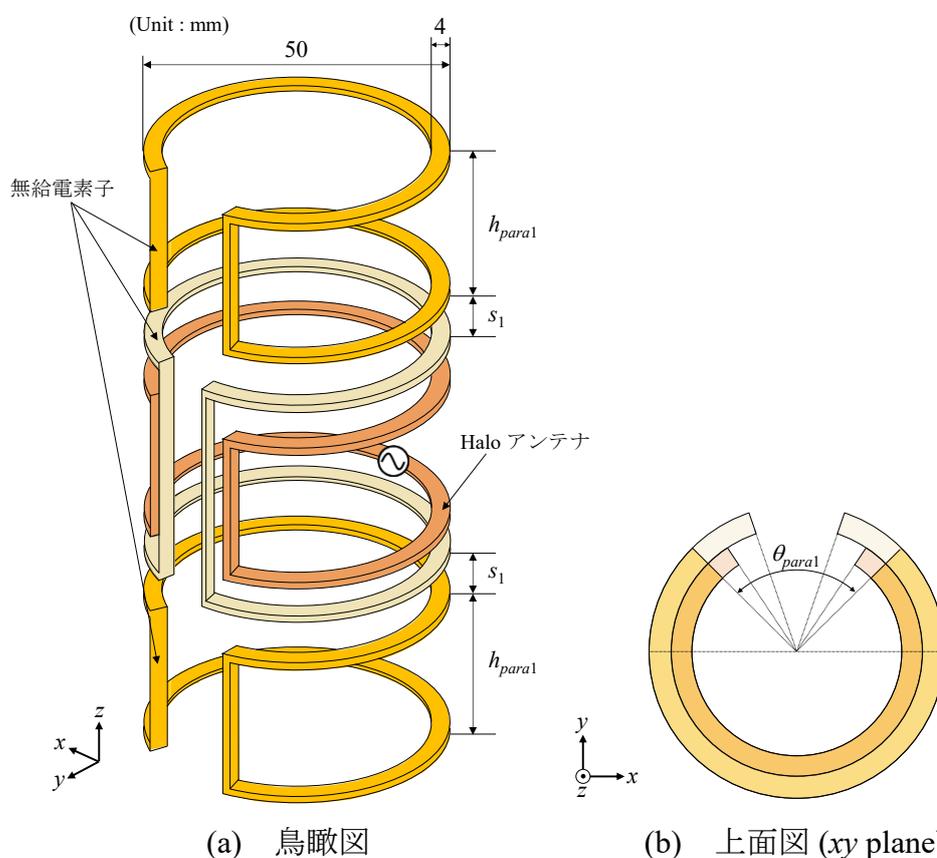
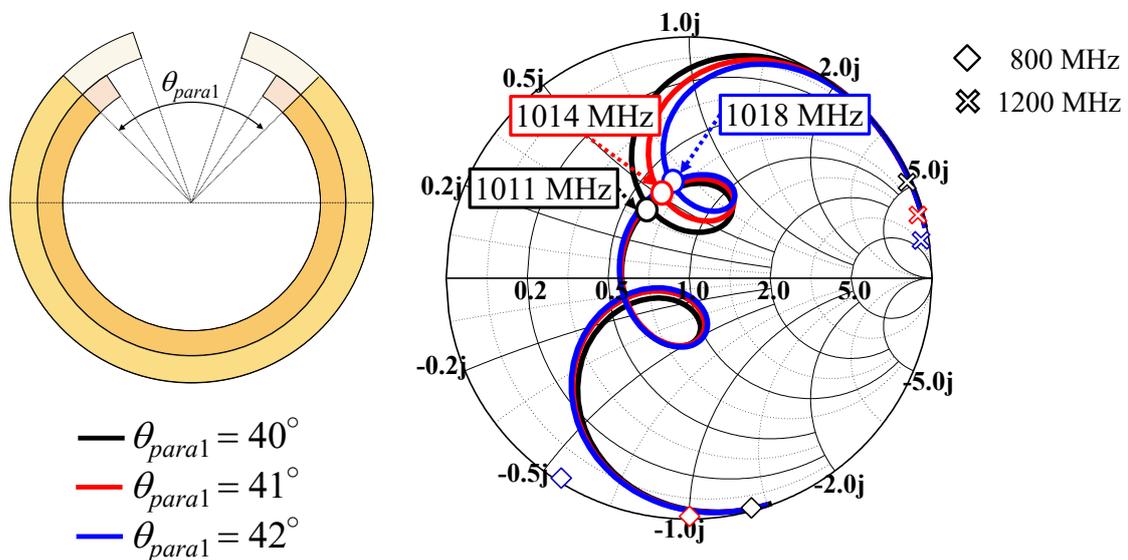


図 4.8 無給電素子を 2 個装荷した 2 重殻 Halo アンテナの構成

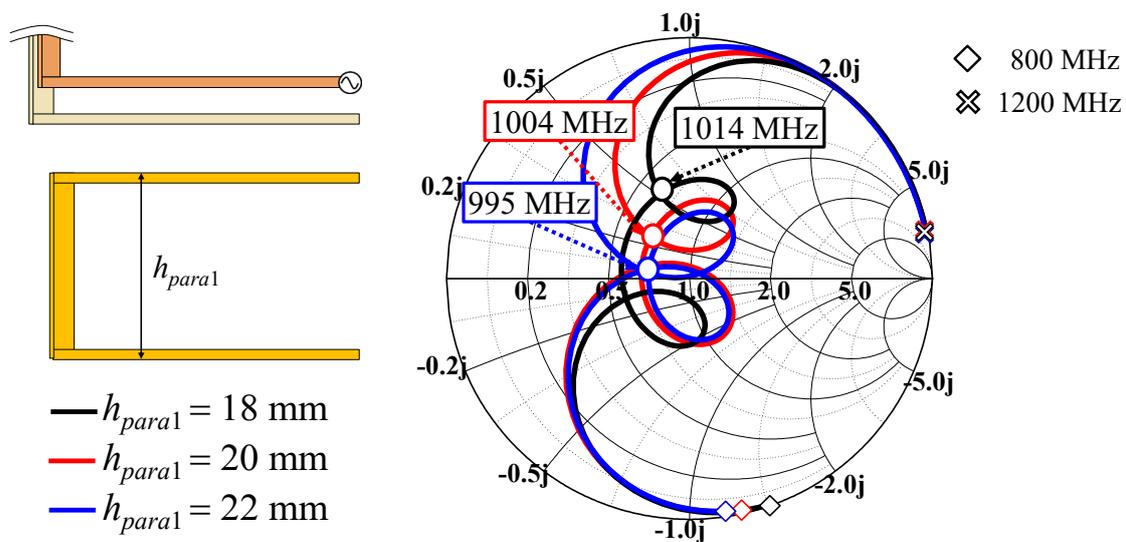
4.4.2 無給電素子のギャップ角度，素子高及び設置間隔の調整

図 4.9 に無給電素子を 2 個装荷した 2 重殻 Halo アンテナの入力インピーダンス特性を示す．ここで，パラメータの初期値は， $\theta_{para1} = 40^\circ$ ， $h_{para1} = 18 \text{ mm}$ ， $s_1 = 12 \text{ mm}$ としている．図 4.9 (a) より，新たに無給電素子を装荷することによってキंकが 2 つ発生していることが確認できる．また， θ_{para1} を大きくすることによって高周波側のキंकが時計回り方向に回転し，キंकサイズが小さくなっていることが確認できる．また，キंकの結び目の周波数はあまり変化していないことが分かる．図 4.9 (b) において， h_{para1} を大きくすることにより 2 つのキंकが近接し，高周波側のキंकの結び目の周波数が低周波化していることが分かる．これは無給電素子の経路長が大きくなるからである．次に図 4.9 (c) より， s_1 を大きくすることによって，高周波側のキंकサイズが小さくなり，キंकの結び目の周波数が低周波化していることが確認できる． $s_1 = 15 \text{ mm}$ の時に $VSWR \leq 2$ の円内に調整することが可能となる．

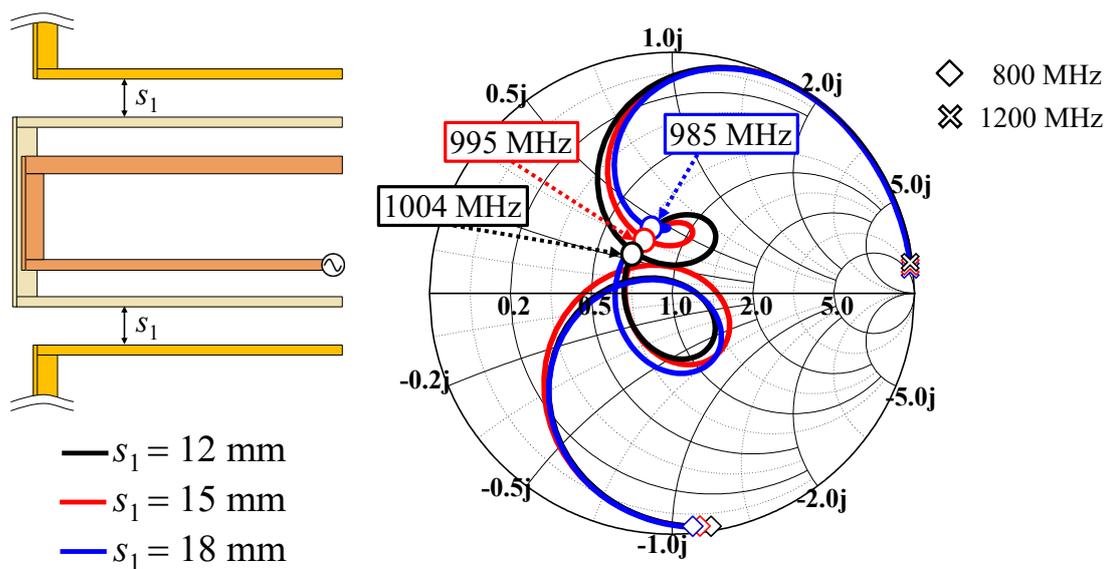
以上より，新たに装荷した無給電素子のギャップ角度 θ_{para1} ，素子高 h_{para1} 及び設置間隔 s_1 を変化させることで， $VSWR \leq 2$ の円内に調整することが可能となる．



(a) θ_{para1} 変化時



(b) h_{para1} 変化時 ($\theta_{para1} = 41^\circ$)



(c) s_1 変化時 ($\theta_{para1} = 41^\circ$, $h_{para1} = 20 \text{ mm}$)

図 4.9 無給電素子を 2 個装荷した 2 重殻 Halo アンテナの入カインピーダンス特性

4.4.3 シミュレーション結果

図 4.10 に無給電素子を 2 個装荷した 2 重殻 Halo アンテナの VSWR 特性について示す。VSWR ≤ 2 となる比帯域幅は 17.9% (834 ~ 998 MHz), アンテナ素子径, 素子高はそれぞれ, 0.14λ , 0.26λ となり, 占有体積が 0.0039 と小型かつ広帯域特性を有していることが確認できる。次に図 4.11 に無給電素子を 2 個装荷した 2 重殻 Halo アンテナの放射パターンについて示す。放射パターンの周波数は提案アンテナの VSWR 特性が極小値となる 840 MHz, 910 MHz 及び 980 MHz とする。いずれの周波数においても各面の放射パターンは一致しており, xy 面において水平偏波で水平面内無指向性の放射パターンであることが確認できる。ここで, 840 MHz, 910 MHz 及び 980 MHz における利得は, それぞれ 1.98 dBi, 1.91 dBi 及び 2.37 dBi である。

以上より, 2 重殻 Halo アンテナの鉛直方向上下に 2 個の無給電素子を装荷することによって, 小型で広帯域特性を有する Halo アンテナを実現した。

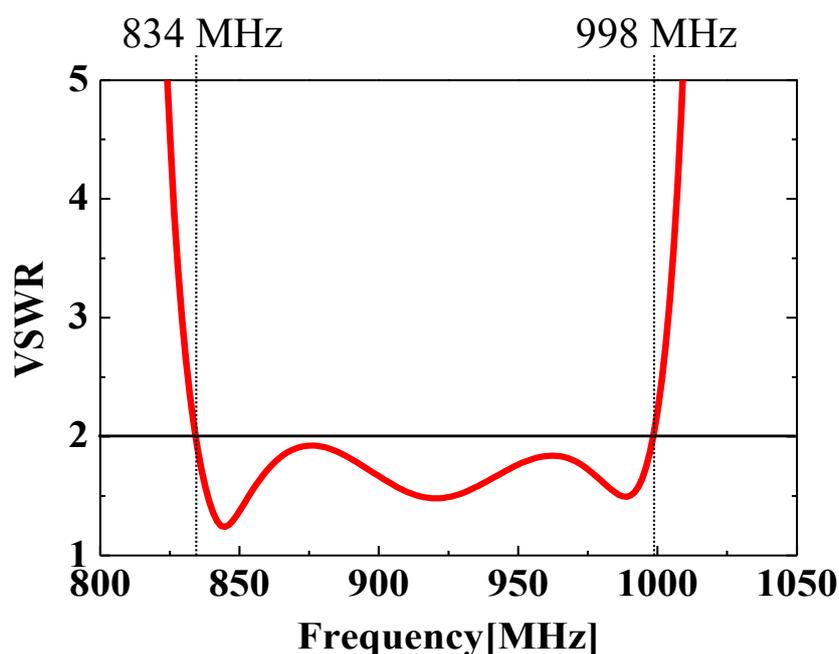


図 4.10 無給電素子を 2 個装荷した 2 重殻 Halo アンテナの VSWR 特性

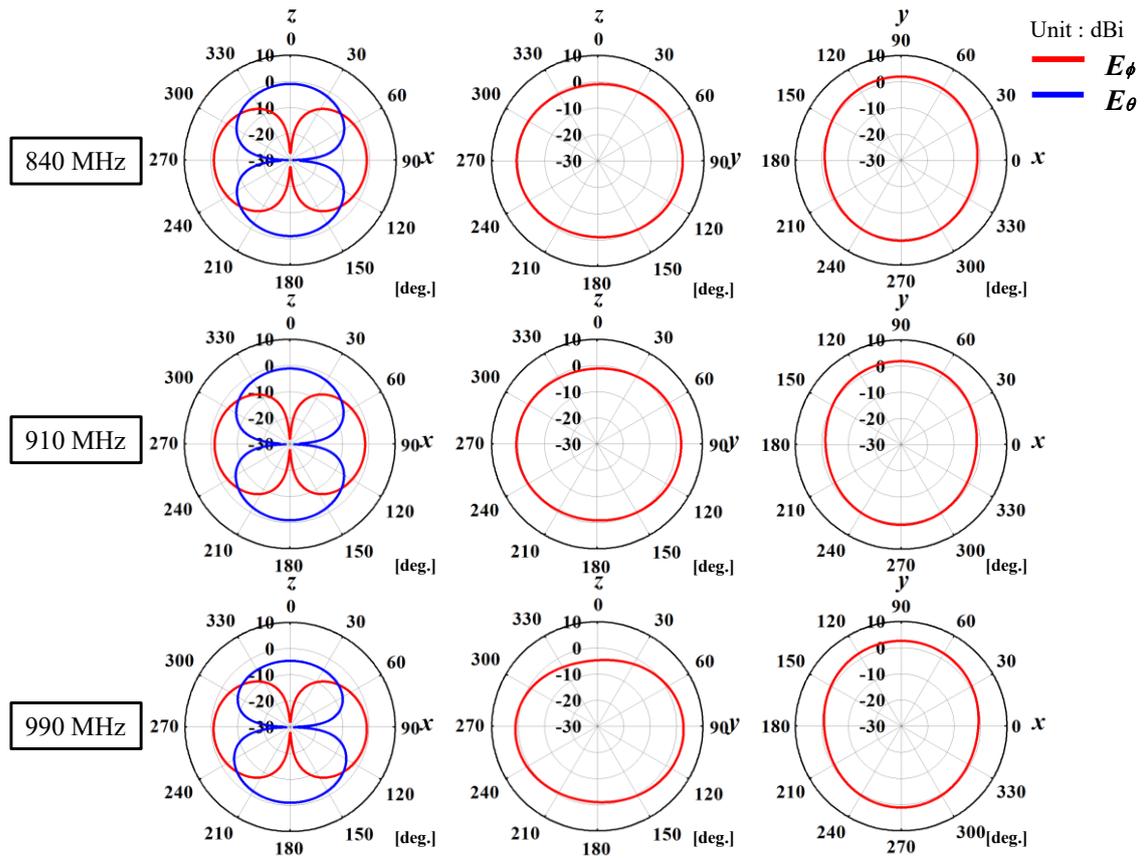


図 4.11 無給電素子を 2 個装荷した 2 重殻 Halo アンテナの放射パターン

4.5 先行研究との比較

図 4.12 に、装荷する無給電素子の数を 0 個，2 個，4 個としたときの Halo アンテナ及び本章にて提案したアンテナとの比較を示す．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いる．まず，2 重殻 Halo アンテナは占有体積が 0.0013，比帯域幅は 9.3% となり，比帯域幅を維持しながら，アンテナ素子高を 3 分の 1 程度の低減を達成した．次に 2 重殻 Halo アンテナに 2 個の無給電素子を装荷したアンテナは占有体積が 0.0039，比帯域幅は 17.9% となり，いずれの提案アンテナにおいても設計目標を達成した．

