

筐体励振アンテナの設計手法と 給電構造に関する研究

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

面目 匠

令和5年12月

目次

第1章 序論.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 小形アンテナにおける制約.....	2
1.3 筐体の励振による放射効率の改善と課題.....	5
1.4 本論文の目的および適用範囲.....	7
1.5 本論文の構成.....	7
第2章 筐体励振アンテナの基礎検討.....	9
2.1 はじめに.....	9
2.2 特性モード解析.....	10
2.2.1 概要.....	10
2.2.2 モードの大きさ (Modal Significance, MS).....	11
2.2.3 モード重み係数 (Modal Weighting Coefficient, MWC).....	11
2.2.4 直方体の特性モード解析例.....	12
2.3 励振素子.....	14
2.3.1 誘導結合素子 (Inductive coupling element, ICE).....	14
2.3.2 容量結合素子 (Capacitive coupling element, CCE).....	15
2.4 基礎検討における励振素子特性.....	17
2.5 直方体の励振.....	19
2.5.1 解析モデル.....	19
2.5.2 MWC 特性.....	19

2.5.3	励振された特性モード	20
2.5.4	Fullwave 解析結果	21
2.5.5	測定結果	22
2.5.6	放射効率および総効率	24
2.6	まとめ	24
第3章 筐体励振アンテナの励振設計		25
3.1	まえがき	25
3.2	筐体励振量の評価手法	26
3.3	電気ダイポールによる MWC のマッピング結果	28
3.4	逆 F 型励振素子による励振	29
3.4.1	励振素子設計および励振位置の選定	29
3.4.2	測定結果 (反射特性).....	31
3.4.3	測定結果 (放射効率および総効率).....	32
3.5	低効率な励振素子の広帯域化	33
3.5.1	無給電素子付き逆 F 型素子	33
3.5.2	無給電素子付き逆 F 型素子の最適化.....	37
3.6	筐体励振アンテナの評価	41
3.7	人体の影響について	44
3.7.1	励振位置の最適化に対する影響	44
3.7.2	放射効率に対する影響	44
3.8	まとめ	48

第4章 筐体励振アンテナの動作原理	49
4.1 はじめに	49
4.2 筐体長が放射効率に与える影響	50
4.2.1 励振素子の特性	50
4.2.2 平板における放射効率と放射	54
4.2.3 直方筐体における放射効率と放射	55
4.2.4 測定結果	58
4.3 筐体励振アンテナの理論モデル	64
4.3.1 等価回路モデル	64
4.3.2 等価回路による総効率	67
4.4 まとめ	68
第5章 結 論	69
付録A 平板の励振	71
付録B 線状筐体の放射特性	76
謝 辞	80
参考文献	81
研究業績	89

第1章 序 論

1.1 研究背景

様々な機器や端末がインターネットを通じて相互に情報をやり取りする「モノのインターネット(Internet of Things, IoT)」は時代とともに発展を続けている[1]。その中で、無線通信技術は IoT を実現する基幹のひとつであり、アンテナは外界と通信を行うための最も重要なコンポーネントのひとつである[2]。端末上には GPS, Wi-Fi, Bluetooth, LTE などのシステムが混在しており、各システムで使用する周波数に対応したアンテナが必要となる。[3-8]

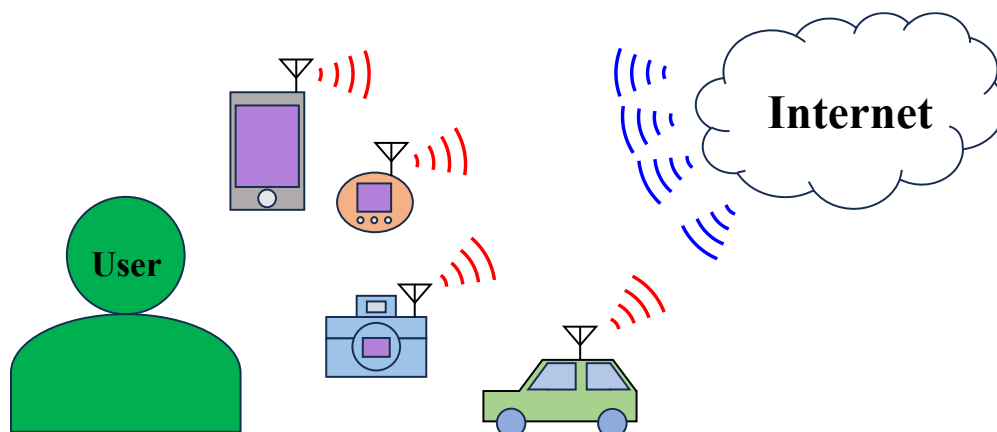


図 1.1 モノのインターネット

本研究では、様々な機器のうち携帯端末上のアンテナに着目する[9]。筐体が樹脂の場合、図 1.2(a)左のように、初期の携帯電話などでは外部に大きく突出するアンテナが取り付けられた。また図 1.2(a)中央および右に示すように、樹脂は電波を透過するため、アンテナを筐体内部に配置することができる。一方で筐体が金属の場合、図 1.2(b)左のように内部にアンテナは配置できないため、図 1.2(b)中央および右図に示すようにアンテナは筐体の外部に配置される。近年の端末ではデザイン性や強度の面から金属筐体が多く採用され、デザインの面などから図 1.2(a)左図のような外部に突出するようなアンテナは使用されず、アンテナは図 1.2(b)中央および右図のような低姿勢なものが使用される[10, 11]。携帯端末の内部は電子回路や機械部品といった金属製の部品が高密度に配置されており、アンテナに対しても小型化および低姿勢化のニーズがある。しかし、小形アンテナの大きさは動作周波数の波長に依存することが多く、またアンテナの小型化とアンテナの性能にはトレードオフの関係がある。したがって小型化のニーズを満たすとアンテナの性能が低下する問題が生じる[12]。

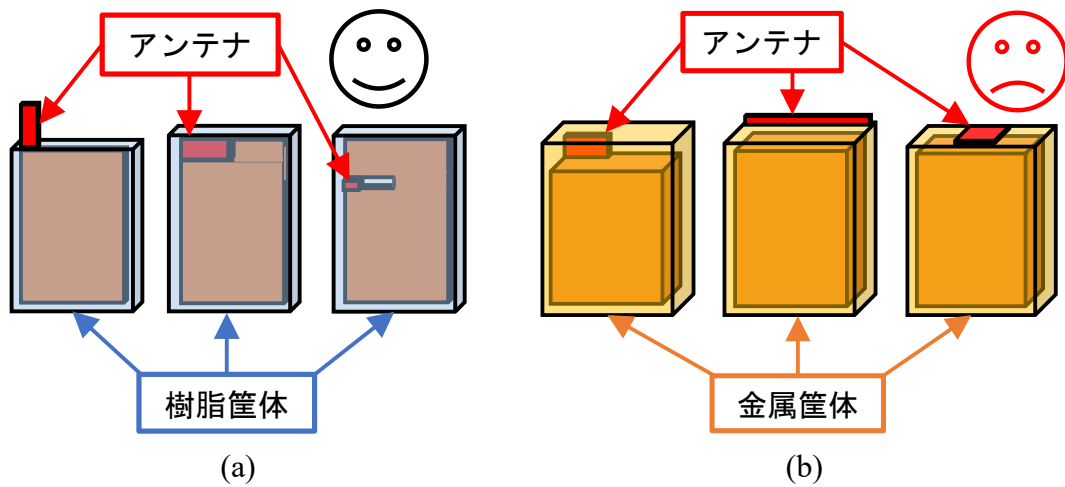


図 1.2 筐体上のアンテナ (a) 樹脂筐体 (b) 金属筐体

1.2 小形アンテナにおける制約

アンテナの評価指標は、指向性 G 、 Q 値、比帯域幅 B ・放射効率 η ・体積 V などが用いられる。表 1.1 に示すように、アンテナの特性に応じて、アンテナを囲む球の半径 a とアンテナの Q 値の関係が提案されている。表中、 k は $k=2\pi/\lambda$ で定義される波数である。各式から、アンテナのサイズが小型化するほど、 Q 値が高くなることがわかる。

表 1.1 小形アンテナの下限 Q 値

文献	下限 Q 値	備考
[13]	$\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3}$	TM または TE モードのいずれかが放射される場合
[13]	$\frac{1}{2} \left(\frac{1}{ka} + \frac{2}{(ka)^3} \right)$	TM と TE モードが放射される場合
[14]	$\frac{G}{\eta} \frac{1}{2(ka)^3}$	球状の場合、直線偏波のみ G : 最大利得, η : 吸収効率

また、 Q 値、比帯域幅 B および放射効率について、以下の関係式が与えられている[15].

$$\eta B = \frac{1}{Q} \frac{s-1}{\sqrt{s}} \quad (1.1)$$

したがってアンテナにおいて比帯域幅，効率および体積はトレードオフの関係にある．小型化されたアンテナでは Q 値が増加するため，トレードオフによって狭帯域や低効率となる．

携帯端末でよく使用される逆 L アンテナを例にとる．図 1.3 に示すように，逆 L アンテナは 1/4 波長モノポールアンテナを地板に水平な方向に折り曲げて低姿勢化した線状アンテナである[16]．

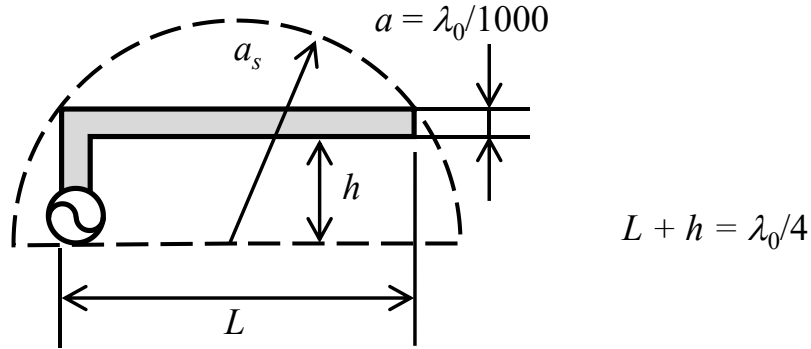


図 1.3 逆 L アンテナ

図 1.3 のように，無限地板上において半径 a_s の半球に収まる逆 L アンテナを考える．逆 L アンテナの放射抵抗および損失抵抗は以下の式で表される[17]．

$$R_r \approx 160\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda_0}\right)^2 \quad (1.2)$$

$$R_L = \frac{1}{4a} \sqrt{\frac{30\lambda_0}{\sigma}} \quad (1.3)$$

これより，逆 L アンテナの放射効率は以下の式で表される．

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_L} = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_r}} \quad (1.4)$$

$$\frac{R_L}{R_r} = \frac{\sqrt{30}\lambda_0^{\frac{5}{2}}}{640\pi^2 ah^2\sqrt{\sigma}} \quad (1.5)$$

アンテナの高さ h と水平素子 L のアスペクト比 $x = L/h$ とし， a_s を x で表すと，

$$a_s = \sqrt{h^2 + \left(\frac{xh}{2}\right)^2} \quad (1.6)$$

(1.4)~(1.6)式より, 逆Lアンテナを囲む半球とアンテナのアスペクト比に対するアンテナの放射効率を図 1.4 に示す.

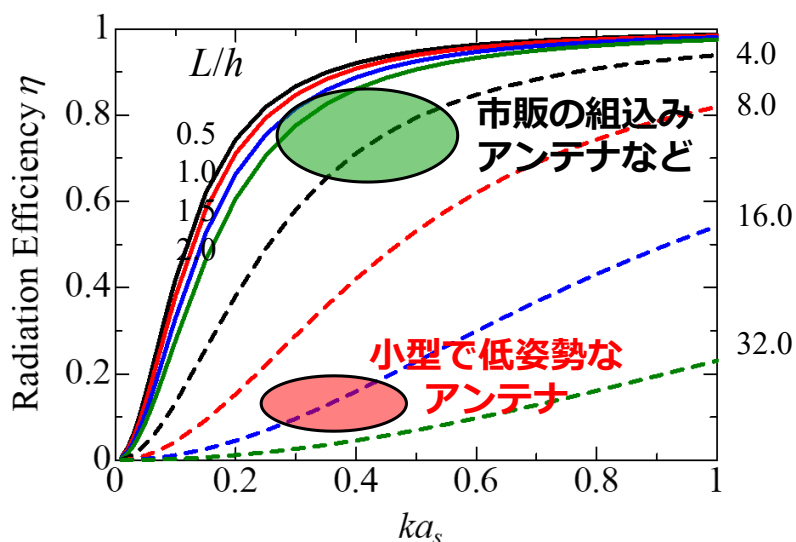


図 1.4 逆Lアンテナの放射効率

図 1.4 より, a_s が同一半径の場合でも, アスペクト比が高いほど放射効率が低下することがわかる. これは地板に垂直な素子長の減少による放射抵抗の低下と, 水平素子が地板と近接することで伝送線路的な振る舞いとなり, 水平素子内の放射抵抗が減少することで, 銅損が支配的になるためである.

表 1.2 に実用端末上におけるアンテナとその放射効率を示す[9]. 各アンテナは筐体や地板に沿った形状となるため, 高アスペクト比であることがわかる. 放射効率は 20% 以下となっており, 放射抵抗の低下と銅損の増加による低効率化が解決できていないと考えられる.

表 1.2 実用端末上のアンテナの放射効率[9]

Device	アンテナ	占有体積	放射効率
A	板状 モノポール アンテナ	58 mm × 14mm × 6.1mm (4.8 cc)	14% (GSM900) 16% (3G)
B	板状逆F アンテナ	36.5 mm × 10.7 mm × 5.8 mm (2.3 cc)	5% (GSM850/900/ 1800/1900)

1.3 筐体の励振による放射効率の改善と課題

表 1.1 および式(1.1)より, 放射効率を向上させるためには, 狭帯域化させるか, アンテナの体積を増加させればよいことがわかる. しかし, 小型化による放射効率低下に対して, アンテナ自体の体積を増加させることは問題と矛盾し, 狭帯域化は通信品質を低下させる.

図 1.5 に, 携帯端末の模式図を示す. アンテナは筐体上にあり, 給電された信号を空間へ放射する. 基本的なアンテナとして $1/4$ 波長モノポールが挙げられるが, 実用上の端末では表 1.2 で示すように小型化された逆 L アンテナや板状逆 F アンテナといった小形アンテナがよく用いられる[2, 9]. これまで有限地板上の小形アンテナは, 地板としてアンテナに比して十分大きい筐体を与えられ, アンテナ自体が高効率であるため地板の影響はあまり議論されていない[18-20].