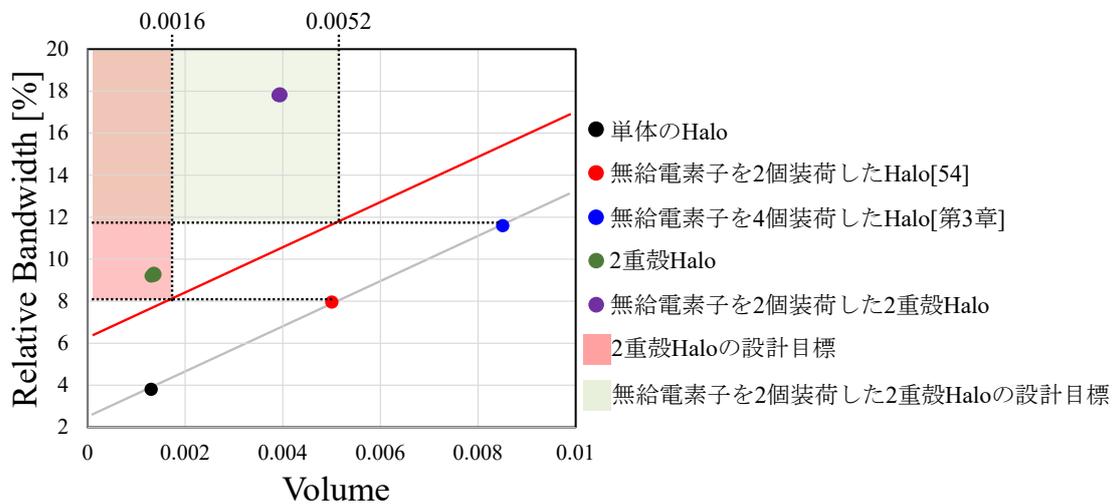


図 4.12 先行研究との比較 (占有体積及び比帯域幅の関係)

4.6 まとめ

従来の Halo アンテナの広帯域化手法は Halo アンテナの鉛直方向上下に無給電素子を装荷する手法が行われていたが、素子が縦長になるため、アンテナ素子高が大きくなっていた。本章では無給電素子の位置を Halo アンテナの外側に配置することで、素子高を大幅に低減した小型かつ広帯域な Halo アンテナについてシミュレーションにより検討した。Halo アンテナを 2 重殻構造にした場合、無給電素子の高さ、両素子のギャップ角度及び幅を変化させることによりインピーダンス調整を行うことができる。しかしながら、インピーダンスが低いため、 $VSWR \leq 2$ に整合させることが困難であった。そのため、Halo 素子のステップアップ比を調整することにより、キルクを $VSWR \leq 2$ に整合させることができた。結果として、2 重殻 Halo アンテナは占有体積が 0.0013、比帯域幅は 9.3 % となり、比帯域幅を維持しながら、アンテナ素子高を 3 分の 1 以下に低減することができた。次に、2 重殻 Halo アンテナの鉛直方向上下に 2 個の無給電素子を装荷することで更なる広帯域化について検討した。結果として、2 重殻 Halo アンテナに 2 個の無給電素子を装荷したアンテナが、 $VSWR \leq 2$ となる比帯域幅は 17.9 % (834 ~ 998 MHz)、アンテナ素子径、素子高はそれぞれ、 0.14λ 、 0.26λ となり、占有体積が 0.0039 と小型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、両検討モデルとも動作帯域内で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比帯域幅の関連性についての検討を実施した。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 垂直偏波素子の広帯域・小型化

5.1 まえがき

第3章、第4章においては水平面内無指向性の放射パターンを有する広帯域・小型な水平偏波アンテナについて検討した。本章では、水平偏波素子内部に挿入することができる広帯域な垂直偏波無指向性アンテナについて検討する。水平面内無指向性の放射パターンを持つ小型な垂直偏波アンテナについては、多くの研究が報告されている[57-59]。文献[57]のアンテナは、スリーブアンテナの上部にスリーブ構造を設けることによって比帯域幅 29.6%の広帯域特性を有している。また、アンテナ素子径 0.05λ であり、細径である反面、アンテナ素子高が 0.52λ と大きく、提案した水平偏波アンテナの内部に挿入するには、より小型なアンテナが必要である。文献[58-59]は、平面ループスロットアンテナに2枚の無給電素子を装荷したアンテナである。無給電素子を装荷しているため、アンテナ素子径は 0.18λ とやや大きいですが、比帯域 13.4%の広帯域特性を有しており、アンテナ素子高が 0.35λ と小型である。本論文では垂直偏波素子としてループスロットアンテナに着目し、改良することで更なる広帯域・細径化について検討する。文献[60]は無給電素子を用いない広帯域なループスロットアンテナである。比帯域幅は $|S_{11}| \leq -6 \text{ dB}$ で 88.4% であり、平面ループスロットアンテナを矩形状に折り曲げることで無給電素子を装荷することなく、広帯域化を達成している。また、素子径 0.11λ 、素子高 0.12λ と非常に小型であるが、放射パターンは無指向性ではない。

本章では、まず第4章で検討した無給電素子を2個装荷した2重殻 Halo アンテナの素子幅を銅シートで製作可能な 0.05 mm に薄く再設計し、水平偏波素子内部に挿入することができるスペースをできるだけ大きく確保するとともに、製作を簡易化する。次に水平偏波素子内部に円筒導体を挿入し、円筒導体の直径を変化させた場合の影響について検討することで、内部に挿入できる垂直偏波素子の寸法とカバーすべき帯域幅を明らかにする。最後に文献[60]を改良することで、広帯域・小型な垂直偏波無指向性アンテナについて検討する。

5.2 垂直偏波素子の動作周波数及び寸法の検討

5.2.1 垂直偏波素子の動作周波数及び素子高の検討

図 5.1 に第 4 章にて提案した無給電素子を 2 個装荷した 2 重殻 Halo アンテナの素子幅を 0.05 mm で再設計したアンテナ構成を示す. 表 5.1 は提案アンテナの構造パラメータである. 図 4.9 を参考にして, 入力インピーダンス調整を行っている. 表 5.1 より提案アンテナの寸法は高さ 123 mm×直径 50 mm である.

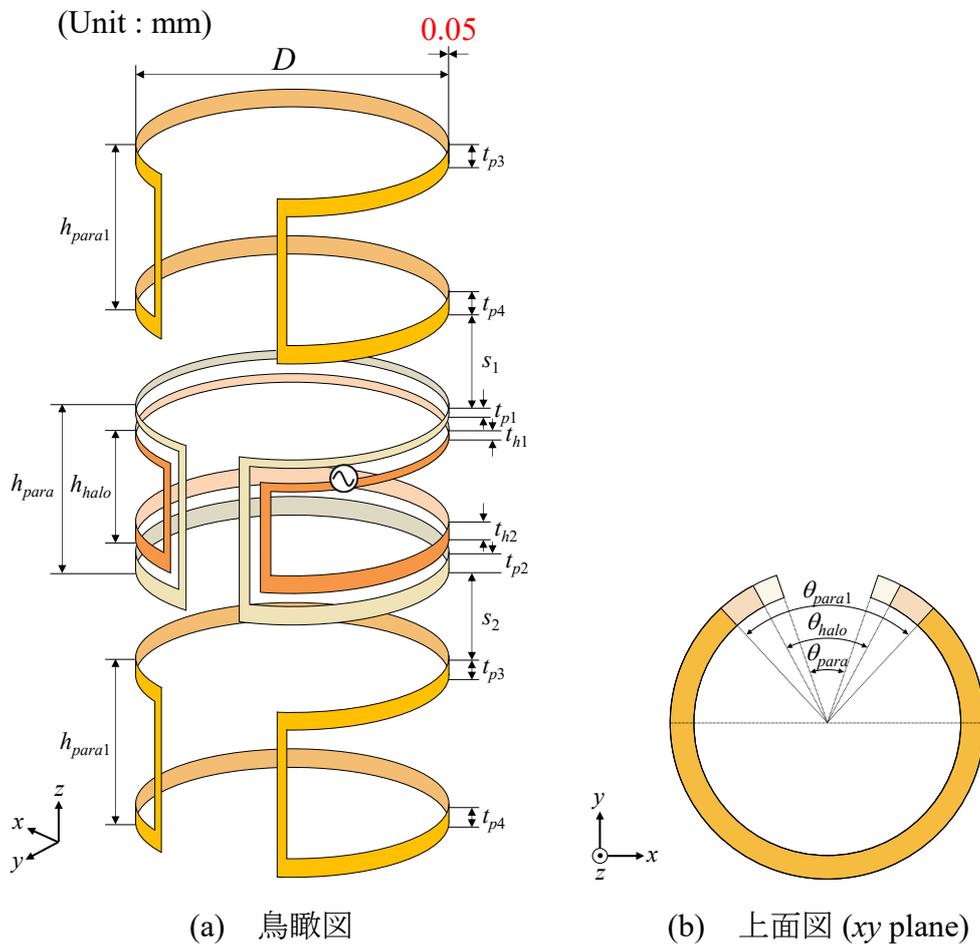


図 5.1 第 4 章で提案した水平偏波アンテナ (素子幅 0.05 mm) の構成

表 5.1 構造パラメータ

h_{halo}	h_{para}	h_{para1}	h_{gap}	θ_{halo}	θ_{para}	θ_{para1}	s_1
20	30	30	2	32°	24°	46°	18
s_2	t_{h1}	t_{h2}	t_{p1}	t_{p2}	t_{p3}	t_{p4}	D
15	2	3	1	3	3	3	50

図 5.2 及び図 5.3 に提案アンテナの 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 800 MHz 及び 900 MHz とする. 図 5.2 より, $VSWR \leq 2$ となる比帯域幅は 13.4% (788 ~ 901 MHz) である. さらに, アンテナ素子径, 素子高はそれぞれ, 0.13λ , 0.32λ となっており, 素子幅を 0.05 mm とすることにより, 素子高がやや大きくなるが, 内部に挿入できるスペースが広くなった. また, 放射パターンについては xy 面において動作帯域内で水平偏波無指向性であることを確認できる. 次項では, 内部に円筒導体を挿入した場合について検討する.

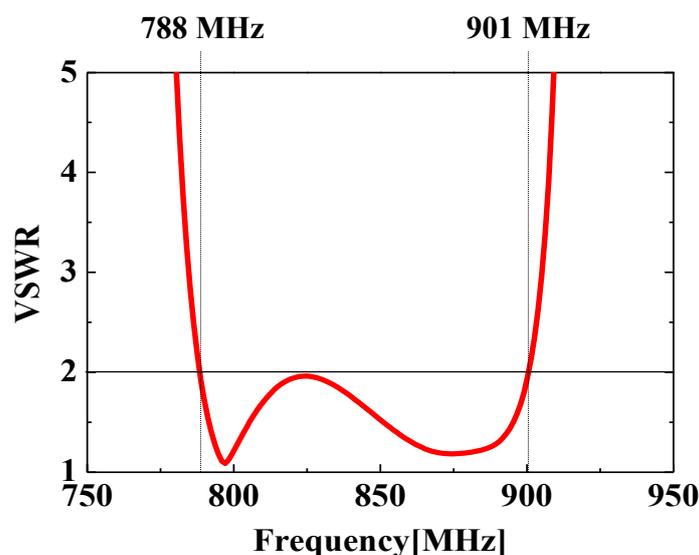


図 5.2 第 4 章で提案した水平偏波アンテナ (素子幅 0.05 mm) の VSWR 特性

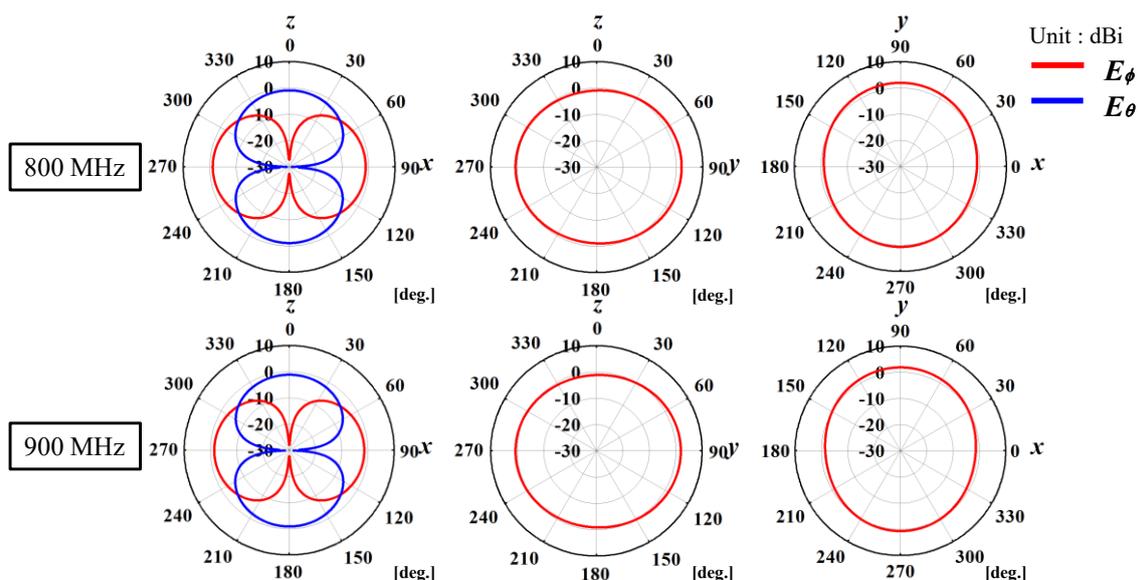


図 5.3 第 4 章で提案した水平偏波アンテナ (素子幅 0.05 mm) の放射特性

5.2.2 垂直偏波素子の直径の検討

前項では素子幅 0.05 mm の水平偏波アンテナについて検討した。本項では、内部に円筒導体を挿入し、特性の変化について検討する。ここで、円筒導体の高さは、水平偏波アンテナと同様の長さである 123 mm である。図 5.4 に円筒導体挿入モデルの概要を示す。なお、円筒導体の直径を D_1 とする。図 5.5 (a) に D_1 を変化させた場合の円筒導体挿入モデルの VSWR 特性を示す。図 5.5 (a) より、 D_1 が大きくなるにつれ、低周波側の極小となる VSWR の値が上昇し、 $D_1 = 20$ mm で VSWR が 2 以上となり、 D_1 が 10 mm 以下の場合において、 $VSWR \leq 2$ で整合していることが確認できる。図 5.5 (b) に示す入力インピーダンス特性より、円筒導体の直径を大きくすることでキルクサイズが大きくなったため、整合しなくなったものと思われる。

以上より、水平偏波アンテナ内部に挿入する垂直偏波素子の寸法は高さ 123 mm × 直径 10 mm とし、動作周波数 788 ~ 901 MHz を満たす垂直偏波無指向性アンテナについて検討する。

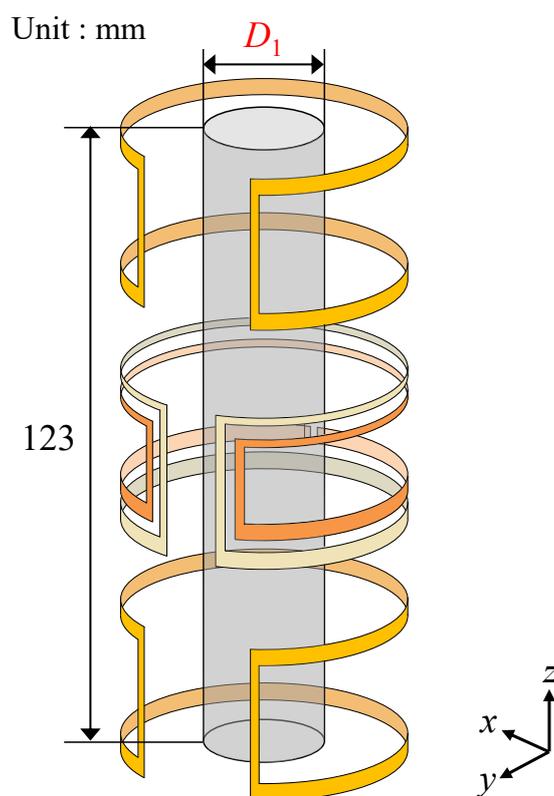
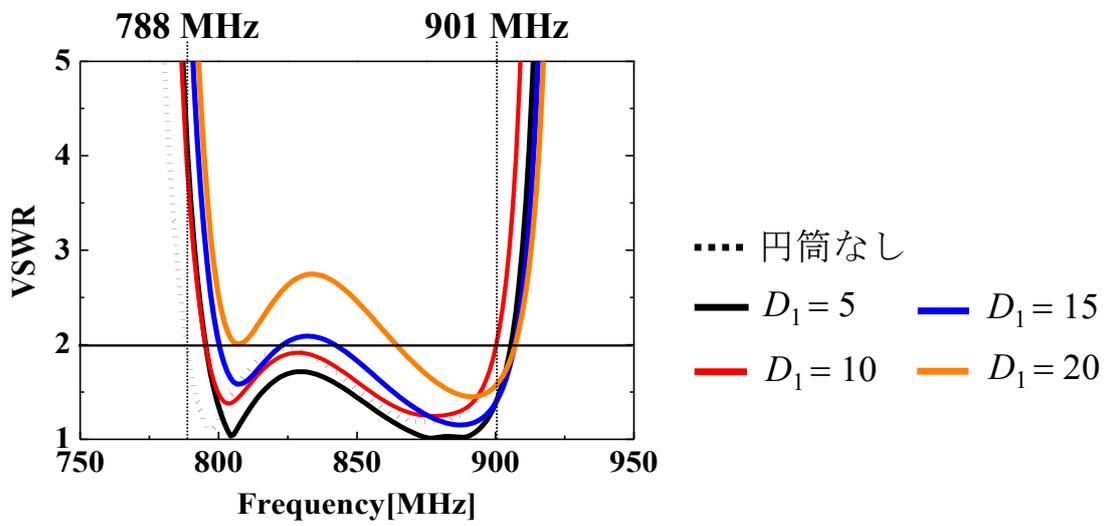
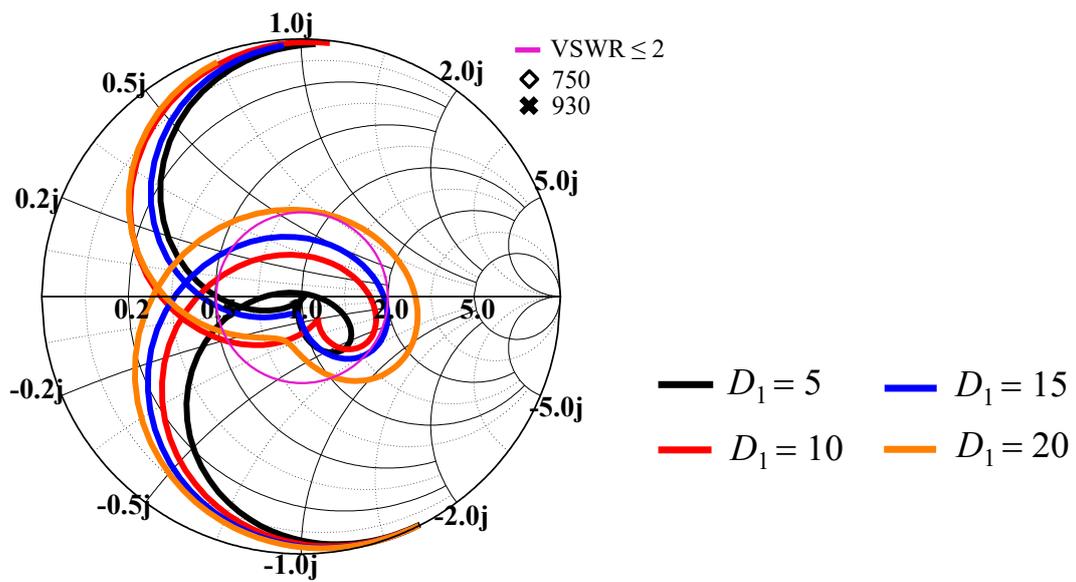


図 5.4 円筒導体挿入モデル概要



(a) VSWR 特性



(b) 入力インピーダンス特性

図 5.5 円筒導体挿入モデル周波数特性

5.3 円筒状に折り曲げた細径ループスロットアンテナの検討

本節では、文献[55]を参考にループスロットアンテナを円筒状に折り曲げることによって細径かつ広帯域な垂直偏波無指向性アンテナについて検討する。

5.3.1 アンテナの構成

図 5.6 に円筒ループスロットアンテナの構成について示す。寸法は前節で明らかにした通り、高さ 123 mm×直径 10 mm とし、提案アンテナの素子幅は、水平偏波アンテナと同様に 0.05 mm とする。また、スロットの間隔を t_{h1} 、ギャップ幅を t_{h2} 及びループ部から末端部までの長さ h をパラメータとする。ここで、パラメータの初期値は、 $t_{h1} = 40^\circ$ 、 $t_{h2} = 18$ mm 及び $h = 12$ mm とする。次項では入力インピーダンス特性について検討する。

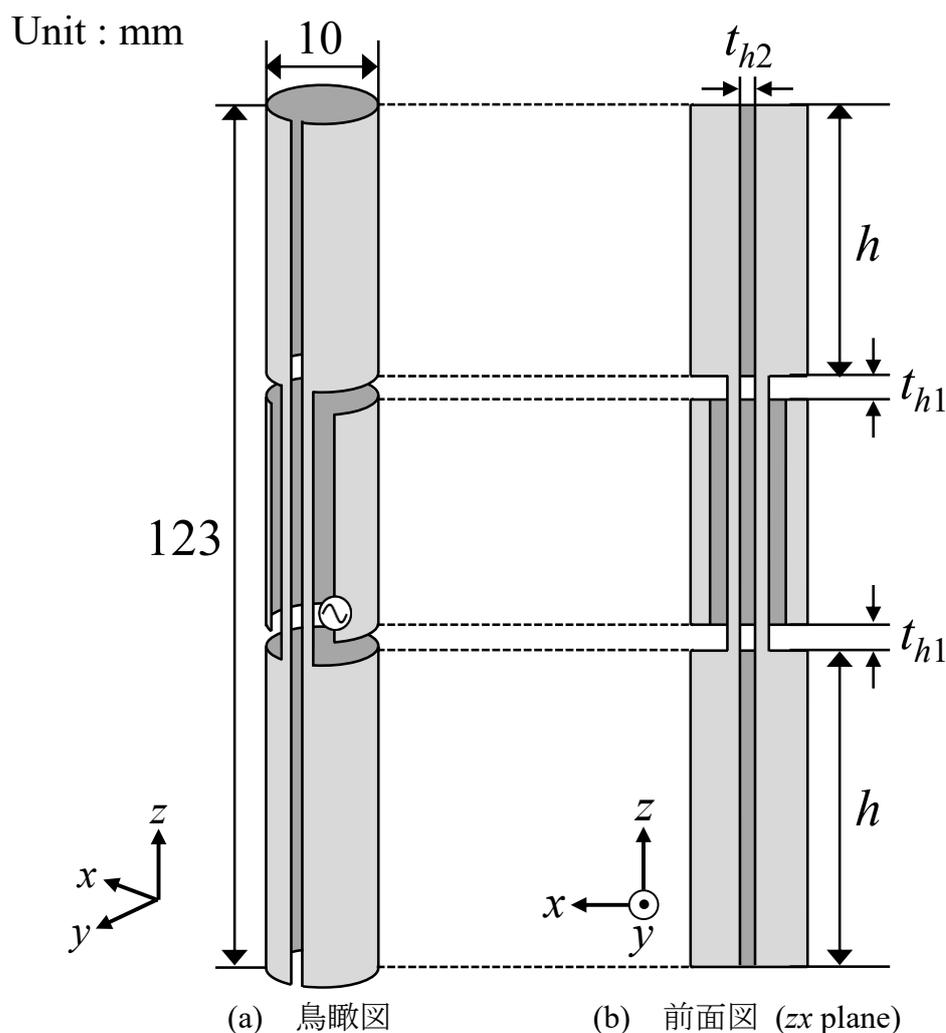
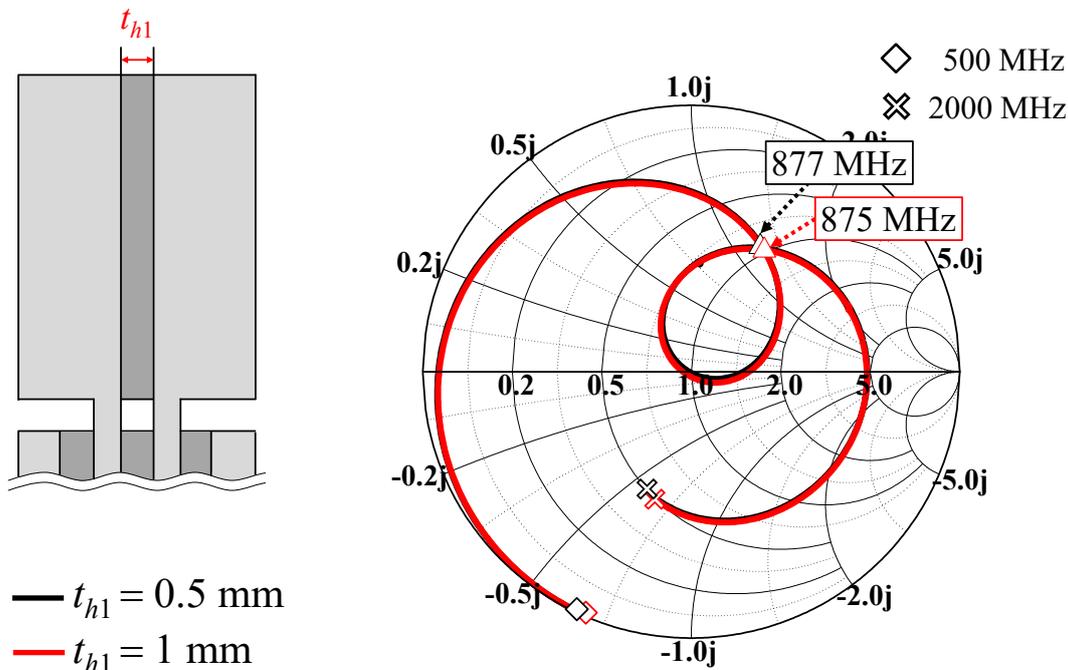


図 5.6 円筒ループスロットアンテナの構成

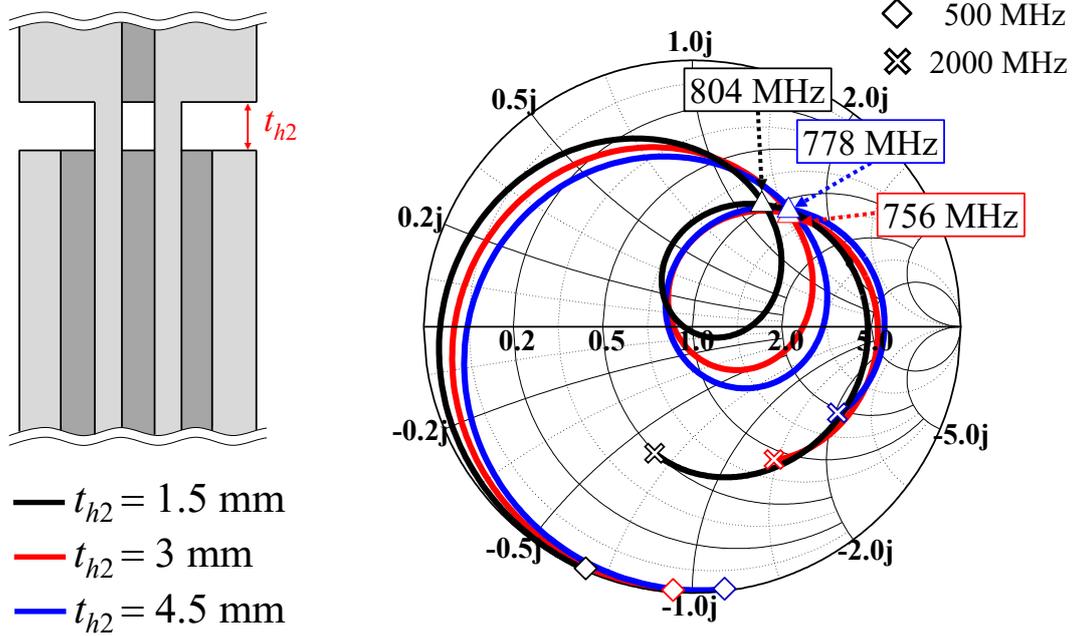
5.3.2 シミュレーション結果

本節では、円筒ループスロットアンテナの入力インピーダンス特性について検討する。調整するパラメータは、スロットの間隔 t_{h1} 、ギャップ幅 t_{h2} 及びループ部から末端部までの長さ h とする。円筒ループスロットアンテナの入力インピーダンスを調整し、水平偏波素子の動作周波数である 788 ~ 901 MHz を満たすように設計する。図 5.7 に円筒ループスロットアンテナの入力インピーダンス特性を示す。ここで、パラメータの初期値は前節で示したように、 $t_{h1} = 0.5$ mm, $t_{h2} = 1.5$ mm 及び $h = 25$ mm としている。図 5.7 (a) より、ループスロットアンテナを円筒状に折り曲げることによってキンクが発生していることが確認できる。また、 t_{h1} を変化させても入力インピーダンス特性及びキンクの結び目の周波数はあまり変化していないことが分かる。次に図 5.7 (b) において t_{h2} を大きくすることによってキンクが時計回りに回転し、 $t_{h2} = 3$ mm の時にキンクの結び目の周波数が最も低周波化していることが確認できる。図 5.7 (c) より、 h を大きくすることによりキンクが反時計回りに回転していることが分かる。特に、 $h = 35$ mm で $VSWR \leq 2$ となる動作周波数が 779 ~ 1061 MHz となり、水平偏波アンテナの動作周波数 788 ~ 901 MHz を満たしていることが確認できる。