一方で, 一般に導体の端部に置かれたアンテナは特性が向上することが知られており[21], 筐体が放射に与える影響[22]や, 筐体からの放射を利用して広帯域化する手法[23, 24]が検討されている. 筐体からの放射を積極的に利用することで, 実効的なアンテナの体積を拡張できることから, 小形アンテナの配置の最適化によって筐体を最大限に励振できれば, 小形アンテナ単体に比して放射効率を向上できる可能性がある.

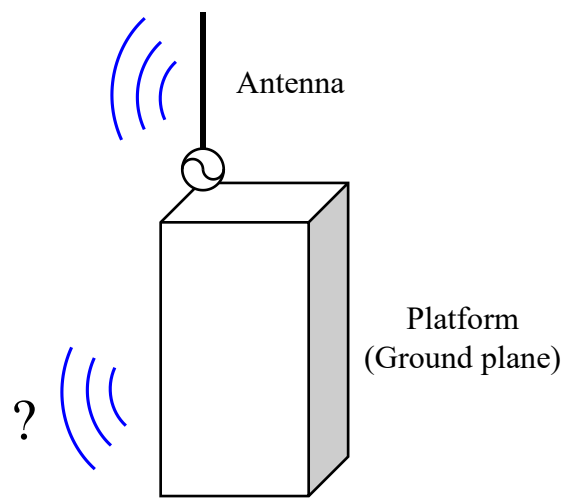


図 1.5 筐体上のアンテナ

これまでの先行研究では、筐体を励振するためのアンテナそのものが無損失または高効率であり、筐体を励振する目的として比帯域幅の向上に焦点が当てられている[23, 24]. また、表 1.2 で示すような低効率なアンテナについて、筐体の励振によって大幅に放射効率の向上が得られるか明らかになっていない.

(1.2)式および(1.3)式が示すように、一般にアンテナを小型化および低姿勢化するほど、放射抵抗は減少していくため、整合回路は複雑化し、損失が増加する. ヒルベルトカーブを用いたアンテナ[25]をはじめとして、小型化と整合を両立させたアンテナは銅損などの増加によって放射効率が低下する. このため低効率な小形アンテナを用いた放射効率の最適化は、不整合損、整合回路による損失、小形アンテナの構造による銅損を最小にする形状と小形アンテナによる放射電力および筐体からの放射電力を最適化する必要ことが困難である.

よって、励振位置と放射効率の最適化においては、筐体を含めた全体の効率に対して、小形アンテナの形状による効率への影響を分離する必要がある. したがって、筐体励振アンテナを設計するうえでは筐体の特性のみに注目し、筐体が最大限に励振される励振位置を明らかにするための設計手法と、筐体の励振に適した励振素子の実現がそれぞれ必要になると考えられる.

1.4 本論文の目的および適用範囲

本論文では、小型化および低姿勢化によって低下したアンテナの放射効率を改善するため、筐体を励振して放射させるアンテナについて着目し、小形アンテナ単体での制約を超えたアンテナを実現することを目的とする。この中で、筐体の特性のみに注目し、筐体が最大限に励振される励振位置を明らかにするための設計手法と、筐体の励振に適した励振素子について検討を行う。

本論文は単一のアンテナへの適用を想定する。したがって MIMO のような複数のアンテナを用いるシステムへの適用は考えない。周波数帯として、主に Wi-Fi で使用される 2.4 GHz 帯を対象とする。筐体として、内部にも電子部品などが高密度に実装されることを想定した金属筐体を考え、はじめにカメラのような大きさもったものを想定する。筐体長は周波数で規格化し、周波数と筐体長が動作におよぼす影響と適用範囲についても検討を行う。

1.5 本論文の構成

本論文では、特性モード解析を用いた筐体の励振設計手法と筐体を励振する励振素子について検討した。本論文は、これら一連の研究をまとめたものであり、全 5 章から構成されている。図 1.6 に本論文の構成を示す。本研究では、小形アンテナの性能を向上させるために筐体を用いたアンテナの視点を導入するため、小形アンテナ単体としての視点と小形アンテナと筐体からなるアンテナの視点が存在する。これらの混同を避けるため、筐体上の小形アンテナを励振素子 (Excitation element) と呼ぶ。

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、アンテナの小型化による課題について述べ、本研究の目的と全体構成を示した。

第 2 章「筐体励振アンテナの基礎検討」では、筐体の励振による効率向上に関する基礎検討として、低効率な励振素子によって筐体を励振したときの放射特性についてシミュレーションを用いた検討を行う。また、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し、シミュレーションの妥当性を示す。

第 3 章「筐体励振アンテナの励振設計」では、特性モード解析に着目し、筐体が最も励振される励振位置の探索手法を提案し、シミュレーションを用いた検討を行う。励振素子として狭帯域及び広帯域な逆 F 型励振素子を設計し、探索した位置で励振したときのアンテナの放射効率についてシミュレーションを用いて検討を行う。また、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し、シミュレーションの妥当性を示す。

第4章「筐体励振アンテナの動作原理」では、筐体励振アンテナの動作原理について考察する。励振素子として共振回路を装荷したショートモノポールを用い、平板及び直方体を最適位置で励振したときの筐体の動作について考察する。さらに検討したモデルについて、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。

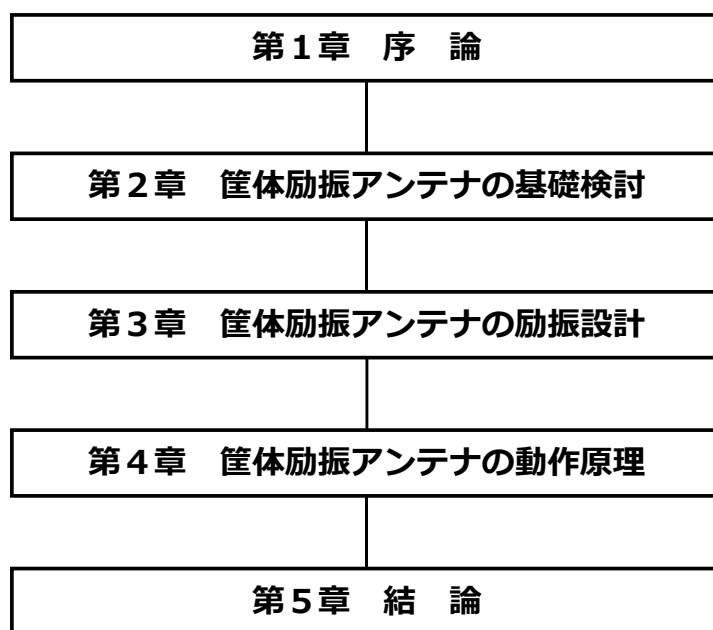


図 1.6 本論文の構成

第2章 筐体励振アンテナの基礎検討

2.1 はじめに

表 2.1 に、筐体励振の先行研究における放射効率と比帯域幅を示す。先行研究の多くが筐体励振による比帯域幅の拡大に着目しており、逆 F アンテナや容量装荷モノポールでは広帯域かつ高効率であることがわかる。

表 2.1 先行研究

文 献	素子形状	筐体励振による 放射効率・比帯域幅
[26]	スロット	放射効率：42 % 比帯域幅：3.3%
[27]	ループ	放射効率：32 % 比帯域幅：5.12 %
[28]	ループ	放射効率：42 % 比帯域幅：0.25 %
[29]	逆 F	放射効率：85 % 比帯域幅：37.3 %
[30]	逆 F	放射効率：100 % 比帯域幅：5.70 %
[24]	板状逆 F	放射効率：60 % 比帯域幅：14.2 %
[31]	容量装荷モノポール	放射効率：100 % 比帯域幅：13.3 %
[32]	容量装荷モノポール	放射効率：71 % 比帯域幅：9.1 %

先行研究では、励振素子として低アスペクト比なアンテナが励振素子としてよく用いられており、筐体励振の利点として比帯域幅に焦点が当てられている。また、損失は主に整合回路や誘電体損によるものである。一方で、(1.2)式で示すような放射抵抗と銅損が同程度の高アスペクト比かつ低効率な励振素子による筐体の励振はほとんど検討されていない。したがって低効率なアンテナによって筐体を励振したとき、どの程度放射効率を向上できるか明らかになっていない。よって本章では、放射抵抗と銅損が同程度の低効率な励振素子を設計し、筐体を模した地板を励振したときの放射効率の変化について検討を行う。

2.2 特性モード解析

2.2.1 概要

本研究では、微小な励振素子を用いて筐体を励振するため、筐体の励振量を定量的に評価する手法が必要となる。そこで、任意の導体が共振するような固有の電流分布を明らかにする解析手法として特性モード解析を使用する。

特性モード解析は、モーメント法[33]における散乱電流 \mathbf{J}_{total} とインピーダンス行列 $\mathbf{Z}(\mathbf{R}, \mathbf{X})$ について、次の固有値方程式を解くことで導体が共振するような電流分布を導出する解析手法である[34][35]。

$$\mathbf{J}_{total} = \sum_{n=1}^N a_n \mathbf{J}_n \quad (2.1)$$

$$\mathbf{R}^{-1}\{\mathbf{X}(\mathbf{J}_n)\} = \lambda_n \mathbf{J}_n \quad (2.2)$$

式中、 \mathbf{J}_n はモーメント法における基底関数と試行関数に対応するものであり、図 2.2 に示すように筐体上に定在波として存在し得るような電流分布のパターン(特性モード)として表現される。また、 \mathbf{J}_{total} 中における各特性モードの重み付けとして、モード重み係数 a_n が与えられる。ここで(2.1)式が示すように、全電流 \mathbf{J}_{total} は Fullwave 解析で求まるアンテナ上の電流分布に相当するため、給電線との整合によってモード重み係数 a_n の大きさが変化することがわかる。

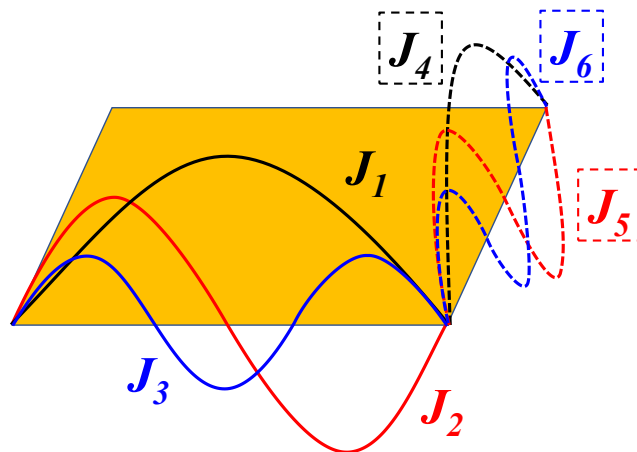


図 2.1 導体上の特性モード

特性モード解析は平板や直方体に限らず、航空機[35]や船舶[25]といった複雑な形状が共振するような電流分布も明らかにできるため、様々な分野の機器の筐体とアンテナを複合させる技術として注目されている。

2.2.2 モードの大きさ (Modal Significance, MS)

特性モードの評価値として、モードの大きさ(Modal significance, MS)がある。MS は(2.3)式から導出され、各特性モードに対応する固有値を評価する。 $\lambda_n=0$ の時インピーダンスが実部だけとなり導体が完全に共振していると評価される。共振から外れるほど、筐体近傍でエネルギーが蓄積されて放射されないため、導体のアンテナとしての放射効率が低下する。MS は次式で定義される。

$$MS = \frac{1}{|1 + j\lambda_n|} \quad (2.3)$$

MS が 1 未満の特性モードについても、放射効率は 90 %程度と高効率であることが報告されている[36]。また、下位のモードについても上位のモードと同時に励振し、比帯域幅を向上させる検討が報告されている[29]。したがって本論文でターゲットとする小形アンテナの放射効率(20 %程度)に比して十分に高効率であるから、筐体励振アンテナにおいては、筐体側の特性モードの励振量を最大化できれば、全体の効率が向上すると考えられえる。

2.2.3 モード重み係数 (Modal Weighting Coefficient, MWC)

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)が得られ、各特性モードの励振度合いが評価される。MWC は次式で定義される。

$$V_n^i = \langle J_n, E^i \rangle = \int_S J_n \cdot E^i dS \quad (2.4)$$

$$\alpha_n = \frac{V_n^i}{|1 + j\lambda_n|} \quad (2.5)$$

特性の特性モードを励振する場合、励振素子と給電を組み込んだモデルを特性モード解析することで、ターゲットの特性モードの MWC とその他のモードの MWC を比較することで、選択的に励振できているか評価することができる[26]。

2.2.4 直方体の特性モード解析例

携帯端末の筐体を模した直方体として，図 2.2 に示すような幅 100 mm×奥行 23 mm×高さ 55 mm の直方導体を考える．

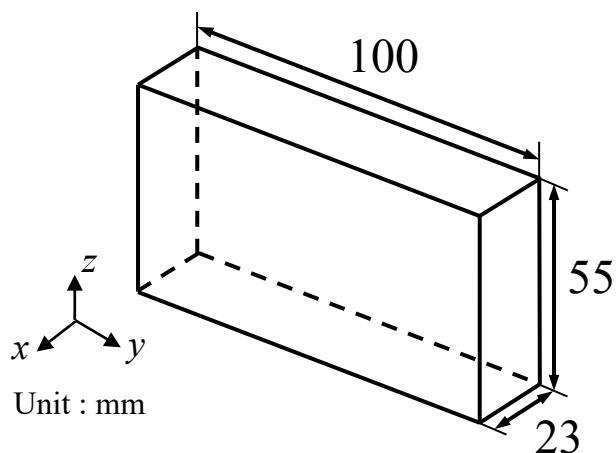


図 2.2 解析モデル

図 2.3 に上位 10 個の特性モードの電流分布及び放射パターンを示す．各特性モードはそれぞれ独立した電流分布と放射パターンをもつことがわかる．従来の特性モード解析を用いた筐体の励振の検討では，所望の放射パターンや使用する励振素子に適したモードを選択して励振している[26][38]．