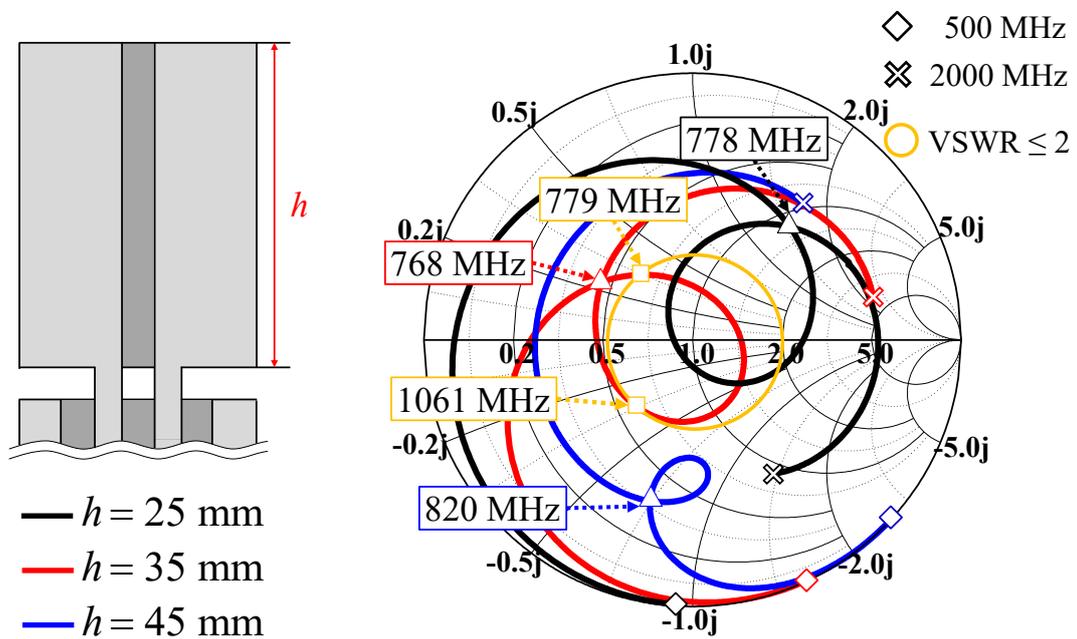
以上より、 t_{h1} 、 t_{h2} 及び h を変化させることによって $VSWR \leq 2$ の円内に調整することが可能となる。



(a) t_{h1} 変化時



(b) t_{h2} 変化時 ($t_{h1} = 1$ mm)



(c) h 変化時 ($t_{h1} = 1$ mm, $t_{h2} = 3$ mm)

図 5.7 円筒ループスロットアンテナの入力インピーダンス特性

上記の検討で、円筒ループスロットアンテナの比帯域幅は 30.7 % (779 ~ 1061 MHz) , 素子径, 素子高はそれぞれ, 0.025λ , 0.32λ となった. 図 5.8 に円筒ループスロットアンテナの放射パターンについて示す. 放射パターンの周波数は 790 MHz, 870 MHz 及び 950 MHz とする. 図 5.8 より, いずれの周波数においても各面の放射パターンは一致しており, zx 面, yz 面において 8 の字の指向性となり, xy 面において垂直偏波で水平面内無指向性の放射パターンであることが確認できる. この点については 5.3.3 項の電流分布にて詳しく考察する. ここで, 790 MHz, 870 MHz 及び 950 MHz における利得は, それぞれ 1.74 dBi, 1.97 dBi 及び 1.89 dBi であることが分かる.

以上より, 平面ループスロットアンテナを円筒状に折り曲げることによって小型で広帯域特性を有する垂直偏波無指向性アンテナを実現した.

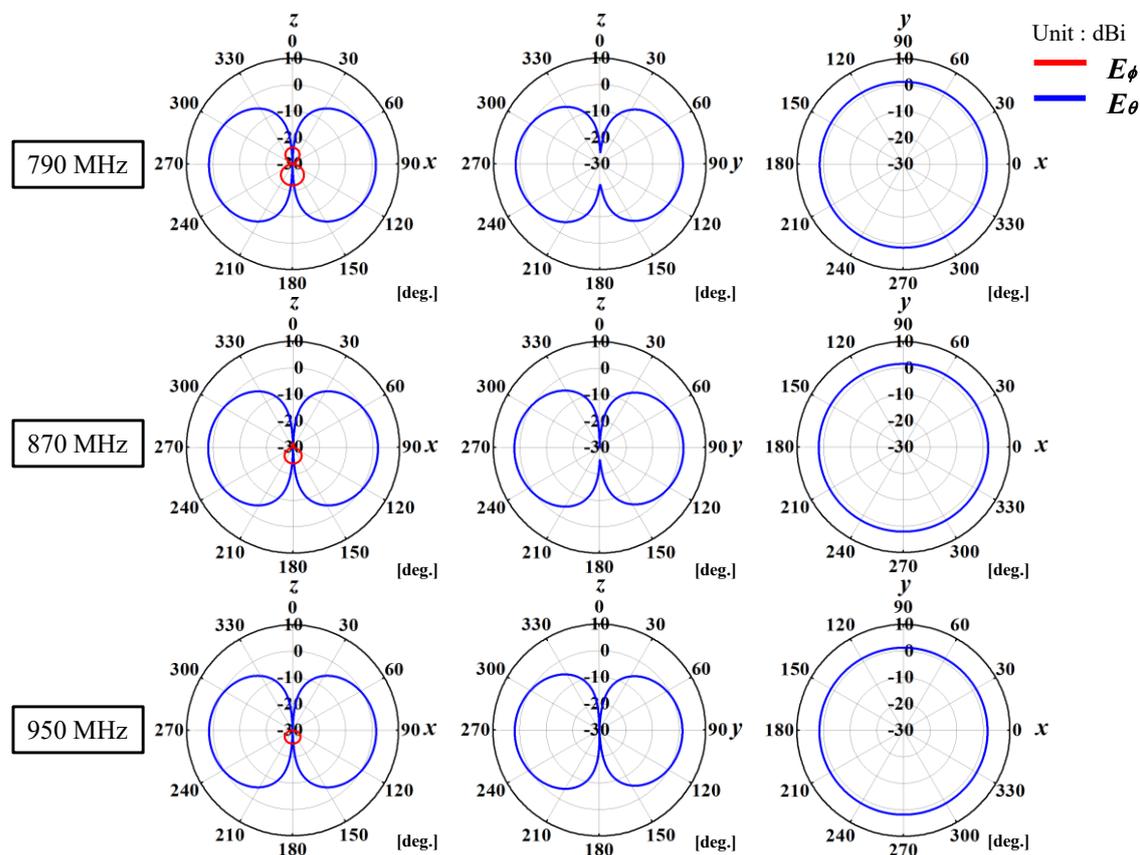


図 5.8 円筒ループスロットアンテナの放射パターン

5.3.3 電流分布による考察

図 5.9 に円筒ループスロットアンテナの電流分布を示す．なお，電流分布における周波数は， $VSWR \leq 2$ となる中心周波数である 920 MHz とする．図 5.9 より 920 MHz において，ループスロットのギャップ部分において強く励振していることが分かる．また，電流の励振方向はギャップ部で同相に励振し，ループ部において，上下で逆に励振していることが確認できる．これにより， xy 面において水平偏波成分は発生しないことが分かる．よって， z 方向のみに電流が励振することで， zx 面， yz 面において垂直偏波 8 の字の指向性となり， xy 面において水平面内無指向性の放射パターンとなったものと考えられる．

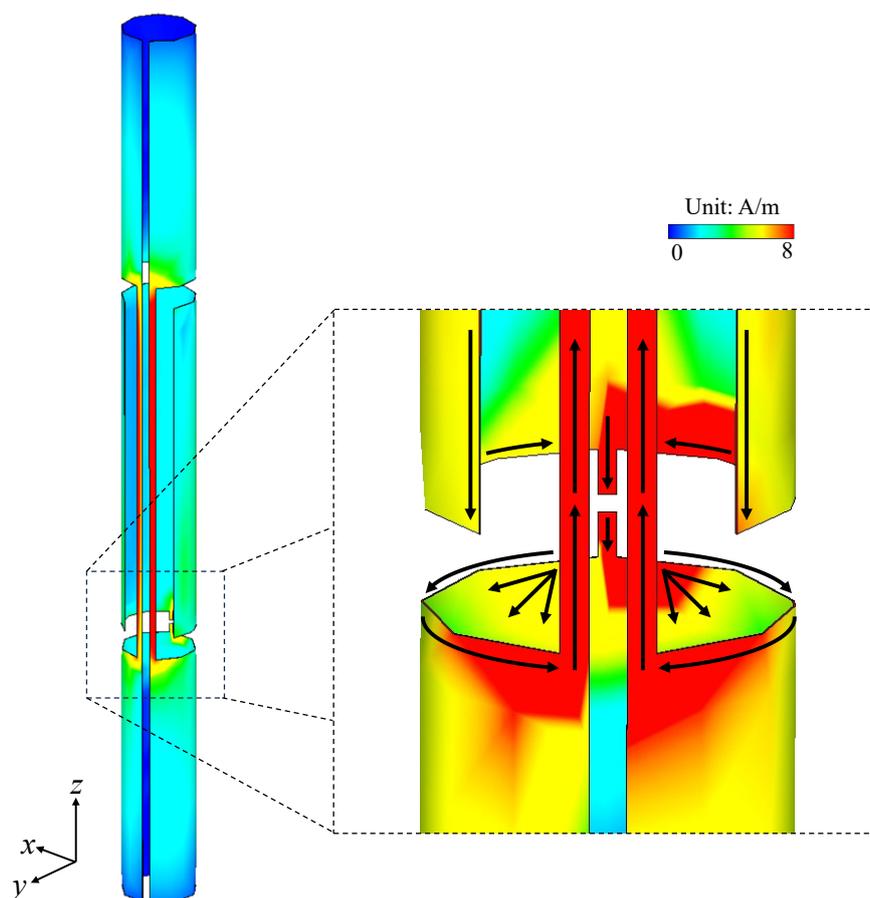


図 5.9 円筒ループスロットアンテナの電流分布

5.4 まとめ

第4章にて提案した2個の無給電素子を装荷した2重殻 Halo アンテナは、広帯域特性を有しながら小型な水平偏波アンテナであることが分かった。しかしながら、アンテナ素子幅が最大 4 mm となっており、垂直偏波素子を内部に挿入できるスペースが狭くなっていた。本章では、まずアンテナ素子幅 0.05 mm で作製可能な水平偏波アンテナについて検討した。結果として、アンテナ寸法は高さ 123 mm×直径 50 mm となり、 $VSWR \leq 2$ となる比帯域幅は 13.4 % (788 ~ 901 MHz) となることが確認できた。次に、内部に挿入する垂直偏波素子の直径を明らかにするために、円筒導体を挿入し、直径を変化させた場合の入力インピーダンス特性について検討した。結果として、直径 10 mm 以下の円筒導体であれば水平偏波アンテナの $VSWR$ 特性を劣化させることなく $VSWR \leq 2$ で整合可能となることが分かった。次に、平面ループスロットアンテナを円筒状に折り曲げることにより、高さ 123 mm×直径 10 mm となる細径な円筒ループスロットアンテナについて検討した。スロットの間隔、ギャップ幅及びループ部から末端部までの長さを変化させることにより $VSWR \leq 2$ で入力インピーダンスを調整できることが分かった。結果として、円筒ループスロットアンテナの比帯域幅は 30.7 % (779 ~ 1061 MHz)、素子径、素子高はそれぞれ、 0.025λ 、 0.32λ と広帯域かつ細径なアンテナを実現し、条件を満たす垂直偏波アンテナが得られた。また、動作帯域内において水平面内で垂直偏波無指向性の放射パターンを有することが確認できた。

次章では、提案した水平・垂直偏波アンテナを組み合わせた広帯域かつ小型な直交偏波無指向性アンテナについて検討する。

第6章 広帯域・小型直交偏波アンテナ

6.1 まえがき

第4章では水平偏波素子として2個の無給電素子を装荷した2重殻 Halo アンテナを、第5章では垂直偏波素子として円筒ループスロットアンテナについて検討した。本章では各偏波素子を組み合わせた広帯域かつ小型な直交偏波アンテナについて検討する。

図6.1に先行研究及び第2章で提案した直交偏波無指向性アンテナの比較を示す。図より、第2章における提案アンテナの比帯域幅は8.8%、占有体積は0.0057であった。よって、本章では比帯域幅8.8%以上かつ占有体積0.0057以下の直交偏波アンテナの実現を目標とする。

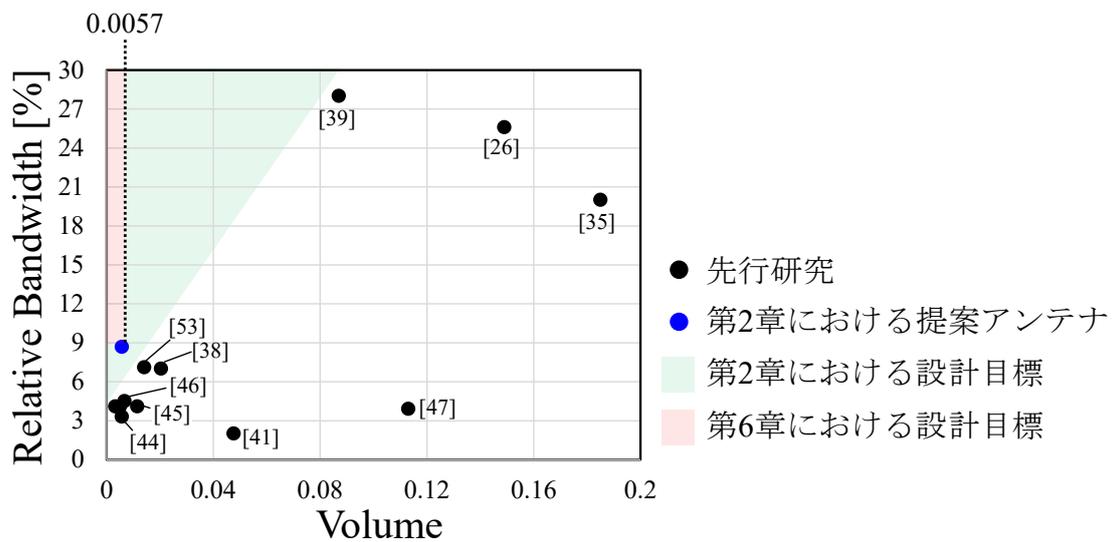


図 6.1 先行研究との比較 (占有体積と比帯域幅の関係)

6.2 アンテナの構成

図 6.2 に提案アンテナの構成を示す．提案アンテナは，2 個の無給電素子を装荷した 2 重殻 Halo アンテナ素子と円筒ループスロットアンテナで構成されている．寸法は直径 50 mm×高さ 127 mm とし，各偏波素子は同じ高さとする．ここで，第 2 章において Halo アンテナ及び無給電素子のギャップ部分の反対側に各 2 本の短絡素子を装荷することで，垂直偏波素子の水平面の放射パターンを改善し，両偏波で無指向性の放射パターンとすることを確認した．よって，本検討モデルにおいても水平偏波素子に短絡素子を装荷する．なお，2 重殻 Halo アンテナの無給電素子の短絡素子は内部の Halo アンテナに接触させず，1 mm の間隔をあけて配置している．また解析モデルの給電部についてはギャップ部に給電するものとする．

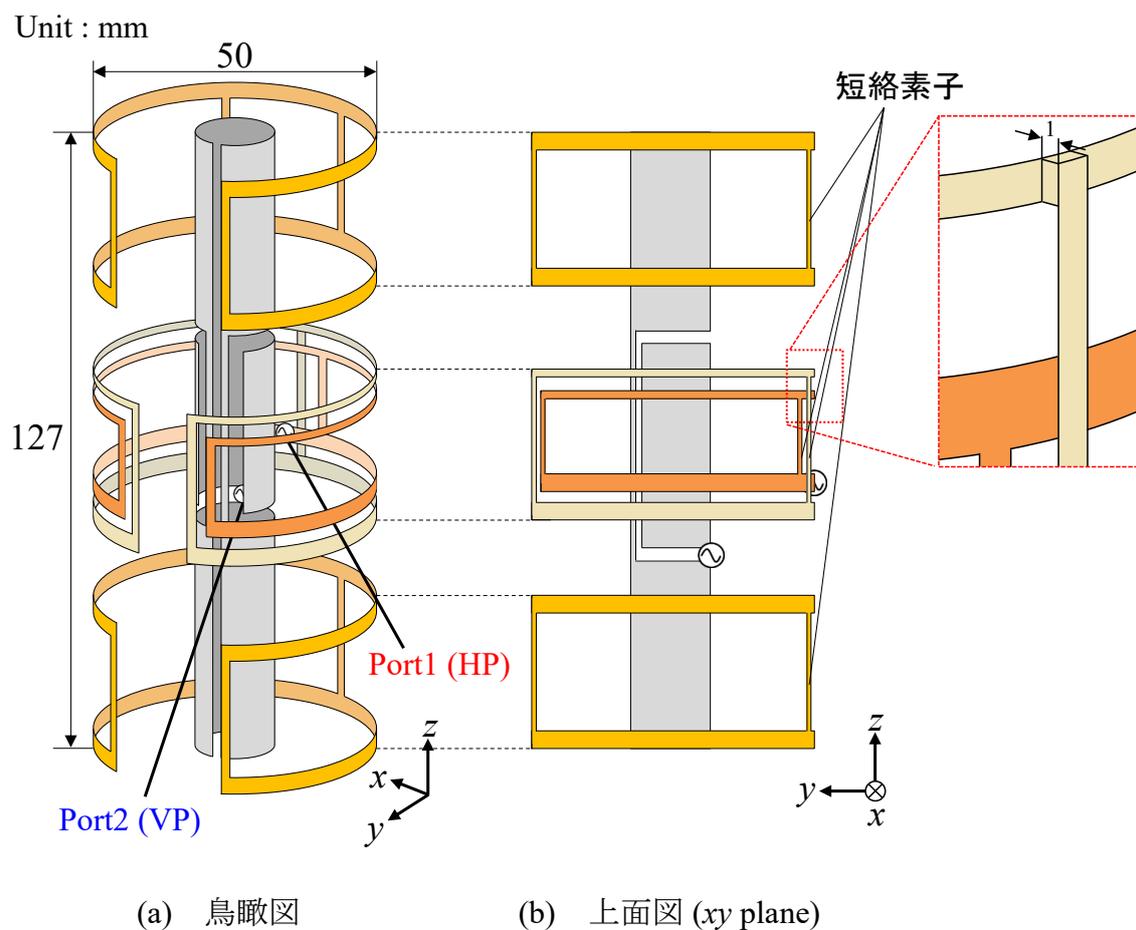


図 6.2 提案アンテナの構成

6.3 シミュレーション結果

図 6.3 及び図 6.4 に提案アンテナの入力インピーダンス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 830 MHz 及び 900 MHz とする。 $|S_{11}|$, $|S_{22}| \leq -10$ dB となる比帯域幅は 12% (804 ~ 906 MHz) であり、アンテナ素子径、素子高はそれぞれ、 0.13λ , 0.34λ である。Port 1 励振時でキックが 2 つ、Port 2 励振時でキックが 1 つ発生していることが分かる。次に放射パターンについては、830 MHz 及び 900 MHz において xy 面で両偏波無指向性の放射パターンとなっていることが確認できる。ここで、830 MHz 及び 900 MHz における利得は、それぞれ Port 1 励振時では 1.73 dBi 及び 2.76 dBi, Port 2 励振時では 1.74 dBi 及び 1.52 dBi である。提案アンテナの利得及びアンテナ総効率の周波数特性を図 6.5 及び図 6.6 に示す。図 6.5 より、Port 1 及び Port 2 励振時で動作周波数内において 0 dBi 以上の利得を得られている。図 6.6 より、両偏波素子で 80% 以上のアンテナ総効率を達成していることから、各偏波素子は独立して励振していることが確認できる。

以上より 2 個の無給電素子を装荷した 2 重殻 Halo アンテナと円筒ループスロットアンテナを組み合わせることにより、広帯域かつ小型な直交偏波アンテナを実現した。