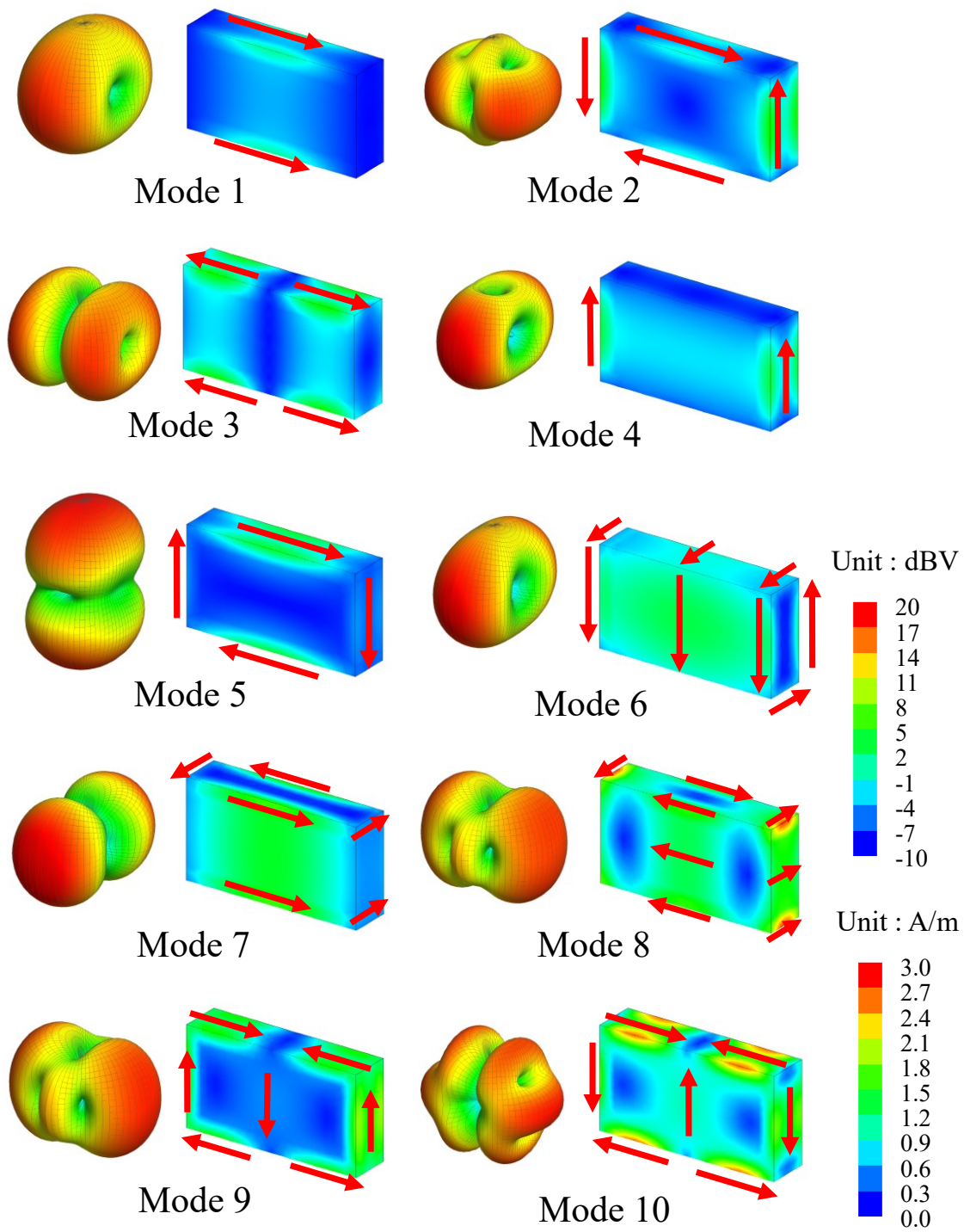


図 2.3 直方体の特性モード

2.3 励振素子

従来の筐体励振では、指向性や電流分布に着目し、特定の特性モードを選択的に励振している。先行研究においては、電流分布の励振に用いる励振素子は、以下に示すような誘導結合素子と容量結合素子の2種類に大別される[39].

2.3.1 誘導結合素子 (Inductive coupling element, ICE)

図2.4(a)に示すように、電流励振素子は電流ループやスロットにより、ループやスロットの延長線上に配向した電流分布を励振する。先行研究においては1/4波長以下の小形なループに整合回路を付加した素子やスロット状の素子が提案されている[26-28]. ICEは電流分布の腹となる位置に配置され、図2.4(b)に示すように複数の素子を配置する例もある[28]. ループやスロット内で共振させるため、容量結合素子に比して狭帯域である。

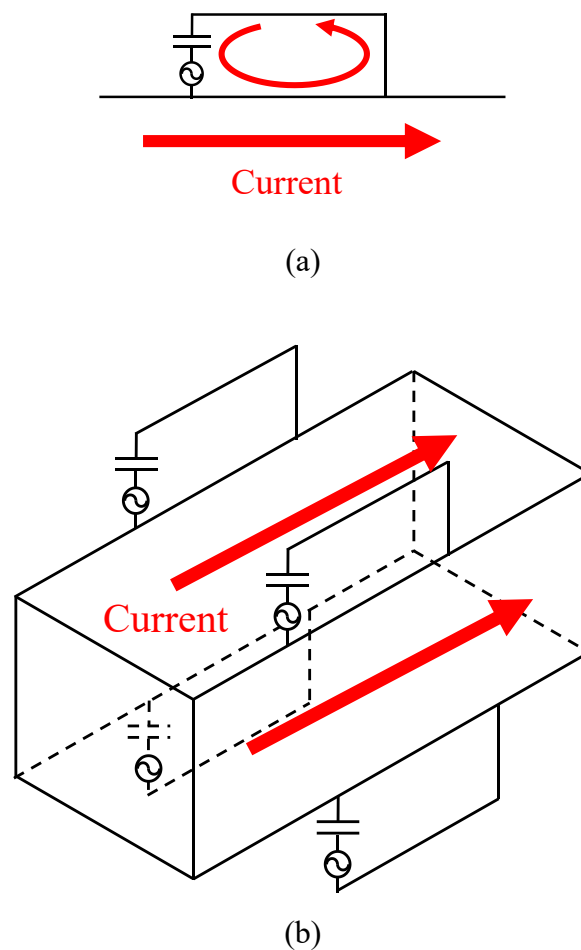


図 2.4 誘導結合素子 (a) 励振される電流分布 (b) 配置例

2.3.2 容量結合素子 (Capacitive coupling element, CCE)

図 2.5 に示すように、容量結合素子は給電点を中心に放射状に電流分布を形成する。先行研究では、図 2.5(a)に示すような地板に沿ったストリップに給電する T 字状の素子[40, 41]や、図 2.5(c)のような逆 F アンテナなどの低姿勢なモノポールアンテナによる素子[29, 30][42]が検討されている。CCE は電流分布の節の位置に配置され、電流分布が不連続となる地板の端部によく配置される[39]。高アスペクトな逆 F 型素子などでは、モノポールに加えて水平素子も放射に寄与するため、水平素子は筐体に対して水平素子と平行な電流分布を励振する。したがって、使用する励振素子によっては ICE と CCE が複合するため、ターゲットとする特性モードを励振するために複数の素子を用いることや、給電の位相差を調整することが検討されている[30][39]。

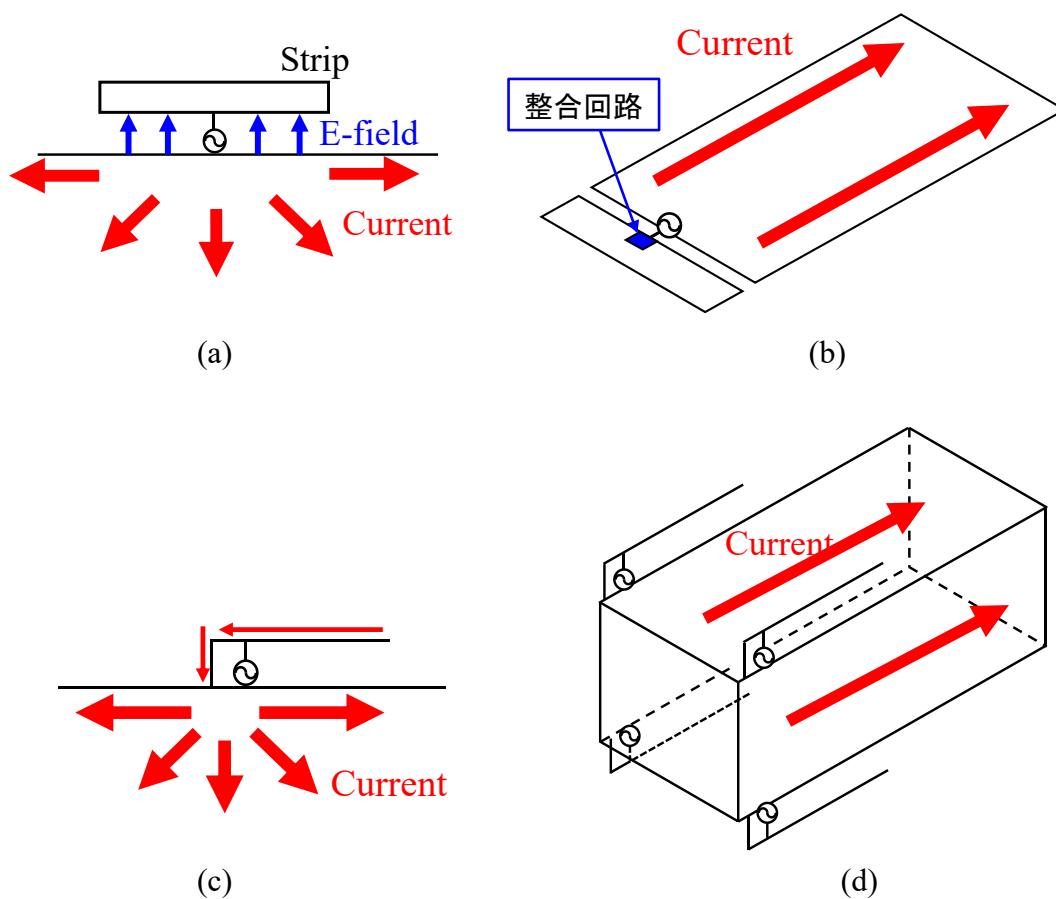


図 2.5 容量結合素子 (a) ストリップ状素子による電流分布 (b) ストリップ状素子の配置例 (c) 逆 F 型素子による電流分布 (d) 逆 F 型素子の配置例

図 2.5(a)のようなストリップ状の励振素子では、図 2.5(b)に示すように、整合回路などを通じて給電される。文献[40]や[43]では、不整合損を許容することで、整合回路を通じて高効率狭帯域な特性から低効率広帯域に変換することを提案している。また、文献[44]では、ストリップの代わりに微小な直方導体に対して整合回路を通じて給電することで、広帯域に筐体を励振する手法を提案している。これらの励振素子は、平板端部に配置するかベゼルのように平板の端部から垂直なストリップとしており[44-47]、励振素子自体に広帯域かつ高い放射効率が要求される。したがって、励振素子が筐体と近接して低い放射効率となる場合には、効率を犠牲にした広帯域化ができない。

図 2.5(c)のような逆 F 型の励振素子では、給電位置などで給電線との整合が取られる。1.2 節で示したように、低姿勢かつ高アスペクト比であるほど放射効率は低下する。また、低姿勢な素子ではモノポールからの放射が支配的となり、微小な波源として扱えるため励振位置の最適化が容易な素子であると考えられる。

2.4 基礎検討における励振素子特性

本章では、以下の解析条件下において、微小な波源を用いて筐体を励振し、励振による放射効率の変化について検討する。

- 動作周波数 : 2.45 GHz
- 筐体サイズ: 約 1 波長(100 mm) × 約 0.5 波長(55 mm) × 約 0.25 波長(23 mm)
- 給電 : 50 Ω
- 励振位置 : 地板の端部

図 2.6 に本章で用いた励振素子を示す。設計が容易な折り返しダイポールアンテナを基に設計した[48-50]。地板に対して垂直(z 軸方向)な微小波源を構成するために、両端を折り返し、地板に対して垂直に電流が流れる経路を形成している。また、アンテナを地板に対して 1.0 mm の高さに配置して給電する。このとき水平素子は地板と 1.0 mm (約 1/120 波長)まで近接するため、水平素子と地板上の電流が打ち消し合うことで放射には寄与せず、銅損が支配的となる。2.4 GHz 帯において、無限地板上におけるアンテナの最大放射効率は、直方体用の素子で 60% であり、水平素子での銅損の増加によって効率が低下したと考えられる。

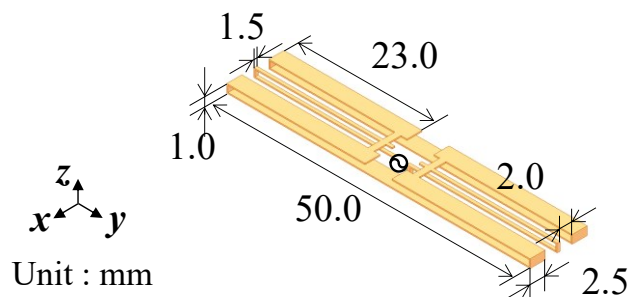


図 2.6 励振素子モデル

図 2.7 に示すように、無限地板上における励振素子の放射パターンは、ダイポールアンテナの水平素子と平行な方向へ放射していることがわかる。このとき図 2.7 より、励振素子上では励振素子両端の垂直部分の電流が逆相となっている。垂直部分の間隔は約半波長であるから、この地板に垂直方向の電流成分がエンドファイアアレーを構成したことで、 y 軸方向へ放射されていると考えられる。また水平素子からの放射は地板との近接によって打ち消されるため、垂直部分によるエンドファイアアレーの放射が支配的になったと考えられる。

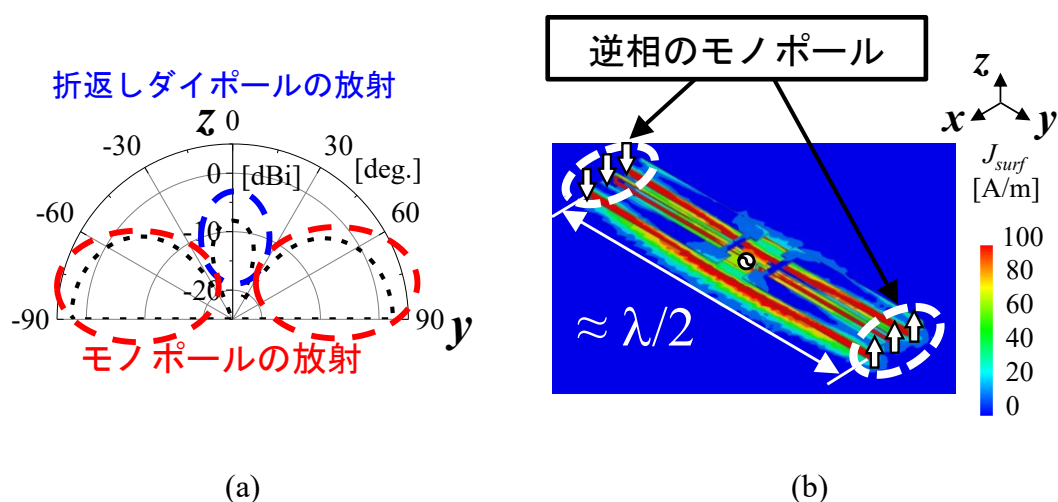


図 2.7 励振素子の放射特性 (a) 放射パターン yz 面 (b) 無限地板上の電流分布

図 2.7 より、内部に地板に微小なモノポールを有しつつ、水平素子は放射にほとんど寄与しない励振素子が設計された。この励振素子で筐体を励振したときの放射特性について検討する。

2.5 直方体の励振

2.5.1 解析モデル

図 2.8 に解析モデルを示す. 図 2.6 の励振素子は直方体の上部に配置した.