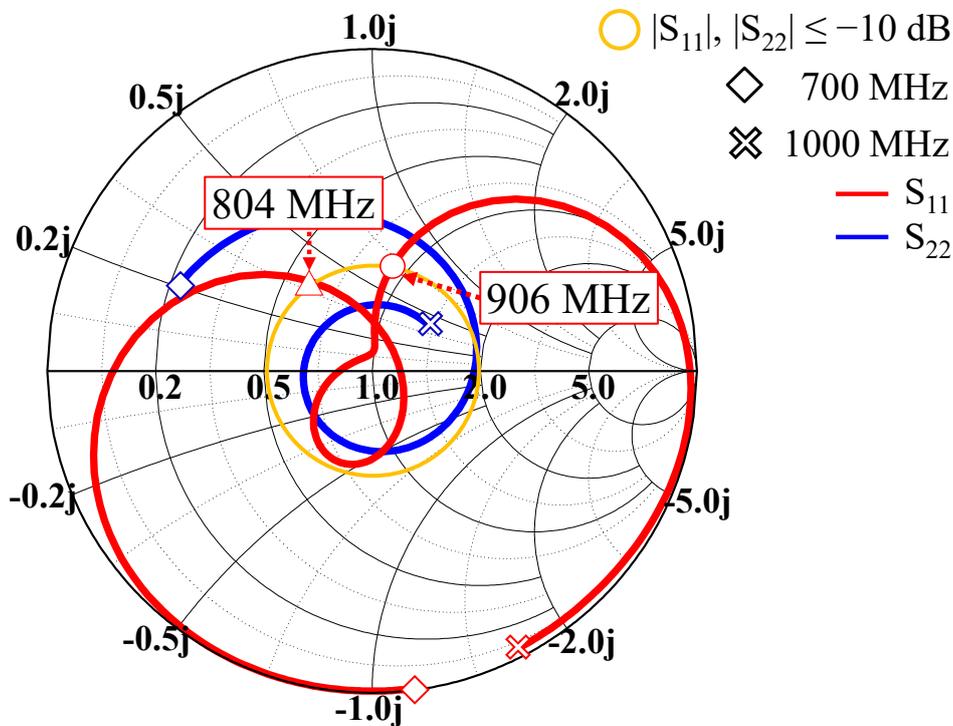


図 6.3 提案アンテナの入力インピーダンス特性

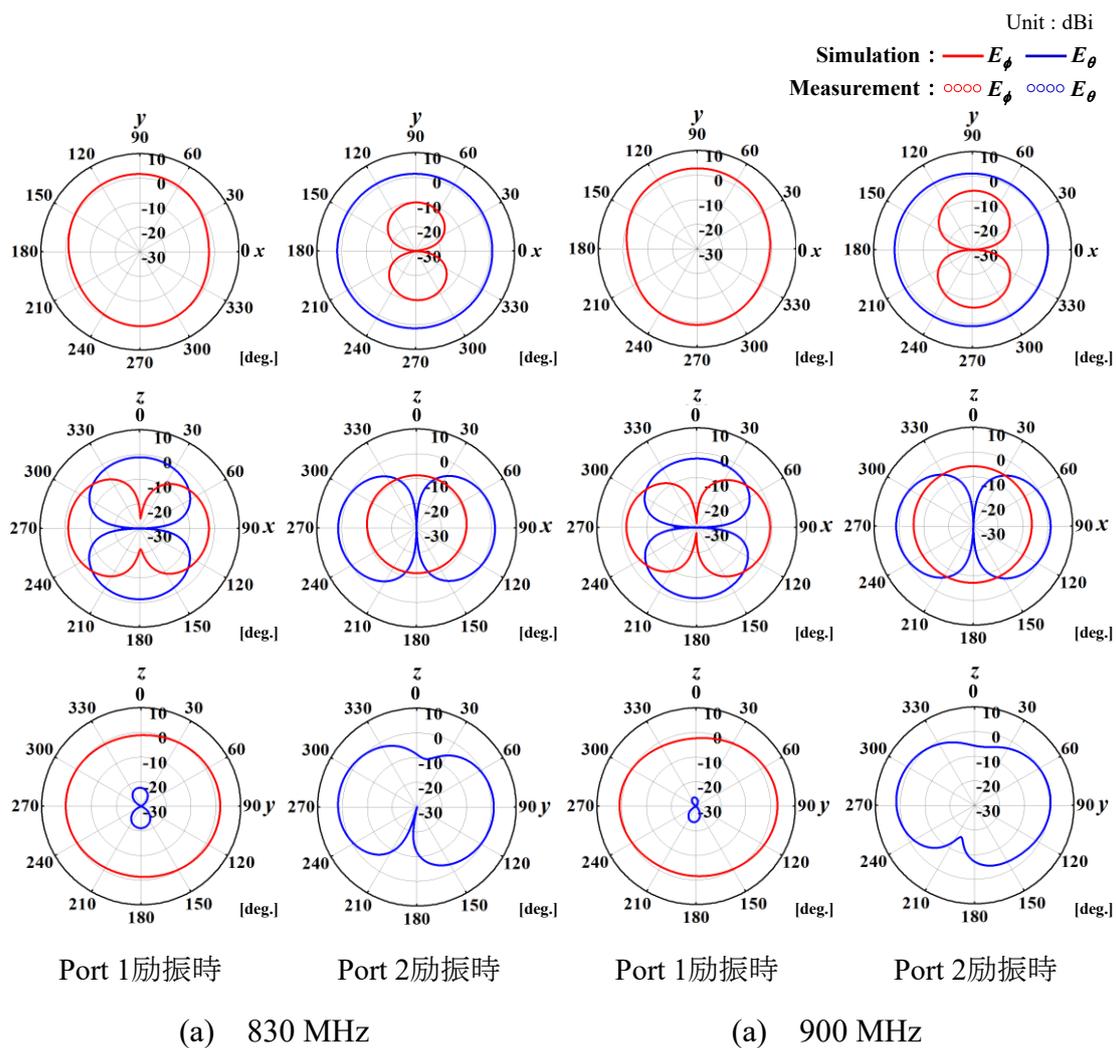


図 6.4 提案アンテナの放射パターン

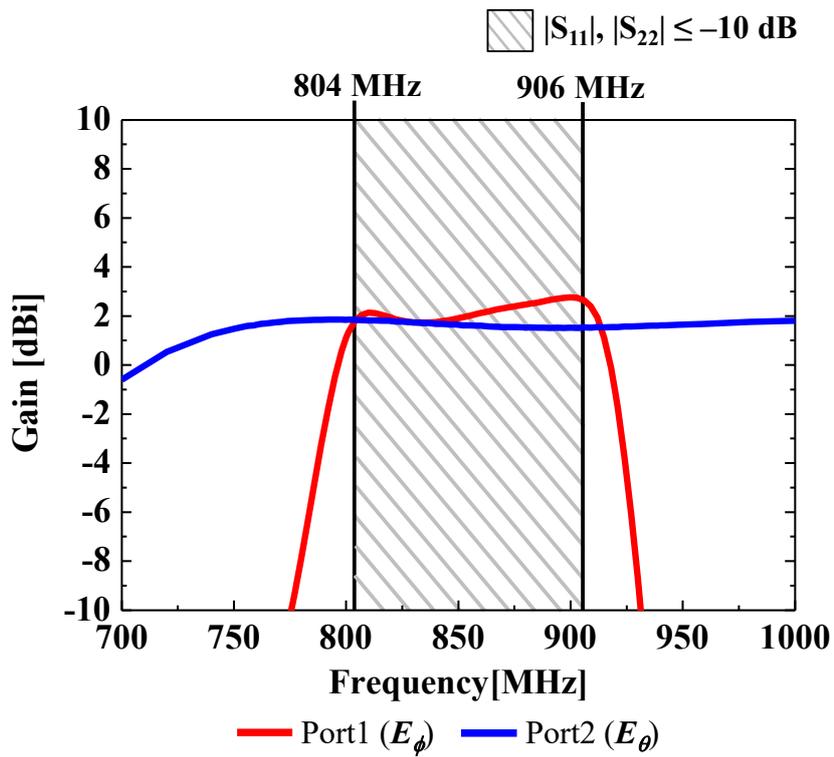


図 6.5 提案アンテナの動作利得

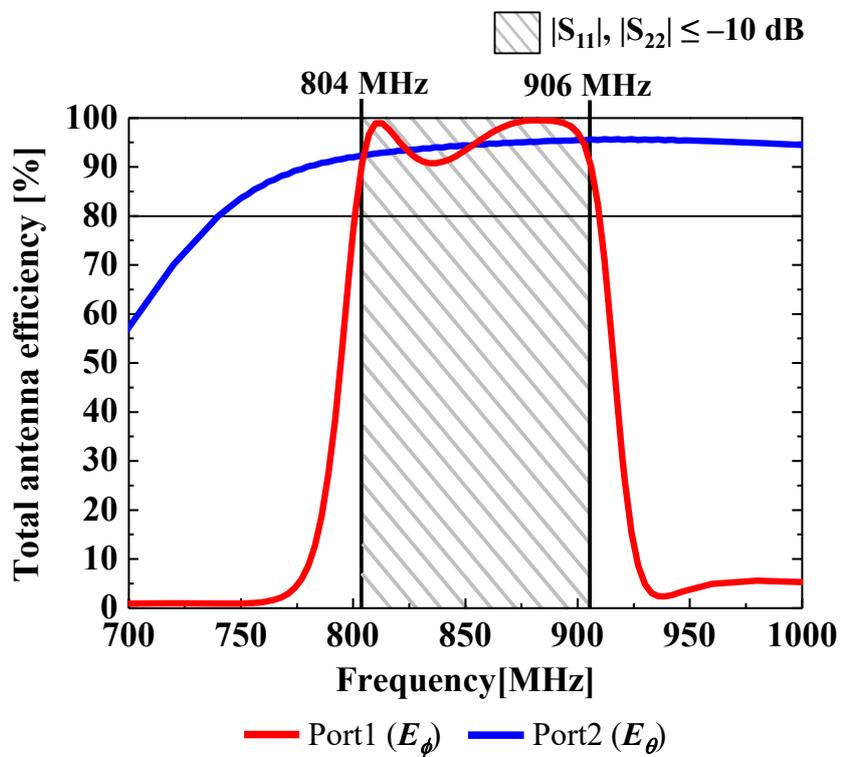
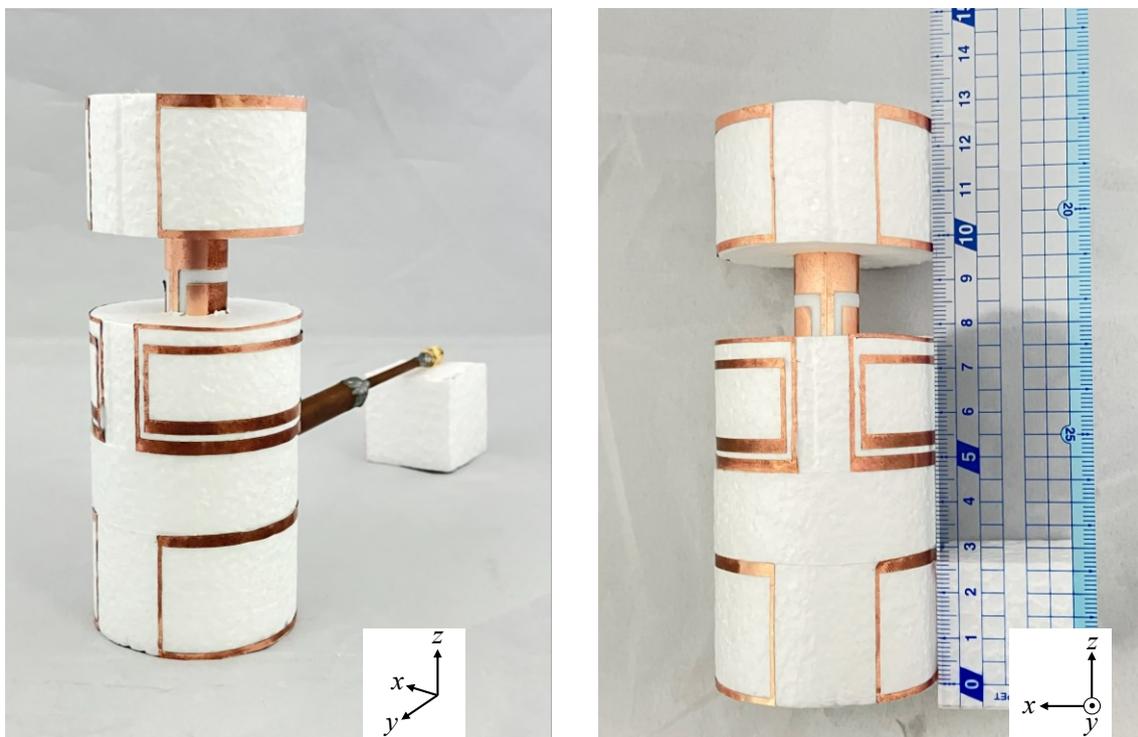


図 6.6 提案アンテナのアンテナ総効率

6.4 試作及び測定結果

図 6.7 に試作したアンテナ，図 6.8 に S パラメータ特性の測定結果を示す．提案アンテナは厚さ 0.05 mm の銅テープで製作し，各素子の隙間は発泡スチロールで埋めている．2重殻 Halo アンテナは同軸ケーブルで直接給電している．円筒ループスロットアンテナはシュペルトップバラン給電を行い，バランは 2重殻 Halo アンテナとアンテナ下部の無給電素子の間に配置している．次に S パラメータ特性については，シミュレーション結果と測定結果の $|S_{11}|$ 及び $|S_{22}|$ 特性が -10 dB 以下となる帯域はよく一致しており，計測値でアンテナ素子径が 0.13λ ，アンテナ素子高が 0.34λ ，比帯域幅は 15.8 % (804~942 MHz) である．また，帯域内において $|S_{21}| \leq -17$ dB の偏波間アイソレーションを実現した．

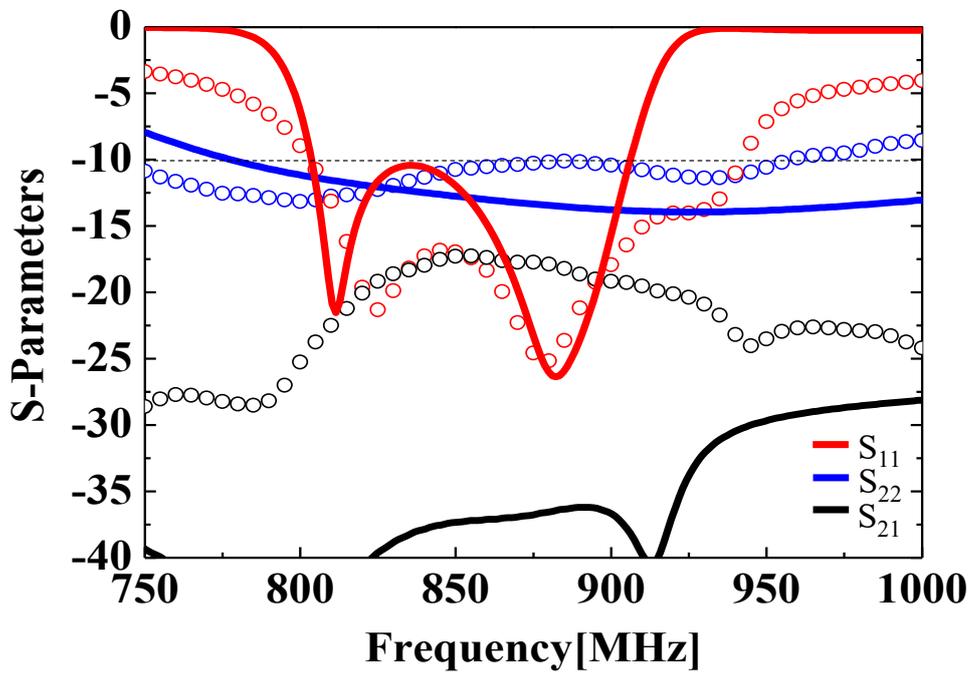
図 6.9 に放射パターンの測定結果を示す．周波数については，830 MHz 及び 900 MHz である．図 6.9 より，シミュレーション結果と測定結果はよく一致しており，水平面内で両偏波無指向性の放射パターンであることが確認できる．また，測定値の 830 MHz 及び 900 MHz における利得はそれぞれ port1 励振時において 0 dBi，1.92 dBi，port2 励振時において，1.95 dBi，2.1 dB である．



(a) 鳥瞰図

(a) 側面図 (zx plane)

図 6.7 試作アンテナの外観



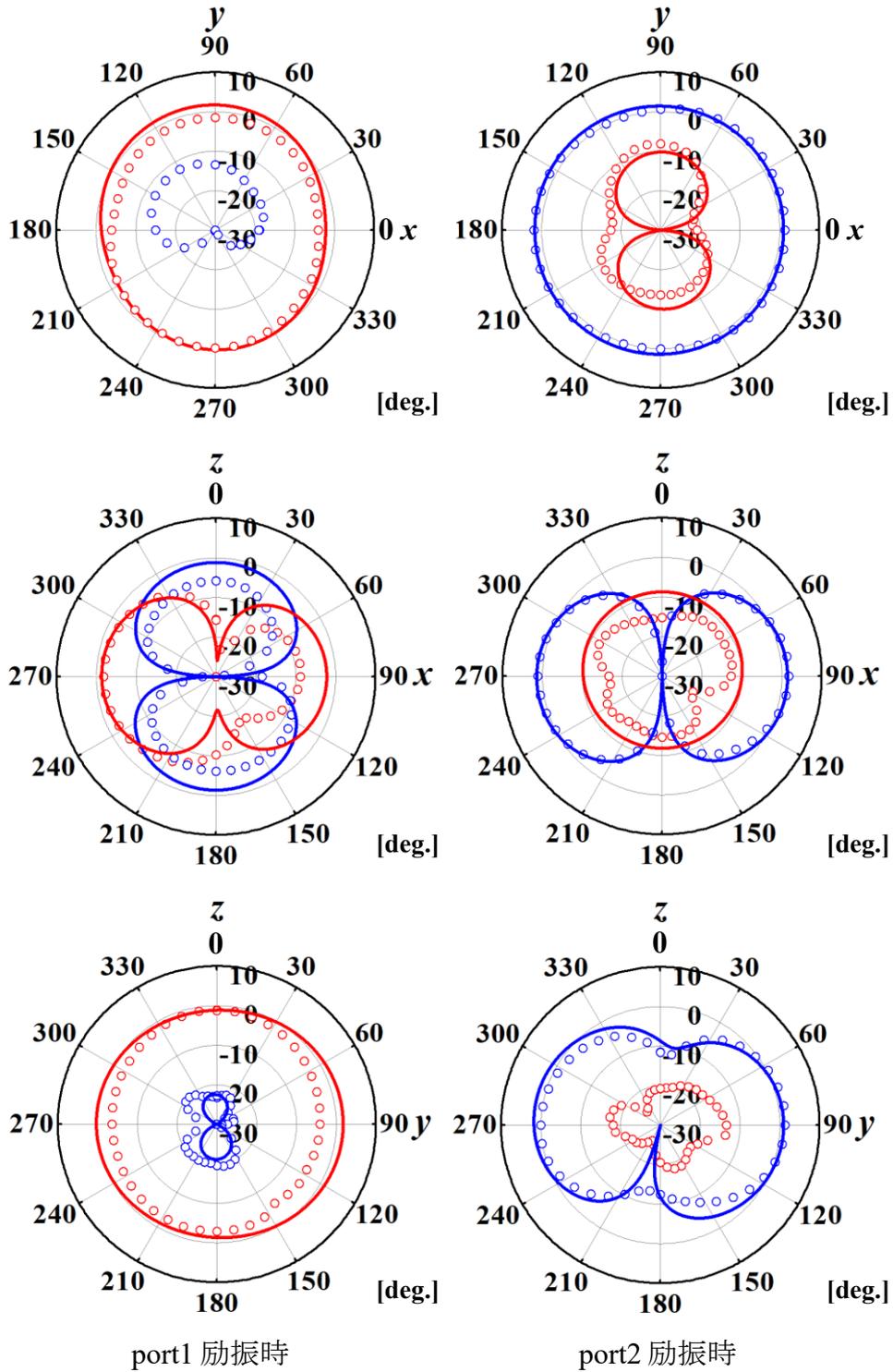
実線：シミュレーション結果 丸線：測定結果

図 6.8 試作アンテナの S パラメータ特性

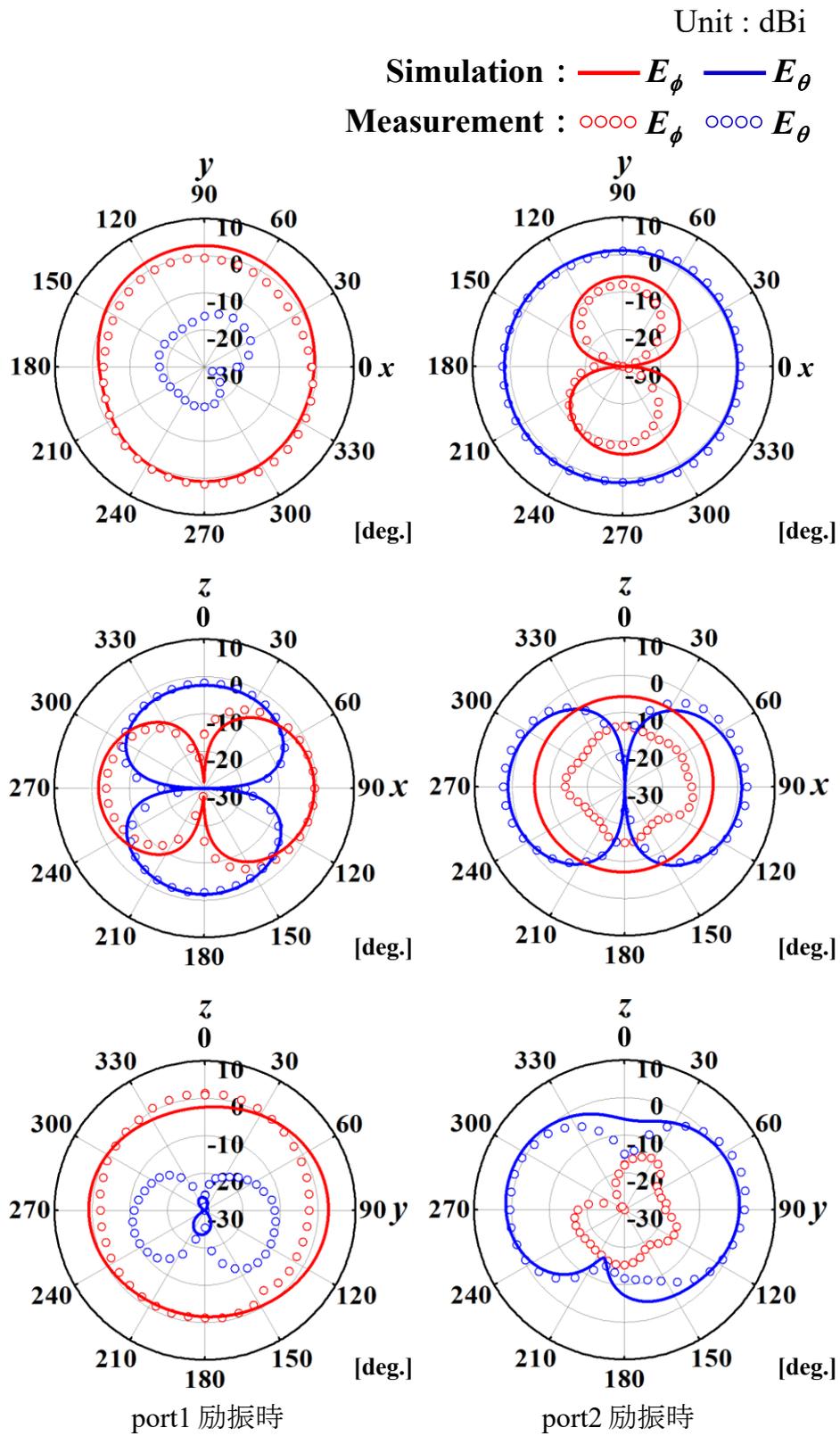
Unit : dBi

Simulation : — E_ϕ — E_θ

Measurement : ○○○ E_ϕ ○○○ E_θ



(a) 830 MHz



(b) 900 MHz

図 6.9 試作アンテナの放射特性

6.5 先行研究との比較

図 6.10 に，提案アンテナ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 $|S_{11}|$ 及び $|S_{22}| \leq -10$ 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直交偏波アンテナをまとめたものである．なお，青点で示すアンテナは第 2 章にて提案した 2 個の無給電素子を装荷した Halo アンテナ内部にダイポールアンテナを挿入したモデルである．図より，提案アンテナは占有体積が 0.0048，比帯域幅 15.8 % となり，設計目標である占有体積が 0.0057 以下，比帯域幅 8.8 % 以上を達成した．