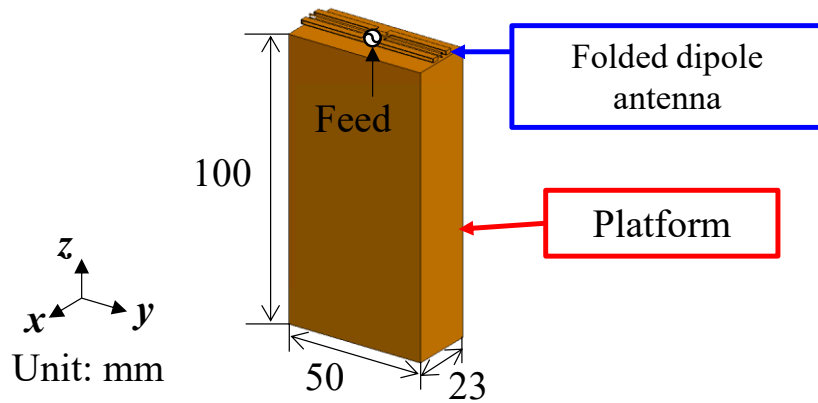


図 2.8 解析モデル

2.5.2 MWC 特性

図 2.9 に, 特性モード解析した時の mode 10 までの MWC 特性を示す. 解析周波数は 2.45 GHz とした. 図 2.9 より, mode 4~mode 6 が強く励振されていることがわかる.

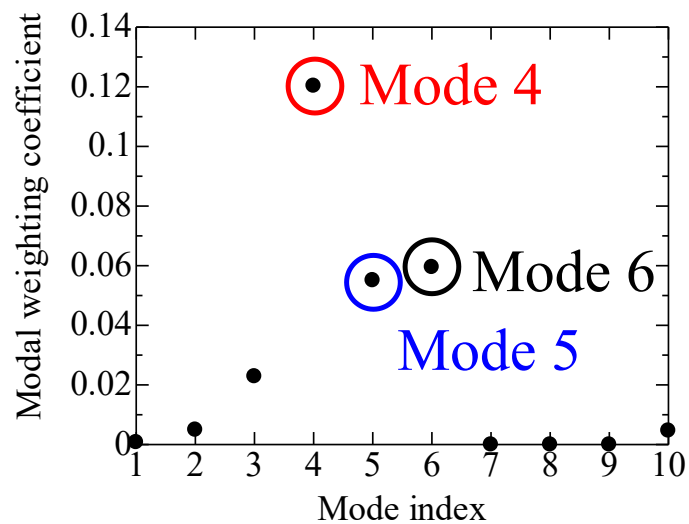
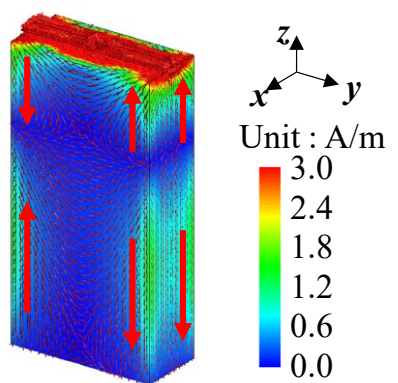
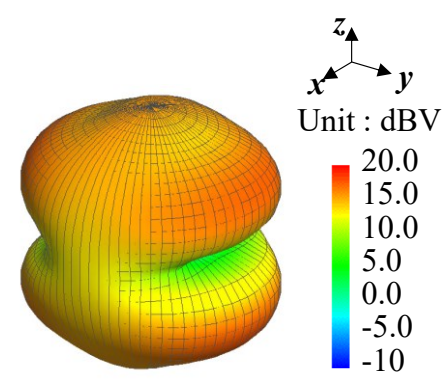
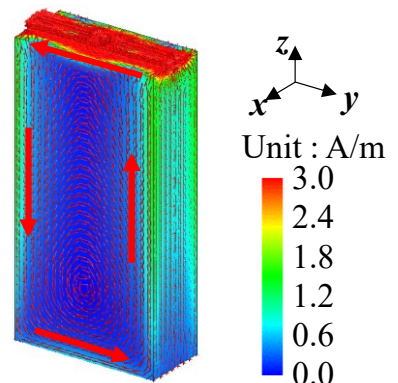
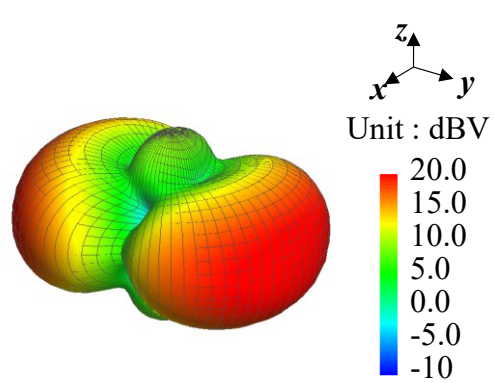
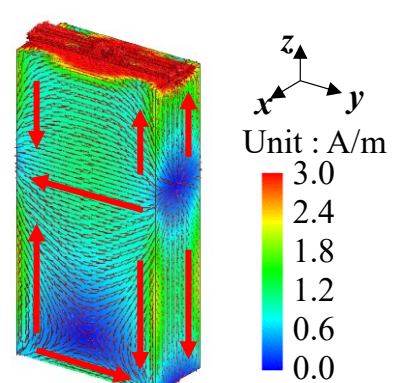
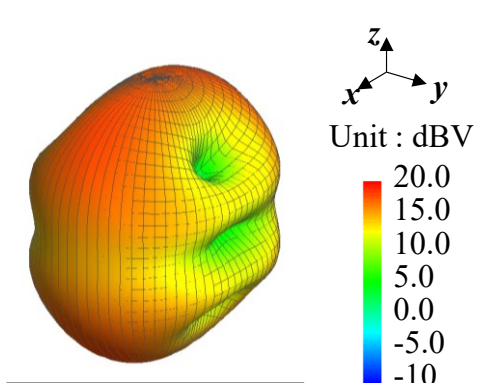


図 2.9 MWC 特性

2.5.3 励振された特性モード

表 2.2 に、mode 4～mode 6 の電流分布および放射パターンを示す。励振素子の水平素子の共振による放射は特性モードに表れず、mode 5 にエンドファイアアレーによる放射が表れていると考えられる。

表 2.2 直方体に励振された特性モードの電流分布および放射パターン

Mode	電流分布	放射パターン
4	 <p>Unit : A/m</p> <p>3.0 2.4 1.8 1.2 0.6 0.0</p>	 <p>Unit : dBV</p> <p>20.0 15.0 10.0 5.0 0.0 -5.0 -10</p>
5	 <p>Unit : A/m</p> <p>3.0 2.4 1.8 1.2 0.6 0.0</p>	 <p>Unit : dBV</p> <p>20.0 15.0 10.0 5.0 0.0 -5.0 -10</p>
6	 <p>Unit : A/m</p> <p>3.0 2.4 1.8 1.2 0.6 0.0</p>	 <p>Unit : dBV</p> <p>20.0 15.0 10.0 5.0 0.0 -5.0 -10</p>

2.5.4 Fullwave 解析結果

図 2.10 に、Fullwave 解析による全電流と放射パターンを示す。放射パターンから、直方体上には表 2.2 の mode 4 から mode 6 が合わさった電流分布が励振されていると考えられる。mode 4 と mode 6 の +z 軸方向の放射は、励振素子の水平素子と直方体間で打ち消されており、-z 軸方向の放射のみが表れていると考えられる。Mode 5 は励振素子内の微小波源による放射であり、表 2.2 の放射パターンから放射に寄与していないことから、2.4 節で示した動作をしていると考えられる。

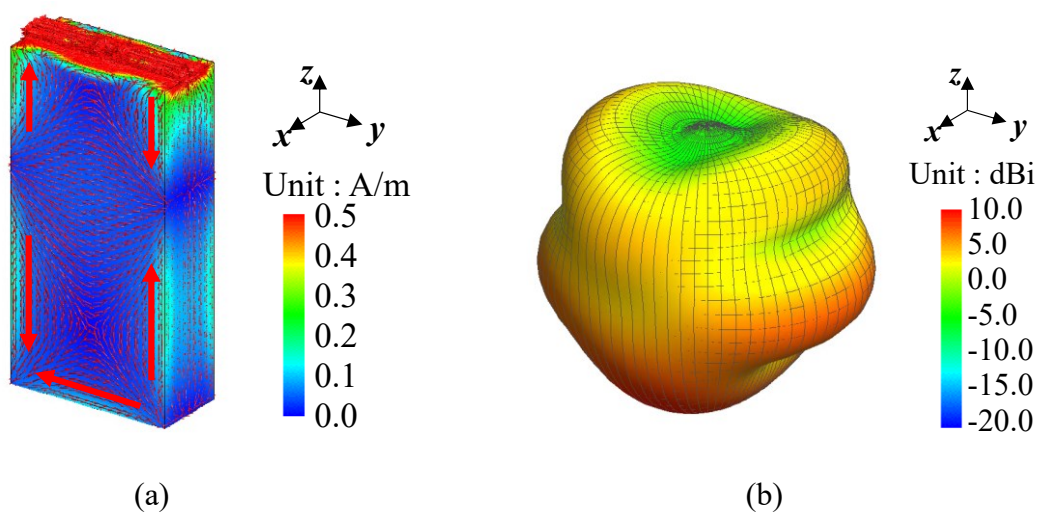


図 2.10 直方体の励振 (a) 電流分布 (b) 放射パターン

2.5.5 測定結果

図 2.11 に試作したアンテナを示す. 直方体および励振素子は銅板で作製し, U.FL ケーブルを通じて $50\ \Omega$ で給電している. 励振素子は折返しダイポールアンテナと同様に自己平衡作用を有するため, バランなどは必要としない. 図 2.11 に示すように, 給電ケーブルは筐体内部を通り, 筐体上の電流分布の弱い yz 面内の中央付近から取り出して接続している.

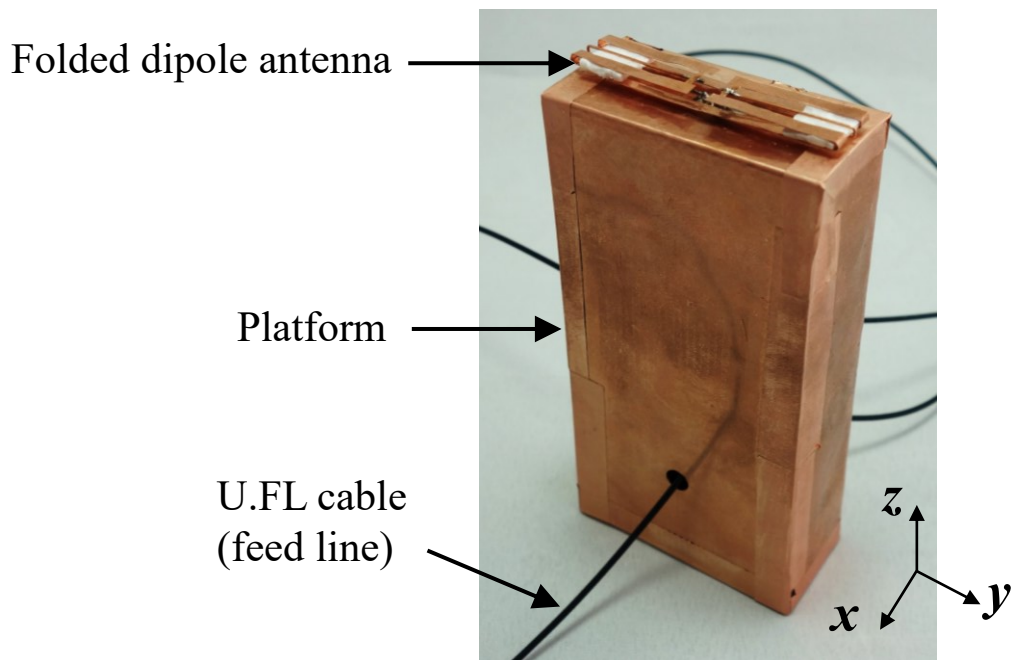


図 2.11 試作アンテナ

図 2.12 に 2.45 GHz における放射パターンの解析結果および測定結果を示す。測定結果は解析結果とよく一致しており、解析結果の妥当性が得られた。よって、低姿勢かつ低効率化な素子によって、筐体が励振されることが確認できた。

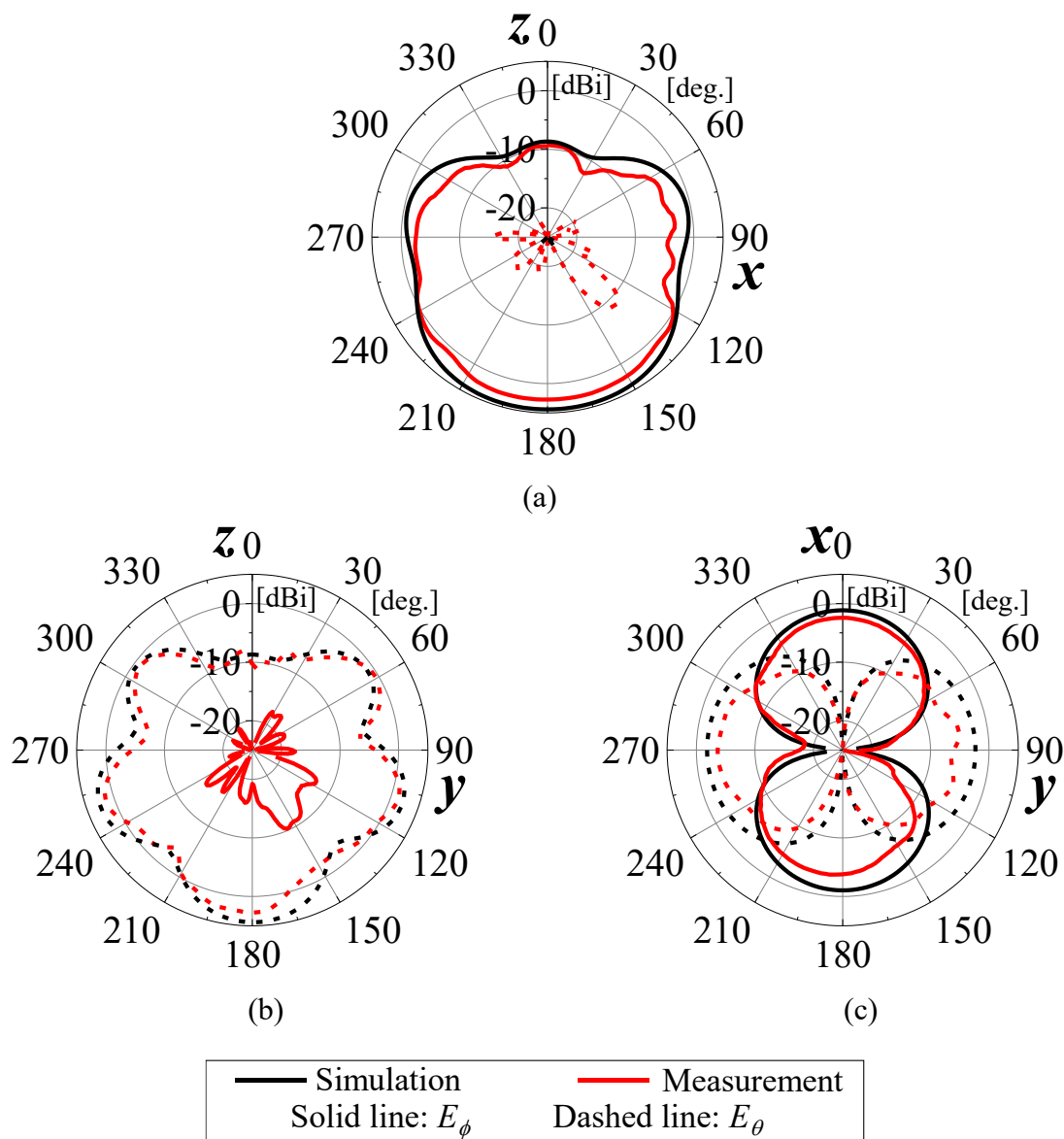


図 2.12 放射パターン(2.45 GHz) (a) zx 面 (b) yz 面 (c) xy 面

2.5.6 放射効率および総効率

図 2.13 に、励振素子が無限地板上、筐体上に置かれたときの放射効率および 50 Ω 給電に対する放射効率(総効率)[51]の解析結果を示す。無限地板上の励振素子単体の効率に比して、筐体を励振することで放射効率は 60 %から 90 %と 30 % 向上することがわかる。