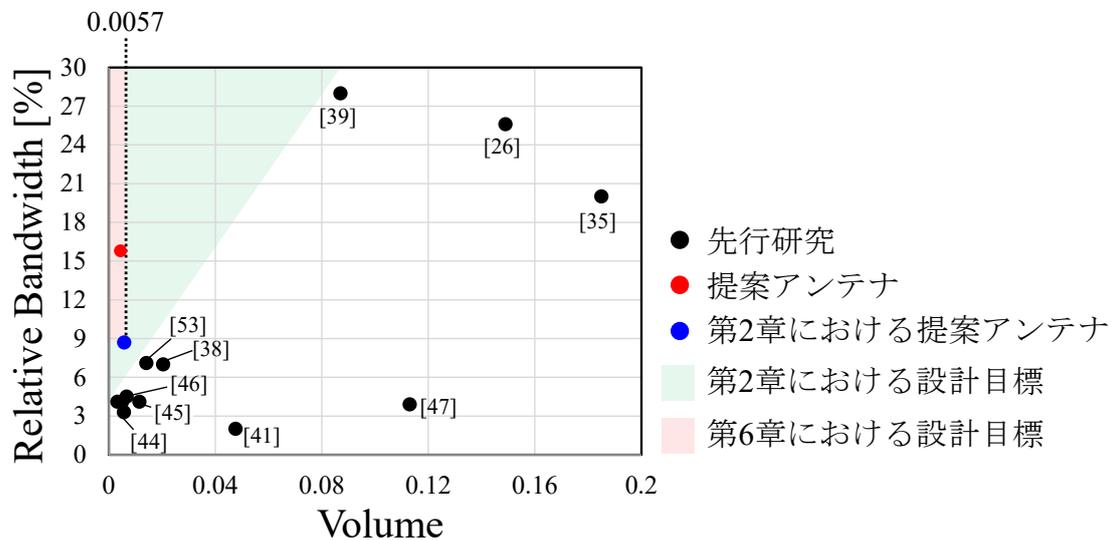


図 6.10 先行研究との比較 (占有体積と比帯域幅の関係)

6.6 まとめ

本論文では、第 4 章で提案した 2 個の無給電素子を装荷した 2 重殻 Halo アンテナと、第 5 章で提案した円筒ループスロットアンテナを組み合わせた直交偏波アンテナについて検討した。結果として、提案するアンテナは両偏波で水平面内無指向性の放射パターンを有し、 $|S_{11}|$ 及び $|S_{22}| \leq -10$ dB となる比帯域幅が 15.8 % (804 ~ 942 MHz), アンテナ素子径, 素子高はそれぞれ, 0.13λ , 0.34λ となった。

以上より 2 個の無給電素子を装荷した 2 重殻 Halo アンテナと円筒ループスロットアンテナを組み合わせることにより、広帯域かつ小型な直交偏波アンテナを実現した。また、提案したアンテナを試作、測定することでシミュレーション結果の妥当性を示した。

第7章 結論

通信・放送システムの多様化・高速化に伴い、広い帯域幅を利用した通信・放送システムの普及が進んでいる。そのため、移動体通信及び基地局用アンテナについても広帯域なアンテナが求められている。これらのアンテナでは、設置スペースの制約、風圧荷重に対応するため、細径かつ小型な特性が求められている。また、移動体の姿勢変化や天候等の影響により伝搬特性が変化するため、水平面内無指向性であることや偏波ダイバーシチ技術も重要である。

よって、本論文では、広帯域かつ小型な直交偏波無指向性アンテナについて着目した。従来の直交偏波共用化手法は、各偏波素子を鉛直方向上下に並べた構造としているため、アンテナ素子高が大きくなる。したがって、同軸上に各偏波素子を配置することができれば、アンテナ素子高の低減が可能となる。水平偏波での水平面内無指向性のアンテナは微小ループアンテナが理想的であるが、放射抵抗が減少するためインピーダンス整合が必要になる。しかしながら、整合回路を挿入すると帯域幅の減少等の挿入損が増加するため、アンテナ素子径を大きくする必要があり、垂直偏波アンテナと比べると細径化が困難である。そのため、内部構造が空洞な水平偏波アンテナを用いることで内部に垂直偏波アンテナを挿入することができる。本論文では水平偏波素子として周囲長が約1波長の方形ループアンテナを円筒状に折り曲げた Halo アンテナに着目した。Halo アンテナはアンテナ素子径が 0.15λ 、素子高が 0.07λ と小型かつ水平面内で無指向性の放射パターンである。しかしながら、比帯域幅が 4 %程度と狭帯域特性であるため、Halo 素子と同型の無給電素子を鉛直方向上下に1個ずつ装荷することで、アンテナ素子径を変化させずに比帯域幅を2倍にする手法が報告されている。2個の無給電素子を装荷した Halo アンテナの鉛直方向下部に垂直偏波素子としてパッチアンテナを配置することにより、比帯域幅及びアンテナ素子径はそれぞれ、7.1 %、 0.15λ と広帯域特性を有する細径な直交偏波無指向性アンテナを実現している。しかしながら、各偏波素子を鉛直方向上下に配置しているため、アンテナ素子高が 0.8λ と半波長以上と大きい。

以上より、本論文における研究目的を広帯域特性を有する直交偏波無指向性アンテナの小型化構造とした。まず、基礎検討として無給電素子を装荷した Halo アンテナの内部に垂直偏波素子を挿入することによって、広帯域特性を維持しながらアンテナ素子高を低減する直交偏波共用化手法を検討した。次に各偏波素子をそれぞれ広帯域・小型化し、最後に各偏波素子を組み合わせた広帯域・小型な直交偏波アンテナについて検討した。

第 2 章「Halo アンテナを用いた直交偏波共用化手法」では、水平偏波素子の内部に垂直偏波素子を挿入した直交偏波共用化手法について検討した。

まず、無給電素子を装荷した Halo アンテナの内部にダイポールアンテナを挿入することで比帯域幅が 8 % (791 ~ 857 MHz) , アンテナ素子径, 素子高はそれぞれ, 0.13λ , 0.47λ となり, 広帯域特性を維持しながらアンテナの小型化を実現した. しかしながら, ダイポールアンテナ励振時において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. そこで, Halo アンテナ及び無給電素子のギャップ部分の反対側に 2 本の短絡素子を装荷することで, 垂直偏波素子の水平面の放射パターンを改善し, 両偏波で無指向性の放射パターンを有することを確認した. また, 比帯域幅 8.8 % , 占有体積 0.0057 となり, 広帯域で小型な直交偏波無指向性アンテナを実現した.

以上より, Halo アンテナと無給電素子に短絡素子を装荷することにより, 素子高を低減し, 両偏波無指向性となる直交偏波共用化手法を確立した. なお, 提案したアンテナはそれぞれ試作し, 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「水平偏波素子の広帯域化」では, Halo アンテナに無給電素子を鉛直方向上下に 4 個ずつ装荷することによって, 水平偏波アンテナを更に広帯域化する手法について検討した. 結果として, $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$ となる比帯域幅は 11.9 % (774 ~ 872 MHz), アンテナ素子径, 素子高はそれぞれ, 0.13λ , 0.63λ となり, 動作帯域内において無指向性の放射パターンとなることが分かった.

以上より, 装荷する無給電素子の数を増やすことにより比帯域幅が 11.6 % , アンテナ素子径が 0.13λ の広帯域かつ細径な水平偏波無指向性アンテナを実現した. 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 4 章「広帯域特性を有する水平偏波素子の小型化」では, 無給電素子の位置を Halo アンテナの外側に配置することで, 素子高を大幅に低減した小型かつ広帯域な Halo アンテナについてシミュレーションにより検討した. Halo アンテナを 2 重殻構造にした場合, 無給電素子の高さ, 両素子のギャップ角度及び幅を変化させることによりインピーダンス調整を行うことができる. しかしながら, インピーダンスが低いため, $VSWR \leq 2$ に整合させることが困難であった. そのため, Halo 素子のステップアップ比を調整することにより, 占有体積が 0.0013, 比帯域幅は 9.3 %となり, 比帯域幅を維持しながら, アンテナ素子高を 3 分の 1 以下に低減することができた. 次に, 2 重殻 Halo アンテナの鉛直方向上下に 2 個の無給電素子を装荷することで更なる広帯域化について検討した. 結果として, 2 重殻 Halo アンテナに 2 個の無給電素子を装荷したアンテナが, $VSWR \leq 2$ となる比帯域幅は 17.9 % (834 ~ 998 MHz) , アンテナ素子径, 素子高

はそれぞれ、 0.14λ 、 0.26λ となり、占有体積が 0.0039 と小型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、両検討モデルとも動作帯域内で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比帯域幅の関連性についての検討を実施した。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。

第 5 章「垂直偏波素子の広帯域・小型化」では、水平偏波素子内部に挿入することができる広帯域な垂直偏波無指向性アンテナについて検討した。平面ループスロットアンテナを円筒状に折り曲げることにより、高さ 123 mm ×直径 10 mm となる細径な円筒ループスロットアンテナについて検討した。スロットの間隔、ギャップ幅及びループ部から末端部までの長さを変化させることにより $\text{VSWR} \leq 2$ で入力インピーダンスを調整できることが分かった。結果として、円筒ループスロットアンテナの比帯域幅は 30.7% ($779 \sim 1061\text{ MHz}$)、素子径、素子高はそれぞれ、 0.025λ 、 0.32λ と広帯域かつ細径なアンテナを実現し、条件を満たす垂直偏波アンテナが得られた。また、動作帯域内において水平面内で垂直偏波無指向性の放射パターンを有することが確認できた。

第 6 章「広帯域・小型直交偏波アンテナ」では、第 4 章で提案した 2 個の無給電素子を装荷した 2 重殻 Halo アンテナの内部に第 5 章で提案した円筒ループスロットアンテナを挿入した広帯域・小型な直交偏波アンテナについて検討した。また、第 2 章において Halo アンテナ及び無給電素子のギャップ部分の反対側に各 2 本の短絡素子を装荷することで、垂直偏波素子の水平面の放射パターンを改善し、両偏波で無指向性の放射パターンとすることを確認した。よって、提案アンテナにおいても水平偏波素子に短絡素子を装荷した。結果として、提案するアンテナは両偏波で水平面内無指向性の放射パターンを有し、 $|S_{11}| \leq -10\text{ dB}$ となる比帯域幅が 12% ($804 \sim 906\text{ MHz}$)、アンテナ素子径、素子高はそれぞれ、 0.13λ 、 0.34λ 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。計測値でアンテナ素子径が 0.13λ 、アンテナ素子高が 0.34λ 、比帯域幅は 15.8% ($804 \sim 942\text{ MHz}$) となり、帯域内において $|S_{21}| \leq -17\text{ dB}$ の偏波間アイソレーションを実現した。2 個の無給電素子を装荷した 2 重殻 Halo アンテナと円筒ループスロットアンテナを組み合わせるにより、広帯域かつ小型な直交偏波アンテナを実現した。

以上、本研究では、移動局及び基地局用アンテナとして、広帯域及び小型な直交偏波無指向性アンテナについて検討した。これらのアンテナ及び新たな直交偏波共用化手法は、様々な分野及び用途で利用可能であると思われる。

謝 辞

本研究は、防衛大学校電気電子工学科の森下久名誉教授，道下尚文教授，橋口弘講師の御指導によるものであります。森下久名誉教授，道下尚文教授，橋口弘講師には豊富な人生経験から，研究のみならず公私にわたり多くの御指導及び御助言を賜り重ねて深く感謝致します。

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，東京農工大学工学研究院先端電気電子部門の有馬卓司教授，防衛大学校電気電子工学科の森武洋教授に心より感謝致します。

同じく，本研究の Halo アンテナを用いた直交偏波共用アンテナに関する検討において終始懇切なる御指導と御助言を頂きましたパナソニック株式会社の小柳芳雄氏，佐藤浩氏に深く感謝致します。

筆者の在学期間中，有益な御助言と活発な御討論を頂くとともに，本研究の理論，解析及び実験において多大なる御協力を頂きました，防衛装備庁技官の松林一也氏，矢崎総業株式会社の中川雄太氏，ベトナム陸軍のグエン・ティン・ビン上尉，フン・クワン・クワン上尉，グエン・コン・ワイ上尉，航空自衛官の瀧澤洸 1 等空尉，蒲生城久 1 等空尉，橋本隆宏 1 等空尉，小澤修平 1 等空尉，和田有紀子 2 等空尉，澤入圭司 2 等空尉，陸上自衛官の西目匠 1 等陸尉，榊原圭介 1 等陸尉，甲斐太陽 1 等陸尉，平野頌 2 等陸尉，海上自衛官の笠原豪 2 等海尉並びに歴代の卒業研究学生各位から有形・無形の蓄積された多くの技術とともに，心温まる激励を戴きました。ここに心から御礼申し上げます。また，研究活動を支え応援してくれた防衛大学校教務課研究科係及び電気電子工学科事務室を始めとする職員の方々，先輩，後輩，同期，友人そして家族に感謝致します。

最後に，自身の研究を常に気にかけて，最期まで応援してくれた父と心を支えてくれた妻に深く感謝致します。

参考文献

- [1] K. L. Shlager, G. S. Smith and J. G. Maloney, "Optimization of bow-tie antennas for pulse radiation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.42, no.7, pp.975-982, July 1994.
- [2] J. Kaiser, "The Archimedean two-wire spiral antenna," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol.8, no.3, pp.312-323, May 1960.
- [3] J. Dyson, "The equiangular spiral antenna," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol.7, no.2, pp.181-187, Apr. 1959.
- [4] 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.
- [5] 後藤尚久, 図説・アンテナ, pp.65-80, コロナ社, Mar. 1995.
- [6] T. J. Ellis, J. P. Raskin, G. M. Rebeiz and L. P. Katehi, "A wideband CPW-fed microstrip antenna at millimeter-wave frequencies," *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, vol.2, pp.1220-1223, July 1999.
- [7] H. F. Pues and A. R. Van de Capelle, "An impedance-matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.37, no.11, pp.1345-1354, Nov. 1989.
- [8] 長 敬三, 山口 良, 蔣 恵玲, "次世代移動通信システム実現に向けた基地局・端末アンテナ技術," 信学論(B), vol.J91-B, No.9, pp.886-900, Sep. 2008.
- [9] 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.23-35, 総合電子出版社, Oct. 1996.
- [10] 佐藤源貞, 川上春夫, 田口光雄, 現代アンテナ工学, pp.134-136, 総合電子出版社, Apr. 2004.
- [11] 中野雅之, 相沢進, 佐藤敏雄, 松岡徹, 新井宏之, "携帯・自動車電話基地局用小型偏波ダイバーシチアンテナ," 電子情報通信学会 1997年ソサイエティ大会, B-1-42, Sept. 1997.
- [12] H. Arai, K. Cho, "Cellular and PHS Base Station Antenna Systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E86-B, no.3, pp.980-992, Mar. 2003.
- [13] 森下 久, 小形アンテナの基礎, コロナ社, May 2011.

- [14]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.
- [15]徳丸 仁, “電気的小形アンテナ,” 信学論 (B), vol.J71-B, No.11, pp.1206-1212, Nov. 1988.
- [16]新井宏之, 新アンテナ工学, 総合電子出版社, Apr. 1996.
- [17]H. Wheeler, “Small antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.23, no.4, pp. 462-469, July 1975.
- [18]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.
- [19]L. H. Ye, Z. J. Zhang, W. Duan and X. Y. Zhang, “Wideband Horizontally Polarized Omnidirectional Antenna With Small Size,” *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, pp.1-2, Busan, Korea, Oct. 2018.
- [20]F. Cui, X. Li, Y. Ren, H. Wu and J. Zhao, “A Wideband Low Profile Horizontally Polarized Omnidirectional Antenna Loaded with Coupling Ring,” *Cross Strait Radio Science & Wireless Tech. Conf.*, pp.1-3, Fuzhou, China, Dec. 2020.
- [21]S. Wen, Y. Xu and Y. Dong, “A Horizontally Polarized Omnidirectional Antenna for LTE Applications,” *2021 IEEE Int. Symp. Antennas Propag. USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI)*, pp. 1567-1568, Singapore, Singapore, Dec. 2021.
- [22]K. Wei, Z. Zhang and Z. Feng, “Design of a Wideband Horizontally Polarized Omnidirectional Printed Loop Antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.11, pp.49-52, Jan. 2012.
- [23]L. H. Ye, Y. Zhang, X. Y. Zhang and Q. Xue, “Broadband Horizontally Polarized Omnidirectional Antenna Array for Base-Station Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.67, no.4, pp.2792-2797, Apr. 2019.
- [24]森下 久, 松林一也, “無指向性の放射パターンを有する低姿勢・広帯域アンテナ,” 信学論(B), vol.J104-B, no.11, pp.830-840, Nov. 2021.
- [25]S. X. Ta, D. M. Nguyen, K. K. Nguyen, C. Dao-Ngoc and N. Nguyen-Trong, “Dual-Polarized Omnidirectional Antenna With Simple Feed and Ultrawide Bandwidth,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.19, no.5, pp.871-875, May 2020.
- [26]X. Quan and R. Li, “A Broadband Dual-Polarized Omnidirectional Antenna for Base Stations,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.61, no.2, pp.943-947, Feb. 2013.