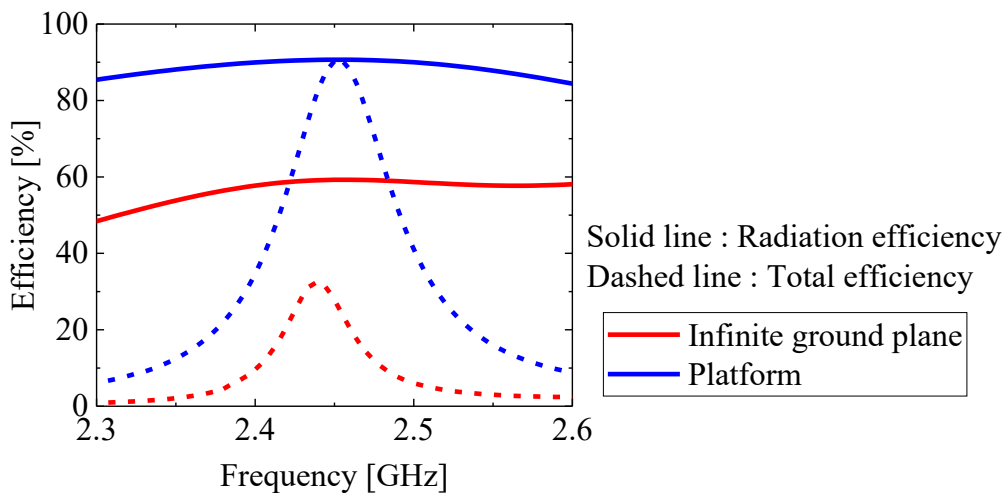


図 2.13 放射効率および総効率

2.6 まとめ

本章では、低効率な励振素子による筐体励振アンテナの実現に向けた基礎検討として、低効率な励振素子による筐体の励振が放射効率へ与える影響について検討を行った。はじめに折返しダイポールアンテナに基づく、低効率な励振素子を設計した。設計した励振素子は、放射に寄与しない低姿勢な水平素子と放射に寄与する微小な垂直素子からなる。筐体として直方体を与え、設計した励振素子を用いて励振したときの放射特性について検討した。特性モード解析の解析結果から、各筐体の上部から励振したとき、筐体の複数のモードおよび励振素子のモードが励振されることが確認できた。測定結果より、解析結果の妥当性を示し、低効率な励振素子によって筐体上に電流分布が励振されることが確認できた。また、直方体の筐体の解析においては、無限地板上では励振素子単体では 60 %であった放射効率が、筐体の励振によって 90 %まで向上すること得られ、低効率な励振素子で筐体を励振したとき、先行研究の報告に比して大幅に効率が向上することが分かった。本章では筐体として厚みのある直方体を与えたが、平板についても同様に励振できると考えられる(付録 A)。

第3章 筐体励振アンテナの励振設計

3.1 まえがき

地板全体を励振するようなアンテナを設計するために、特性モード解析を用いた様々な手法が検討されている。図 3.1 に示すようなボウタイ状のワイヤーマッシュモデルにおいて、放射効率が向上するようなギャップ給電位置について、特性モード解析を用いて探索する手法が検討されている[52]。この手法は、図のボウタイ形状のような不連続点で分割できるような構造を対象としているため、継ぎ目のない平板や厚みをもった筐体には適用することができない。筐体のベゼルを含めた給電構造を最適化することで、筐体を励振して広帯域なアンテナを実現する手法も提案されているが、筐体内側に十分な空間が必要である[53]。また、地板上で最適な励振位置を探索する手法が提案されているが、励振素子として地板と同程度の幅をもった素子[54]を用いているため、より微小な波源を励振素子とする場合に最適な励振位置を探索する手法が必要である。

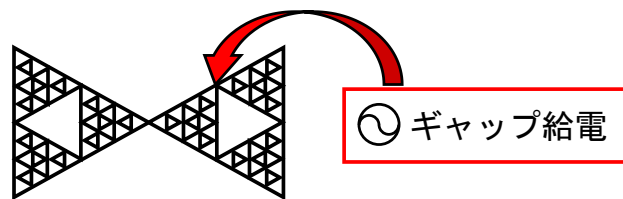


図 3.1 ボウタイ状ワイヤーマッシュモデルの励振位置の探索

図 3.2 に、本研究で提案する筐体励振アンテナの励振設計の概念を示す。本研究では平板や直方体といった筐体を励振するため、外部から波源を与えて筐体が最も励振される位置の探索を行う。給電を外部構造とすることで、任意の筐体に対して適用することができ、励振位置の決定後、動作周波数や比帯域幅を設定する整合回路を含む構造を付加すれば設計が完了すると考えられる。

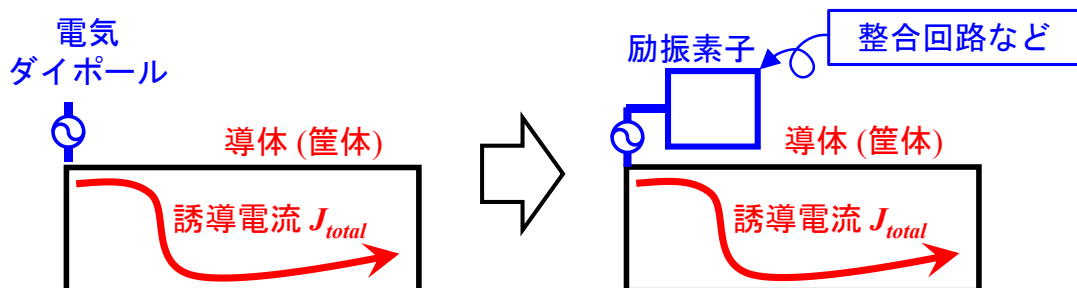


図 3.2 筐体の励振設計

本章では、微小な波源によって筐体を励振するための励振位置の探索手法について検討する。はじめに、筐体上で理想波源を用いた特性モード解析によって、筐体の特性モードの励振量について検討する。次に、評価した筐体上の各位置から小型低姿勢な逆 F 型の励振素子によって励振したときの放射効率について解析と測定を行い、提案手法の妥当性について検討する。また励振素子の広帯域化手法について検討を行う。

3.2 筐体励振量の評価手法

本研究で用いた特性モード解析は、筐体を完全導体として扱うため、筐体の各特性モードの放射効率は全て 100%である。一方、導電率を含めた特性モードの放射効率については、文献[37]において検討されている。筐体が銅のような良導体である場合、約 0.5 波長×約 0.25 波長の平板状の筐体もつ各特性モード J_n の放射効率は 95%以上と高効率であることが示されている。よって、筐体の特性モードの放射効率が低効率な小形アンテナに比して十分に高効率であると仮定し、(2.1)式における各特性モード J_n の MWC を合算値して筐体の励振量として評価すれば、筐体が最も励振される位置を探索できると考えられる。

筐体の励振量を評価するには、アンテナなどの波源を与える必要がある。一方、2章の基礎検討の解析結果のように、励振素子のような共振する構造を追加すると、筐体の特性モード J_n に加えて励振素子のモードが MWC 特性に表れてしまう。励振素子のモードは放射に寄与しないため、励振量の評価においては除外する必要があるが、完全導体による特性モード解析において、筐体のモード J_n と励振素子のモードを機械的に判別することは困難である。よって、筐体のモード J_n のみに着目して励振素子のモードが混在しないような解析手法が必要となる。

筐体の特性モード J_n に影響を与えないために、本節では、理想波源の電気ダイポールを与える。波源として大きさをもたないことから、電気ダイポールを筐体上に配置したモデルの特性モードは、筐体単体での特性モードと等価であると考えられる。したがって、電気ダイポールで筐体を励振し、各特性モードの励振量を評価することで、励振位置に対する筐体の特性モードの励振量のみを評価することができると考えられる。また、1.2 節から、小型低姿勢な逆 L アンテナなどのモノポール系の励振素子は水平素子が放射に寄与せず、微小なモノポールが波源となるため、筐体表面に対して垂直な電気ダイポールを波源として与えることで励振素子に対応した解析ができると考えられる。

以下に、提案する筐体の励振量の評価と探索手順について示す。

- (1) 探索範囲内の導体表面に垂直な電気ダイポールを配置し、特性モード解析を行う。
- (2) 各位置における上位の N 個のモードに対する MWC を合算し、励振量 A とする。算出は(1)の特性モード解析の結果から行う。本論文では、上位 15 個モード($N=15$)の MWC を合算した。

$$A = \sum_{n=1}^N \alpha_n \quad (3.1)$$

- (3) 探索範囲内の各位置において励振量を算出する。
- (4) 励振量が最大となる位置を励振位置とする。

図 3.3 に提案手法の適用例を示す。筐体として $100 \text{ mm} \times 55 \text{ mm} \times 23 \text{ mm}$ の直方導体を考える。対称性から各面の $1/4$ の領域を探索範囲とした。筐体の各面に対して電気ダイポールを垂直に配置して特性モード解析を行い、励振量を算出した。解析周波数は 2.45 GHz とした。

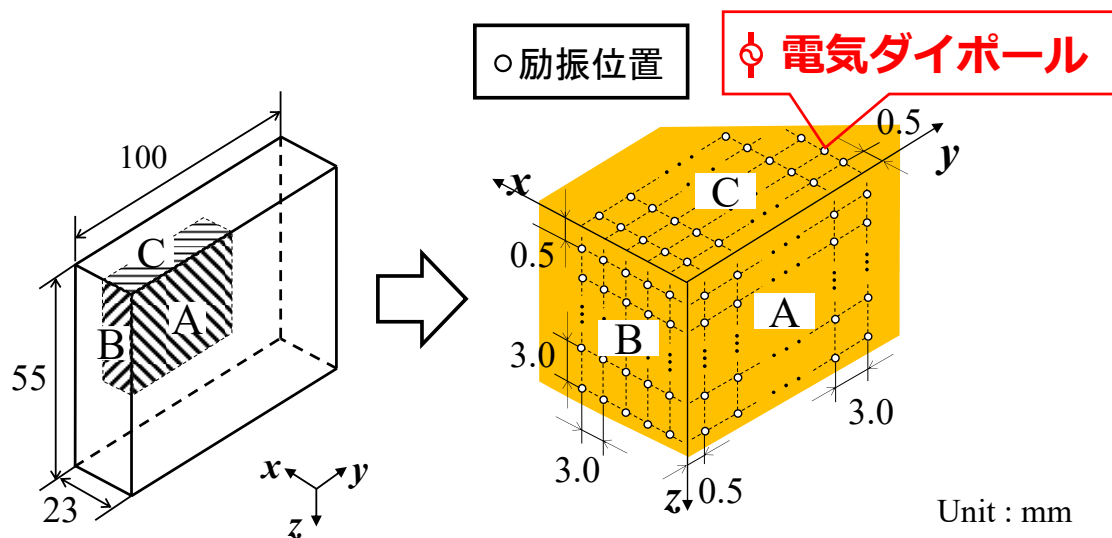
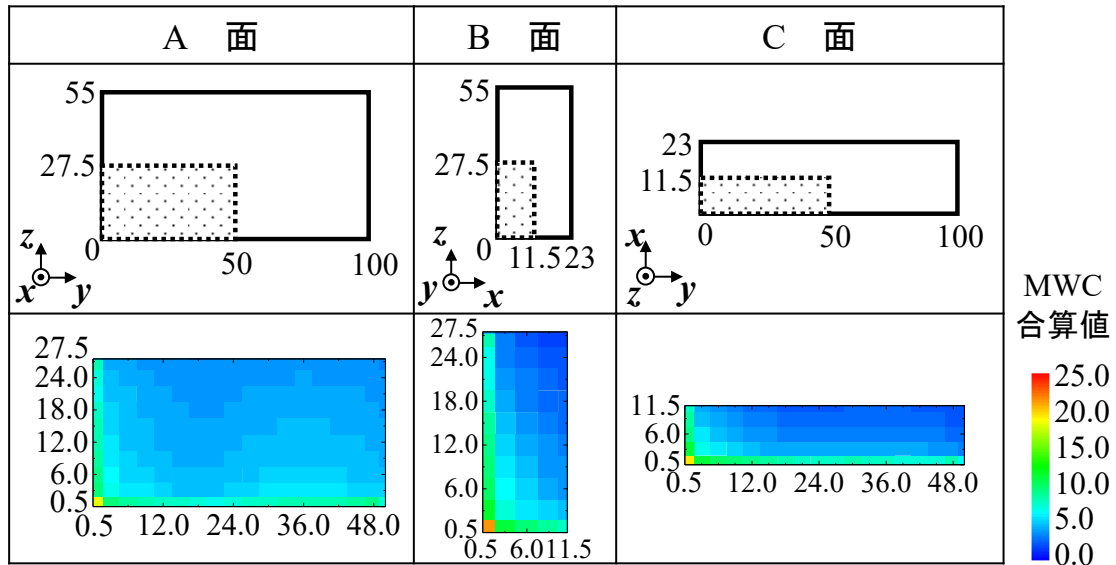


図 3.3 提案手法による直方体の解析

3.3 電気ダイポールによる MWC のマッピング結果

表 3.1 に電気ダイポールによる MWC 合算値をマッピングした結果を示す。表 3.1 より、各面において直方体の頂点に相当する位置で励振量が増加しており、B 面から励振したとき励振量が最大となることが分かる。

表 3.1 電気ダイポールによる MWC マッピング



ここで、MWC の合計が最大値をとった表 3.1 中の B 面($x=0.5, y=0.5$)における各モードの MWC を図 3.4 に示す。図 3.4 より、mode 3 が最も強く励振されており、同時に Mode 2, 4, 10 などが励振されていることがわかる。

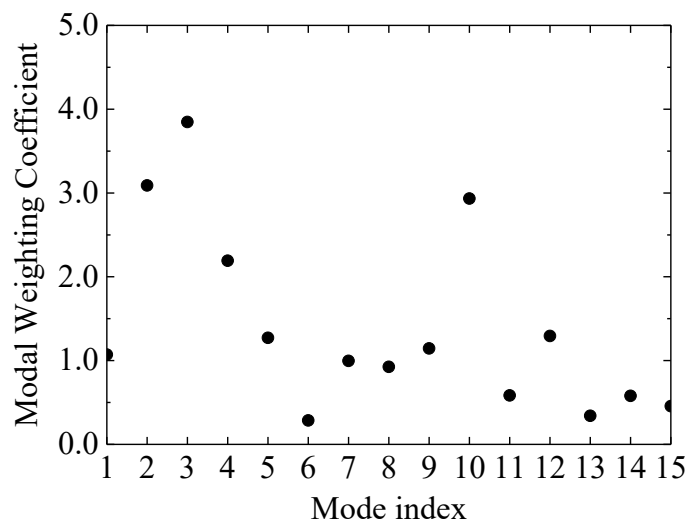


図 3.4 B 面($x=0.5, y=0.5$)における MWC 特性

3.4 逆 F 型励振素子による励振

3.4.1 励振素子設計および励振位置の選定

本節では、3.3 節で得た MWC のマッピング結果に基づき、低姿勢な逆 F 型の励振素子による励振について検討する。図 3.5 に示すように厚み 1.0 mm の誘電体基板($\epsilon_r=4.4$, $\tan\delta=0.02$)上に構成した逆 F アンテナを基に設計した。逆 F 型励振素子は約 1/4 波長の水平素子を有するため、誘電体基板による波長短縮と水平素子の折り曲げにより図 3.5(a)に示す形状となった。この励振素子を試作、実装するため、貫通ビア、側面スルーホールや基板背面に給電用のレセプタクル、CPW 線路を追加したものを図 3.5(b)に示す。無限地板上における素子単体での放射効率、低背化による放射素子と地板の近接・誘電体損失により最大で約 2 %と低効率となった。FR-4 の誘電正接は 0.02 とテフロンなどに比して高いため、誘電体損が支配的であると考えられる。

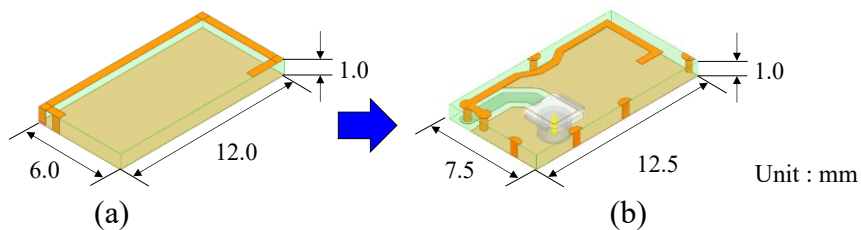


図 3.5 逆 F 型励振素子 (a) 基礎形状, (b) 試作モデル

図 3.6 に、地板上に垂直な電気ダイポールと図 3.5(b)の逆 F 型励振素子が無限地板上に励振する電流分布を示す。図 3.6(a)より、地板に対して垂直に電気ダイポールを配置したとき、電流分布は電気ダイポールを中心として放射状に電流分布が指向していることがわかる。また図 3.6(b)が示すように、図 3.5(b)の逆 F 型励振素子も同様の電流分布を励振しており、励振素子が解析に使用した波源に対応していることがわかる。

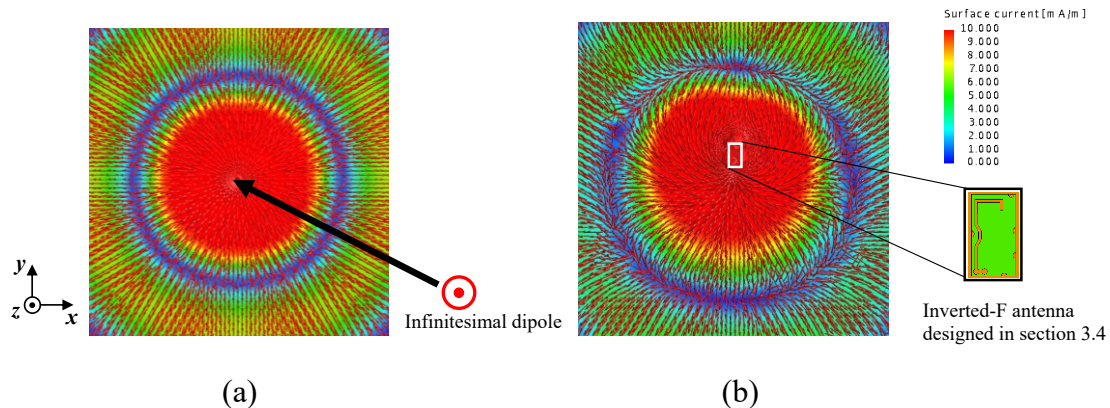


図 3.6 無限地板上での電流分布(a) 電気ダイポール, (b) 逆 F 型励振素子

3.3 節で得た MWC のマッピング結果の妥当性について、図 3.5(b)の逆 F 型励振素子を用いて検討する。3.3 節の MWC のマッピングの結果に基づき、図 3.7 に示す A~D の位置を逆 F 型励振素子の励振位置として選定した。実装位置はアンテナの大きさに制限されるため、マッピング結果の近傍位置を選定した。選定した位置の MWC の合算値は P_B の位置が最大となり、 P_A の位置が最小となる。MWC の合算値はそれぞれ $P_A=1.63$, $P_B=21.0$, $P_C=4.81$, $P_D=7.61$ であった。図 3.8 に、各位置に励振素子を配置した解析モデルを示す。各位置に励振素子の給電点を対応させ、励振素子のパラメータなどは調整せず図 3.5(b)のモデルを配置している。

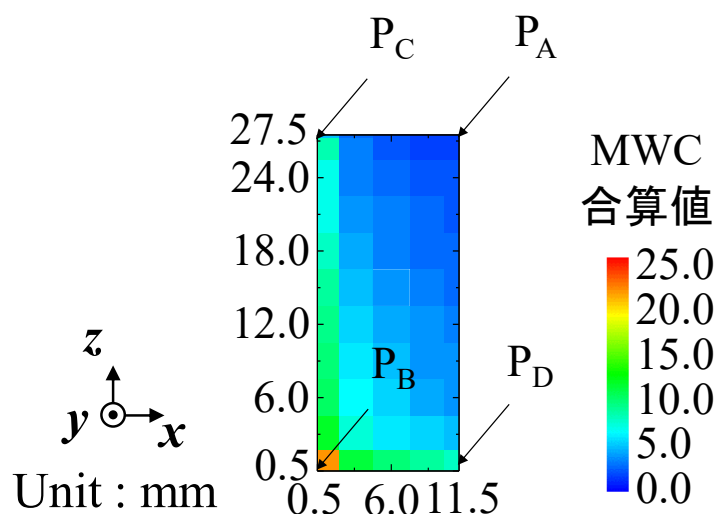


図 3.7 MWC マッピング結果と励振位置の選定

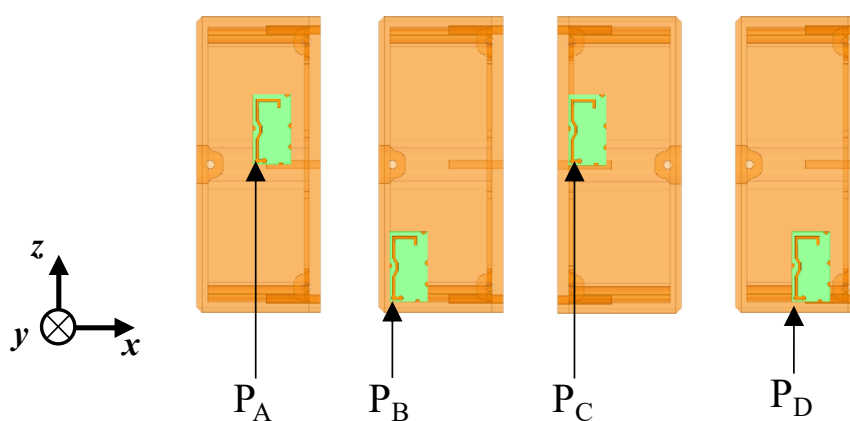


図 3.8 解析モデル

3.4.2 測定結果 (反射特性)

図 3.9 に試作したアンテナを示す. 第 2 章の直方体の励振と同様に, 筐体側面から給電線を内部に導入し, 内部から励振素子に給電を行っている.

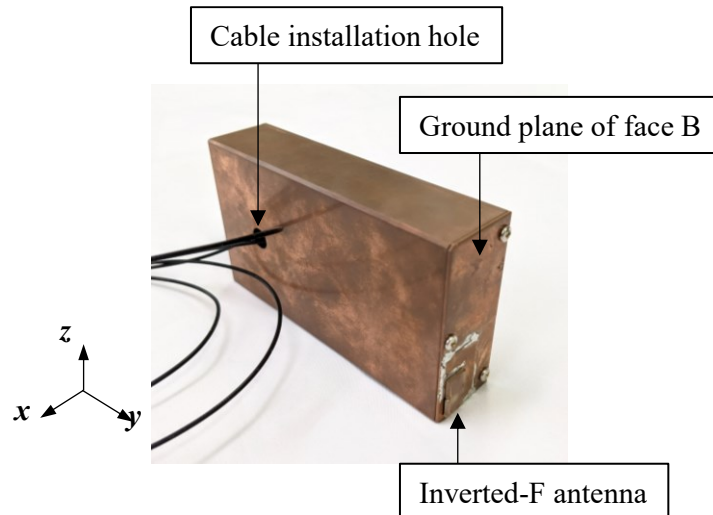


図 3.9 試作アンテナ

図 3.10 に, 図 3.8 で示した各位置で励振したときの反射特性を示す. 励振位置によらず反射特性は概ね一致していることがわかる. また, 無限地板上における動作周波数からほぼ変化していないことから, 励振素子単体で設計し, 筐体上の最適な励振位置にそのまま適用できると考えられる.

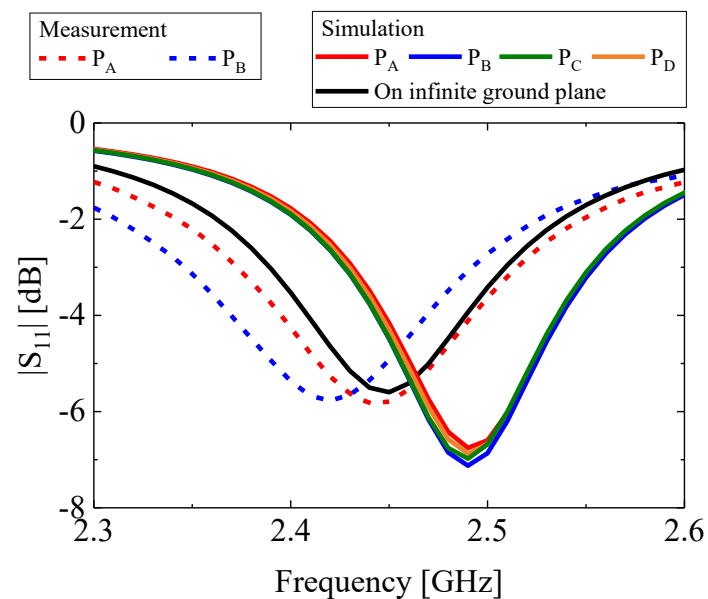


図 3.10 反射特性

3.4.3 測定結果 (放射効率および総効率)

図 3.8 中, 各位置で励振した時の放射効率の解析結果と測定結果を図 3.11 に示す. 放射効率も解析結果とよく一致しており, 提案手法の妥当性が示された. よって筐体の特性のモードに対する MWC のマッピングに基づき, MWC の合算値が最大となる位置で励振することで, 低効率なアンテナの放射特性を改善できると考えられる.