- [27] 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, July 2015.
- [28] S. Wen, Y. Xu and Y. Dong, "A Low-Profile Dual-Polarized Omnidirectional Antenna for LTE Base Station Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.69, no.9, pp.5974-5979, Sept. 2021.
- [29] L. Zhao, Z. M. Chen and J. Wang, "A Wideband Dual-Polarized Omnidirectional Antenna for 5G/WLAN," *IEEE Access*, vol.7, pp.14266-14272, Jan. 2019.
- [30] J. Wang, L. Zhao, Z. C. Hao and J. M. Jin, "A Wideband Dual-Polarized Omnidirectional Antenna for Base Station/WLAN," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.66, no.1, pp.81-87, Jan. 2018.
- [31] H. Wen, Y. Qi, Z. Weng, F. Li and J. Fan, "A Multiband Dual-Polarized Omnidirectional Antenna for 2G/3G/LTE Applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.17, no.2, pp.180-183, Feb. 2018.
- [32] D. Guo, K. He, Y. Zhang and M. Song, "A Multiband Dual-Polarized Omnidirectional Antenna for Indoor Wireless Communication Systems," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 290-293, May 2016.
- [33] J. Jiang and Q. -X. Chu, "A Dual-band Dual-polarized Wideband Antenna For 4G/5G Sub-6GHz Base Station Application," *Cross Strait Radio Science & Wireless Tech. Conf.*, pp.1-2, Fuzhou, China, Dec. 2020.
- [34] Y. X. Sun and K. W. Leung, "Dual-Band and Wideband Dual-Polarized Cylindrical Dielectric Resonator Antennas," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.12, pp.384-387, Mar. 2013.
- [35] Z. Zhang, S. Liao, Y. Yang, W. Che and Q. Xue, "Low-Profile and Shared Aperture Dual-Polarized Omnidirectional Antenna by Reusing Structure of Annular Quasi-Dipole Array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.70, no.9, pp.8590-8595, Sept. 2022.
- [36] J. Wu, S. Yang, Y. Chen, S. Qu and Z. Nie, "A Low Profile Dual-Polarized Wideband Omnidirectional Antenna Based on AMC Reflector," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.65, no.1, pp. 368-374, Jan. 2017.
- [37] Y. Li, Z. Zhang, Z. Feng and M. F. Iskander, "Design of Omnidirectional Dual-Polarized Antenna in Slender and Low-Profile Column," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.62, no.4, pp.2323-2326, Apr. 2014.

- [38]萩原弘樹, “偏波ダイバーシチ無指向性アンテナ,” 電子情報通信学会 2009 年総合大会, B-1-143, Mar. 2009.
- [39]Y. Fan, X. Liu, B. Liu and R. Li, “A Broadband Dual-Polarized Omnidirectional Antenna Based on Orthogonal Dipoles,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.15, pp.1257-1260, Nov. 2016.
- [40]Y. Li, Z. Zhang, J. Zheng and Z. Feng, “Compact Azimuthal Omnidirectional Dual-Polarized Antenna Using Highly Isolated Colocated Slots,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.60, no.9, pp.4037-4045, Sept. 2012.
- [41]A. Ando, A. Kondo and S. Kubota, “A Study of Radio Zone Length of Dual-Polarized Omnidirectional Antennas Mounted on Rooftop for Personal Handy-Phone System,” *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol.57, no.1, pp.2-10, Jan. 2008.
- [42]永塚慎一郎, 掛札祐範, 中野雅之, 天野良晃, “偏波共用細径無指向性アンテナ,” 電子情報通信学会 2010 年ソサイエティ大会, B-1-82, Sept. 2010.
- [43]関卓也, 大島一郎, 中野雅之, 松野宏己, “高利得偏波共用細径オムニアンテナ,” 電子情報通信学会 2012 年ソサイエティ大会, B-1-113, Sept. 2012.
- [44]P. Liu, Y. Li, Z. Zhang and Z. Feng, “Omnidirectional Dual-Polarized Antenna With Sabre-Like Structure,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.65, no.6, pp.3221-3225, June 2017.
- [45]Y. Zhang and Y. Li, “Scalable Omnidirectional Dual-Polarized Antenna Using Cavity and Slot-Dipole Hybrid Structure,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.70, no.6, pp.4215-4223, June 2022.
- [46]Y. Li, Z. Zhang, J. Zheng and Z. Feng, “Design of Dual-Polarized Monopole-Slot Antenna With Small Volume and High Isolation,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.60, no.5, pp.2511-2514, May 2012.
- [47]C. Deng, P. Li and W. Cao, “A High-Isolation Dual-Polarization Patch Antenna With Omnidirectional Radiation Patterns,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.11, pp.1273-1276, Oct. 2012.
- [48]S. Chen and K. -M. Luk, “A Dual-Mode Wideband MIMO Cube Antenna With Magneto-Electric Dipoles,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.62, no.12, pp.5951-5959, Dec. 2014.

- [49]清水隆行, 鈴木貴之, 武田茂樹, 鹿子嶋憲一, 梅比良正弘, “移動体通信用逆 L 型プローブ給電水平偏波無指向性アンテナ,” 信学論(B), vol.J99-B, No.9, pp.693-704, Sep. 2016.
- [50]苅込正徹, 志村剛, 恵比根佳雄, “C 形ダイポール素子を用いた水平偏波コーナリフレクタアンテナ,” 信学技報, AP2003-103, pp. 41-46, May 2003.
- [51]C. Harrison and R. King, “Folded dipoles and loops,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 9, no. 2, pp. 171-187, Mar. 1961.
- [52]H. Matsuno, M. Nakano and A. Yamaguchi, “Slim omnidirectional orthogonal polarization MIMO antenna with halo and patch antennas on the cylindrical ground plane,” *2013 7th European Conf. on Antennas Propag.*, pp. 720-724, June 2013.
- [53]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, Sep. 2013.
- [54]松野宏己, 中野雅之, 新井宏之, “寄生素子付 Halo アンテナ,” 信学論(B), vol.J92-B, no.9, pp.1431-1439, Sep. 2009.
- [55]T. Mizutani, K. Matsubayashi, N. Michishita and H. Morishita, “Wideband Halo Antenna with Four Parasitic Elements,” *Int. Symp. Antennas Propag.*, pp.483-484, Jan. 2021.
- [56]Y. Chen, and C. F. Wang, “HF Band Shipboard Antenna Design Using Characteristic Modes,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.1, pp.1004-1013, Mar. 2015.
- [57]沖貴志, グェントゥワンハン, 作間允力雄, 森下久, “チョーク付きスリーブアンテナの簡易な広帯域化手法,” 信学論(C), vol.J98-C, no.2, pp.34-35, Jan. 2015.
- [58]横尾雄司, 新井宏之, “周波数共用無指向性ループスロットアンテナ,” 信学論(B), vol.J88-B, no.9, pp.1718-1727, Sep. 2005.
- [59]M. Karikomi, T. Matsuoka, L. W. Chen, “An Omnidirectional Broad Bandwidth Microstrip Antenna Using a Parasitic Cylinder,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E76-B, no.12, pp.1514-1517, Dec. 1993.
- [60]Y. Song, J. C. Modro and Z. Wu, “Miniature multiband and wideband 3-D slot loop antenna for mobile terminals,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 148-151, Apr. 2006.

研究業績

本研究に関する発表論文

- (1) Y. Nakagawa, T. Mizutani, N. Michishita, H. Morishita, “A folded monopole antenna with variable input impedance by connecting additional elements,” IET Microwaves Antennas Propagation, vol.15, no.6, pp.584-591, May. 2021.
- (2) 水谷智一, 松林一也, 道下尚文, 森下久, “3 共振特性を有する広帯域 Halo アンテナに関する検討,” 日本シミュレーション学会論文誌, vol.13, no.2, pp.59-65, June. 2021.
- (3) 水谷智一, 道下尚文, 佐藤浩, 小柳芳雄, 森下久, “無給電素子付 Halo アンテナ及びダイポールアンテナから構成される直交偏波共用アンテナ,” 信学論 B, vol.J105-B, no.6, pp.474-483, June. 2022.
- (4) T. Mizutani, N. Michishita, H. Sato, Y. Koyanagi and H. Morishita, “Low-profile double-shell Halo antenna with wideband characteristic,” IEICE Commun. Express, vol.12, no.3, pp.108-113, Jan. 2023.
- (5) T. Mizutani, N. Michishita, H. Sato, Y. Koyanagi and H. Morishita, “Increasing the Bandwidth of Orthogonally Polarized Omnidirectional Antenna Composed of Halo and Sleeve Antennas,” IET Microwaves Antennas Propagation, vol.17, no.7, pp.565-573, June. 2023.

国際会議発表 (主著)

- (1) T. Mizutani, K. Matsubayashi, N. Michishita and H. Morishita, “Wideband Halo Antenna with Four Parasitic Elements,” Int. Symp. Antennas Propag., Osaka, Japan (Online), pp.483-484, Jan. 2021.
- (2) T. Mizutani, N. Michishita, H. Sato, Y. Koyanagi and H. Morishita, “Orthogonal Polarized Omnidirectional Antenna Composed of Halo Antenna with Parasitic Elements and Sleeve Antenna,” Int. Symp. Antennas Propag., Taipei, Taiwan (Online), pp.356-357, Oct. 2021.
- (3) T. Mizutani, Y. Wada, N. Michishita and H. Morishita, “A Wideband and Small Diameter Halo Antenna with Four Parasitic Elements,” Int. Conf. Electromagnetics in Advanced Applications, Honolulu, HI (Online), pp.111, Aug. 2021.
- (4) T. Mizutani, N. Michishita, H. Sato, Y. Koyanagi and H. Morishita, “A Study on Low Profile Orthogonal Polarization Antenna Using Halo Antenna,” European Conf. Antennas Propag., Madrid, Spain, (Online), pp.01-04, Apr. 2022.

- (5) T. Mizutani, N. Michishita, H. Sato, Y. Koyanagi and H. Morishita, “Low Profile Orthogonal Polarized Omnidirectional Antenna Using Halo Antenna with Short Elements,” IEEE Int. Symp. Antennas Propag., Denver, CO (Online), pp.1436-1437, July 2022.
- (6) T. Mizutani, N. Michishita, H. Sato, Y. Koyanagi and H. Morishita, “Orthogonal Polarization Omnidirectional Antenna Using a Halo Antenna Loaded with Short Elements,” IEEE Int. Workshop Electromagnetics, Narashino, Japan, pp.25-26, Aug. 2022.
- (7) T. Mizutani, N. Michishita, H. Sato, Y. Koyanagi and H. Morishita, “Orthogonal Polarized Omnidirectional Antenna Composed of Halo Antenna with Parasitic Elements and Dipole Antenna,” Int. Symp. Antennas Propag., pp.427-428, Sydney, Australia, Oct. 2022.
- (8) T. Mizutani, N. Michishita, H. Sato, Y. Koyanagi and H. Morishita, “Wideband MIMO Antenna with Orthogonal Polarization,” IEEE Int. Symp. Antennas Propag., Portland, OR, pp.1737-1738, July 2023.
- (9) T. Mizutani, N. Michishita, H. Sato, Y. Koyanagi and H. Morishita, “Compact polarized MIMO antenna with Halo antenna,” 35th URSI General Assembly and Scientific Symposium, Sapporo, Japan, Aug. 2023.
- (10) T. Mizutani, H. Hashiguchi, N. Michishita, H. Sato, Y. Koyanagi and H. Morishita, “Orthogonal Polarized Omnidirectional Antenna Composed of Double-Shell Halo Antenna and Dipole Antenna,” Int. Symp. Antennas Propag., Kuala Lumpur, Malaysia, Oct. 2023.

国際会議発表 (共著)

- (1) S. Hirano, T. Mizutani, H. Hashiguchi, N. Michishita, “Vertical Polarized Omnidirectional Antenna with Cylindrical Slot Loop for Wideband Application,” Int. Symp. Antennas Propag., Kuala Lumpur, Malaysia, Oct. 2023.
- (2) H. Hashiguchi, H. Morishita, T. Mizutani, N. Michishita, A. Yamamoto, K. Matsumoto, T. Hishikawa, M. Takada, “Robust Antenna Composed of Metal Case With a Slot and Inner Folded Dipole Element,” IEEE Conf. Antenna Meas. Appl., Genoa, Italy, Nov. 2023.

研究会等 (主著)

- (1) 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,” 信学ソ大, B-1-87, Sept. 2020.
- (2) 水谷智一, 松林一也, 道下尚文, 森下久, “3 共振特性を有する広帯域 Halo アンテナに関する検討,” 日本シミュレーション学会技報, JSST-MDMC2020-1-06, Dec. 2020.
- (3) 水谷智一, 松林一也, 道下尚文, 佐藤浩, 小柳芳雄, 森下久, “無給電素子付 Halo アンテナ及びダイポールアンテナから構成される直交偏波無指向性アンテナに関する検討,” 信学総大, B-1-74, Mar. 2021.
- (4) 水谷智一, 道下尚文, 佐藤浩, 小柳芳雄, 森下久, “無給電素子付 Halo アンテナ及びスリーブアンテナから構成される直交偏波無指向性アンテナに関する検討,” 信学ソ大, B-1-20, Sept. 2021.
- (5) 水谷智一, 道下尚文, 佐藤浩, 小柳芳雄, 森下久, “広帯域 Halo アンテナを用いた直交偏波共用アンテナに関する検討,” 信学技報, AP2021-121, pp.112-115, Nov. 2021.
- (6) 水谷智一, 道下尚文, 佐藤浩, 小柳芳雄, 森下久, “Halo アンテナを用いた直交偏波無指向性アンテナの広帯域化に関する検討,” 信学技報, AP2022-122, pp.40-43, July. 2022.
- (7) 水谷智一, 道下尚文, 佐藤浩, 小柳芳雄, 森下久, “広帯域スリーブアンテナを用いた直交偏波アンテナに関する検討,” 信学ソ大, B-1-41, Sept. 2022.
- (8) 水谷智一, 道下尚文, 佐藤浩, 小柳芳雄, 森下久, “無給電素子付広帯域 Halo アンテナの低姿勢化に関する検討,” 信学総大, B-1-107, Mar. 2023.
- (9) 水谷智一, 橋口弘, 道下尚文, 佐藤浩, 小柳芳雄, 森下久, “2 重殻 Halo アンテナを用いた直交偏波無指向性アンテナ,” 信学ソ大, B-1-85, Sept. 2023.

研究会等 (共著)

- (1) 平野頌, 水谷智一, 橋口弘, 道下尚文, “広帯域垂直偏波無指向性円筒ループスロットアンテナ,” 信学ソ大, B-1-84, Sept. 2023.

表彰等

- (1) Tomokazu Mizutani, Student Presentation Award, The 39th JSST Annual International Conference on Simulation Technology, May, 2021.