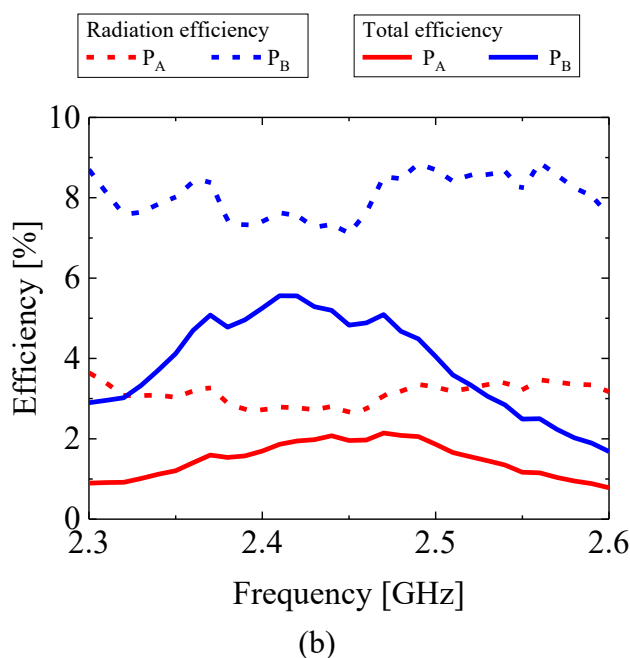
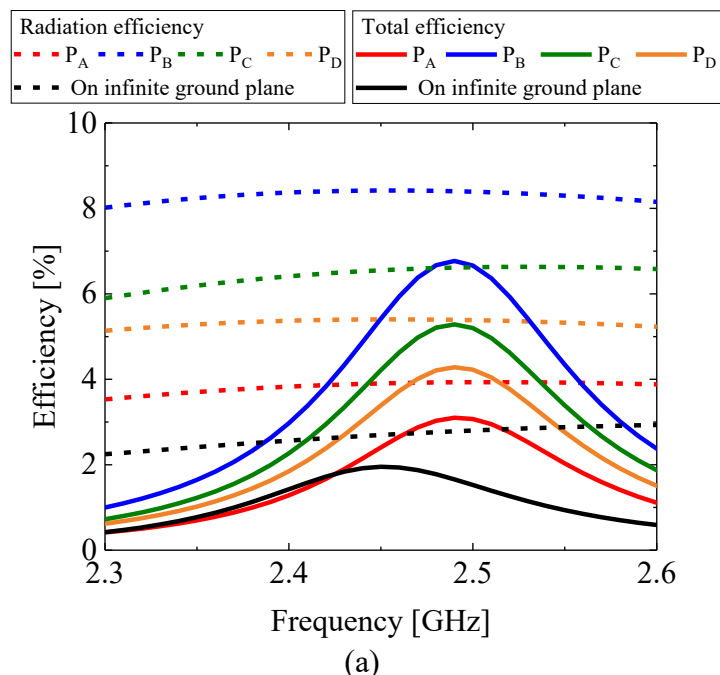


図 3.11 放射効率および総効率 (a)解析結果, (b)測定結果

3.5 低効率な励振素子の広帯域化

3.5.1 無給電素子付き逆 F 型素子

3.4 節では、3.2 節で提案した手法に基づき、逆 F 型の励振素子で筐体を励振したときの放射効率と総効率を測定し、解析結果と比較して提案手法の妥当性を検証した。実験結果から評価手法の妥当性が得られたが、アンテナを誘電体損失が大きい基板上に構成したため、放射効率は最大でも約 8%と低効率であった。よって本節では、誘電体損失を低減しつつ、銅損によって低効率な広帯域な励振素子について検討を行う。

逆 F アンテナを広帯域化する手法として、水平素子を板状とする手法[55]、地板にスロットを設けて自己補対構造とする手法[56]や無給電素子を装荷する手法[57, 58]などがある。本節では、線状かつ小型化が容易で、地板の変形が不要な無給電素子を装荷する手法[57]に着目した。

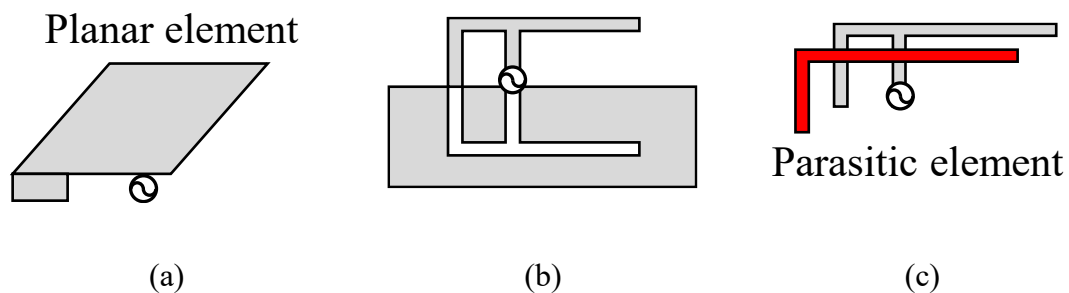
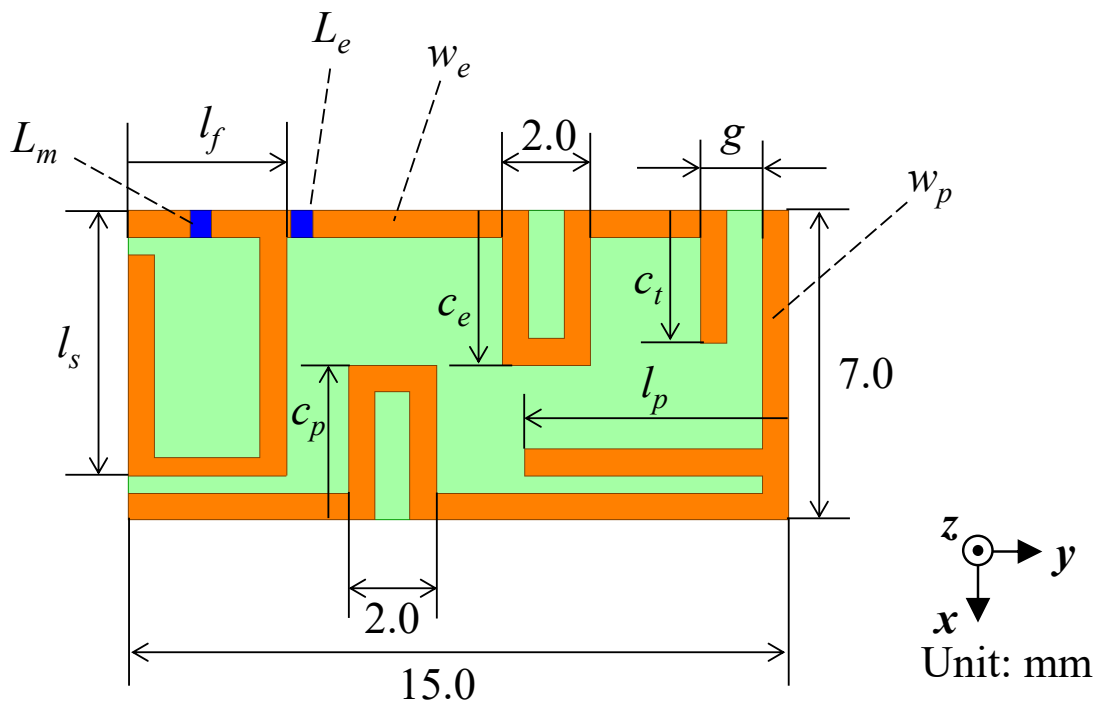
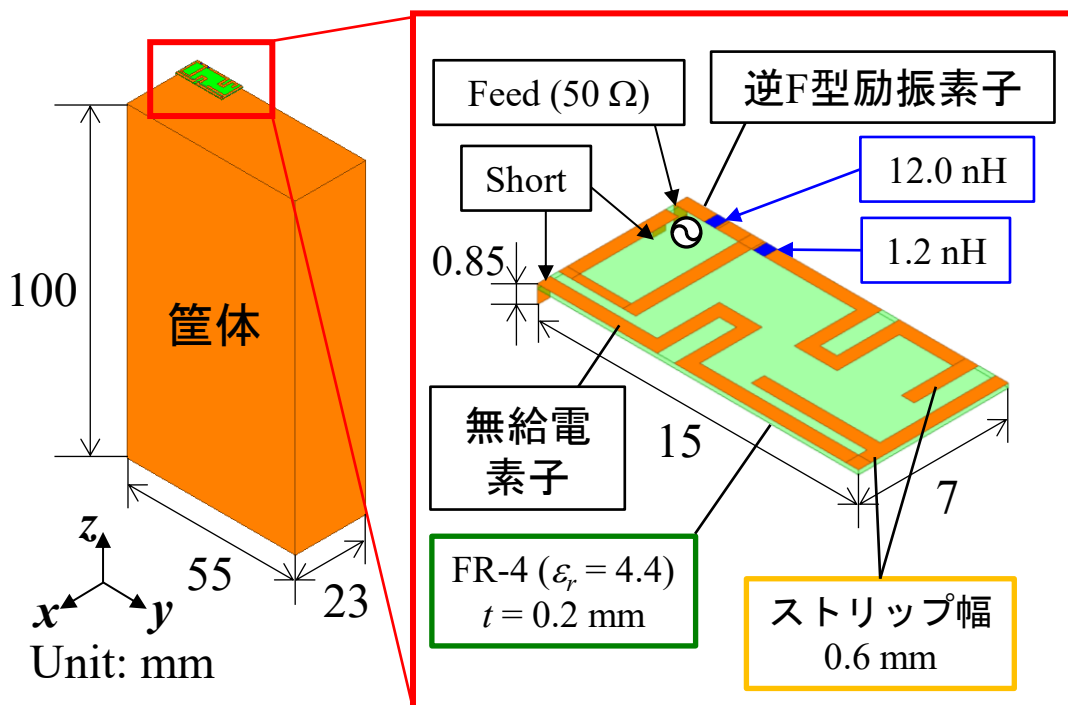


図 3.12 逆 F アンテナの広帯域化手法(a) 板状逆 F アンテナ, (b) 自己補対構造, (c) 無給電素子

図 3.13 に、本節で検討する逆 F 型励振素子の解析モデルを示す。素子のパターンは FR-4 基板($\epsilon_r = 4.4$, $\tan\delta = 0.02$)上に構成している。誘電体損失を低減するため、素子の基板と地板間は空気層としている。逆 F 素子および無給電逆 L 素子は水平素子をメアンダ状にして小型化している。また、無給電素子による共振の追加による広帯域化手法を導入した。励振素子の大きさは、3.4 節と同様に $ka = 0.4$ である。各素子の共振周波数は素子長に依存するため、メアンダ部分のクランク長 c_e, c_p によって調整される。給電との整合は逆 F 素子への給電位置とインダクタ L_m で調整する。励振素子の配置は 3.4 節と同様に給電点とした。



(a)



(b)

図 3.13 解析モデル (a) 励振素子上面図, (b) 筐体上への配置

表 3.2 に 2.45 GHz で整合するように調整したときの各パラメータを示す。また、図 3.14～図 3.16 に、3.4 節と同様に筐体の最適位置に配置したときの反射特性、スミスチャート、放射効率および総効率の解析結果を示す。2.4 GHz 帯において $|S_{11}| < -6$ dB となっており、比帯域幅として 1.7 % ($|S_{11}| < -6$ dB) を得た。筐体の励振により、2.4 GHz 帯において最大放射効率は 50 % (-3.0 dB) となり、無限地板上の素子単体の最大放射効率(約 16 % (-8.0 dB)) に比して 34 % (5 dB) 向上していることがわかる。また、無限地板上における最大総効率として 13 % (-8.8 dB) を得た。3.4 節の逆 F 型励振素子に比して誘電体損が低減しており、図 1.2 で示した逆 L アンテナの放射効率に近い効率となっていることがわかる。筐体の励振励振により、最大総効率として 45 % (-3.4 dB) を得た。図 3.16 より、放射効率及び総効率は 2.4 GHz 帯において約 5 dB 増加しており、筐体が励振されていると考えられる。また、無給電素子を付加したことで、2.2 GHz 近傍に共振が追加されていることがわかる。先行研究と同様に、この共振を 2.4 GHz 近傍に調整することで広帯域特性を得られえると考えられる。

表 3.2 励振素子のパラメータ

L_m	12.0 nH	g	0.8 mm
L_e	1.2 nH	w_e	0.6 mm
l_s	6.0 mm	c_p	3.5 mm
l_f	3.6 mm	l_p	6.0 mm
c_e	3.5 mm	w_p	0.6 mm
c_t	3.0 mm		

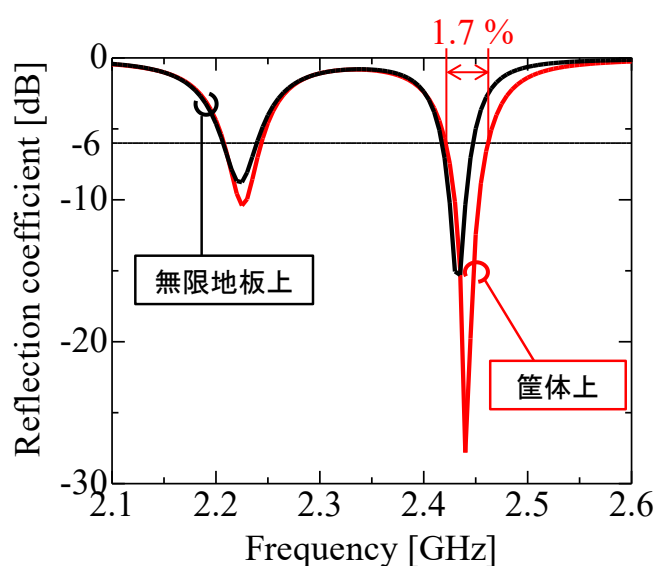


図 3.14 反射特性

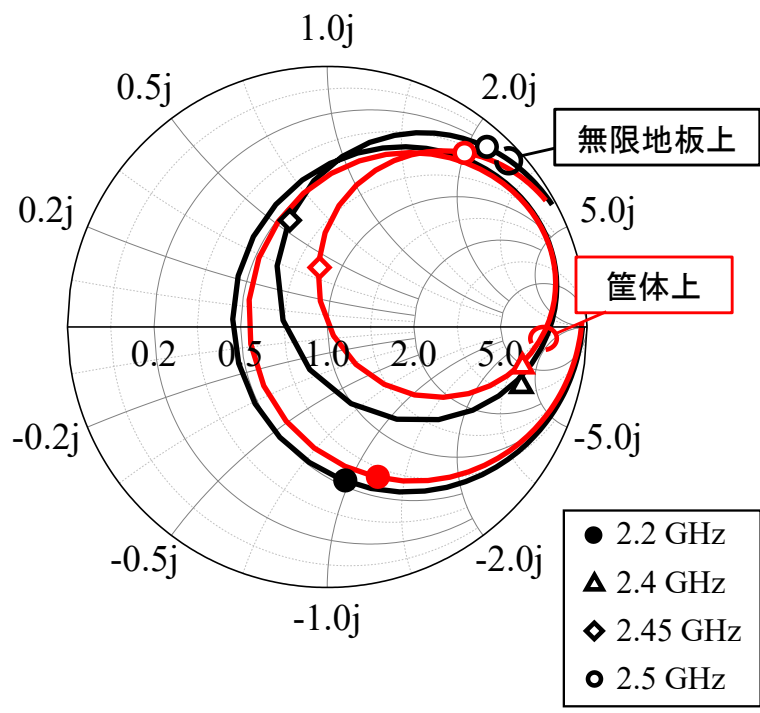


図 3.15 スミスチャート

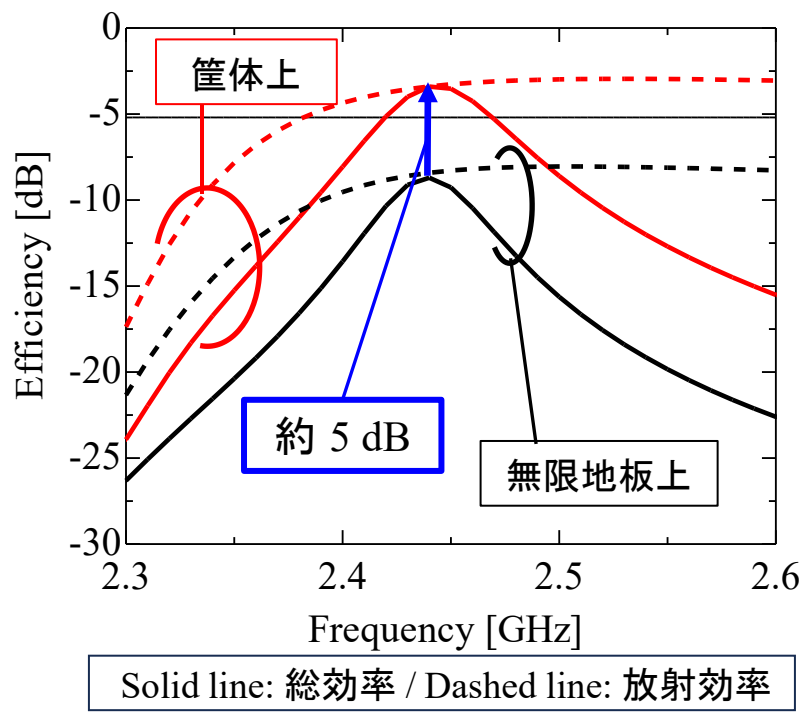


図 3.16 放射効率および総効率

3.5.2 無給電素子付き逆F型素子の最適化

図 3.17 に 3.5.1 節で設計した素子について，2.45 GHz における励振素子上の電流分布の最大値を示す．電流は無給電素子の短絡点に強く分布しており，微小なモノポールとして無給電素子側が支配的な波源としてふるまっていると考えられる．よって無給電素子側を筐体の最適位置へ配置することを検討する．また，先行研究と同様に無給電素子を最適化し，広帯域に整合させることを検討する．

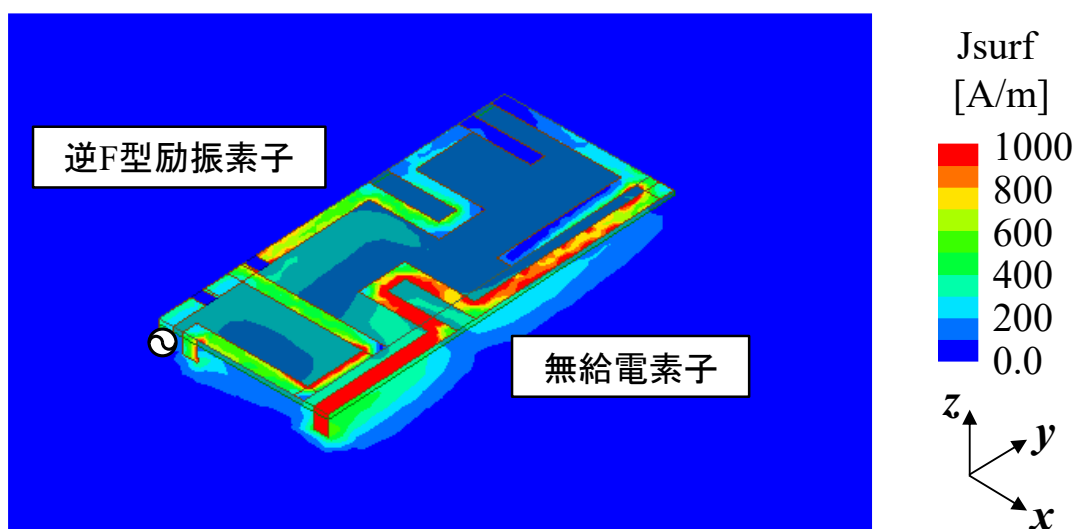


図 3.17 2.45 GHz における励振素子上の電流の最大値分布

図 3.18 に解析モデルを示す．素子はポリアミド基板($\epsilon_r = 4.3$, $\tan\delta = 0.0017$)上に構成した．図 3.19 および図 3.20 に最適化した励振素子の反射特性およびスミスチャートを示す．2.4 GHz 帯において概ね $|S_{11}| < -6$ dB となっている．また図 3.20 に示すように，最適化によって無給電素子による共振が追加され，広帯域化していることがわかる．図 3.21 に放射効率および総効率の解析結果を示す．筐体の励振により，2.4 GHz 帯において最大放射効率は 56 % (-2.5 dB)となり，無限地板上の素子単体の最大放射効率(約 17 %(-7.7 dB))に比して 39 % (5.2 dB)向上していることがわかる．また，筐体上において整合を含めた最大総効率は 41 % (-3.8 dB)となり，2.4 GHz 帯において比帯域幅は 4.0 % ($|S_{11}| < -6$ dB)，総効率 30 %(-5.2 dB)以上を満たしていることがわかる．

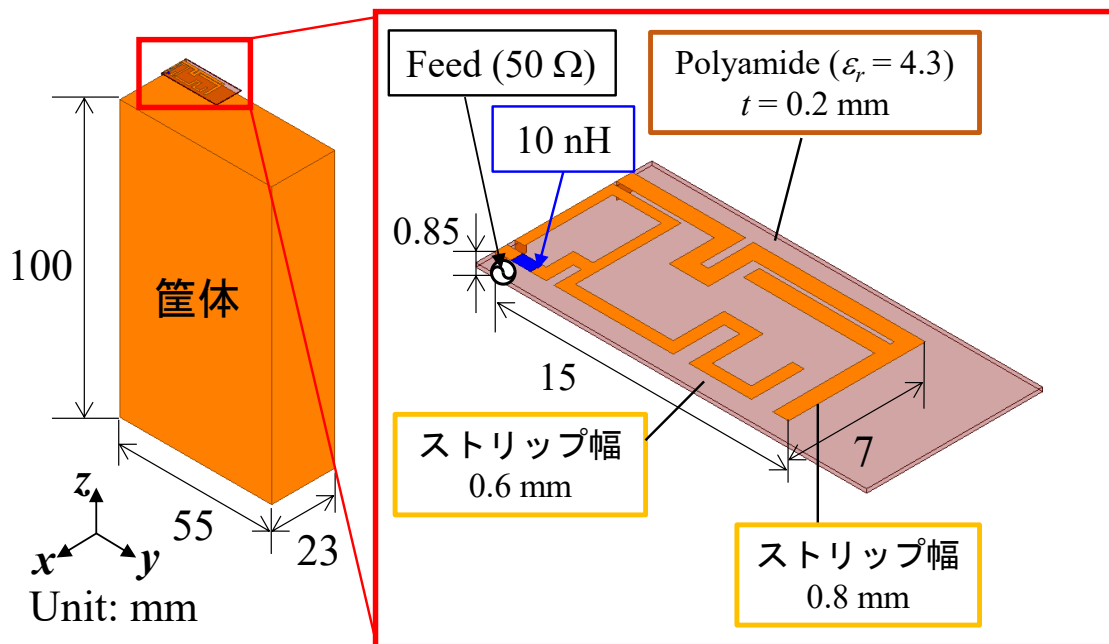
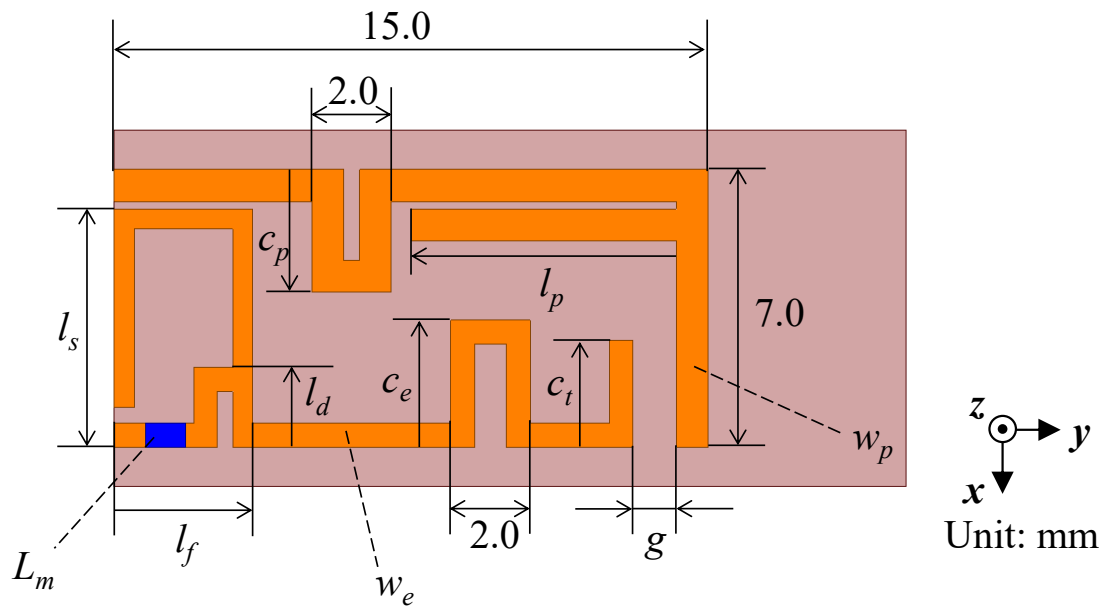


図 3.18 解析モデル

表 3.3 励振素子のパラメータ

L_m	10 nH	g	1.1 mm
l_s	6.2 mm	w_e	0.6 mm
l_f	3.5 mm	c_p	3.1 mm
l_d	2.0 mm	l_p	7.5 mm
c_e	3.2 mm	w_p	0.8 mm
c_t	1.1 mm		

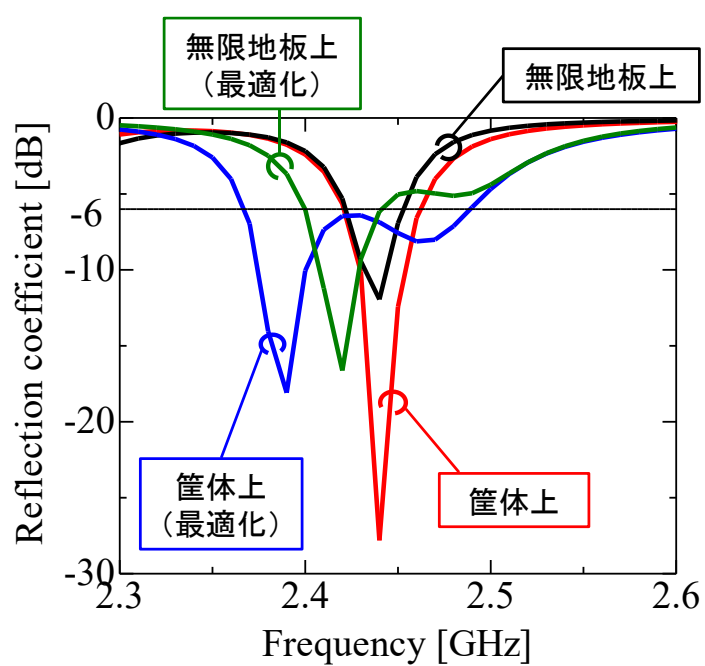


図 3.19 反射特性

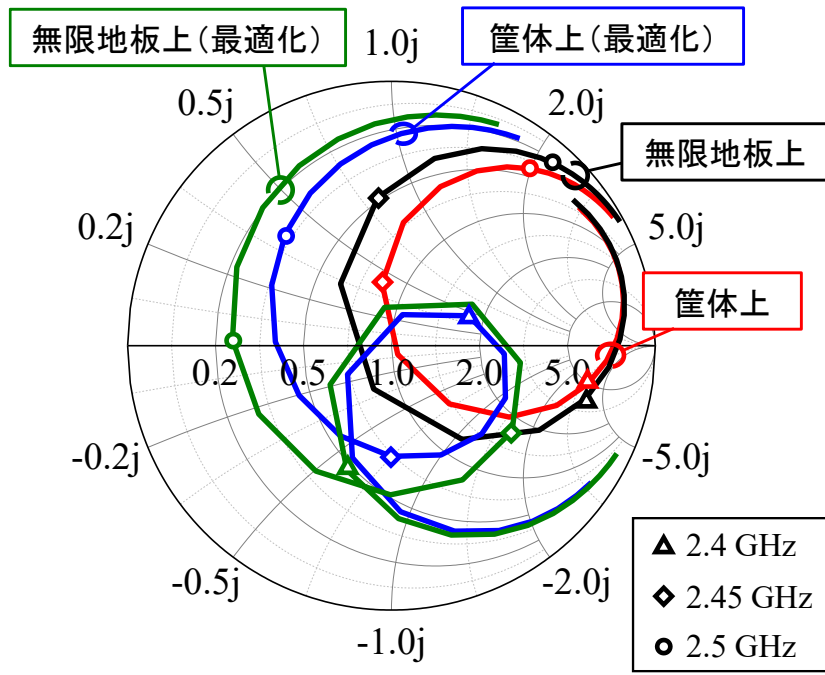


図 3.20 スミスチャート

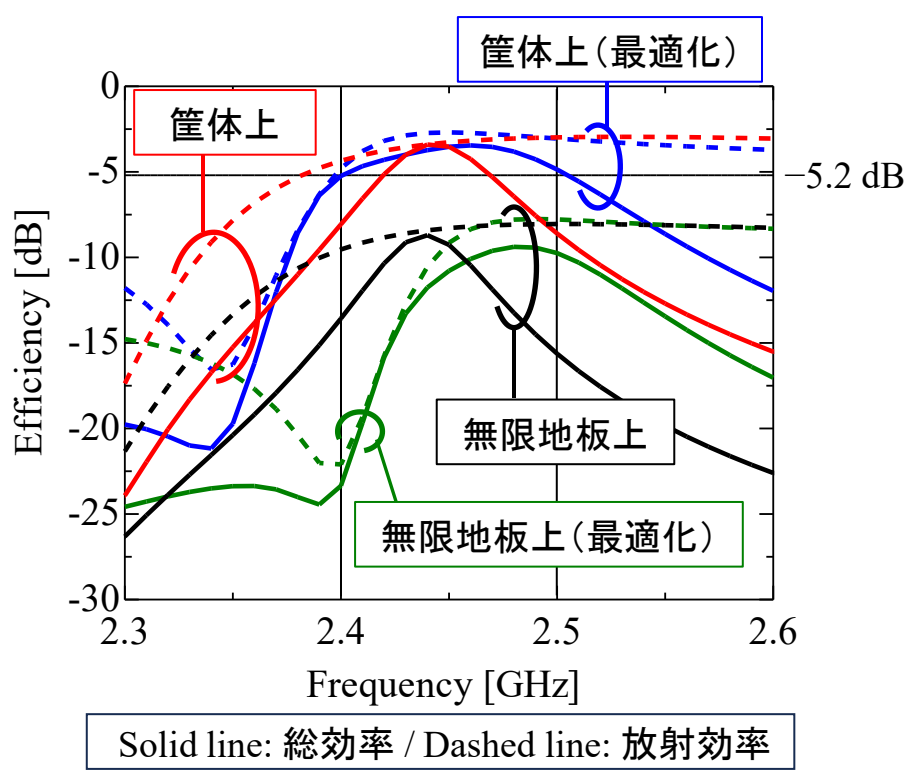


図 3.21 放射効率および総効率

3.6 筐体励振アンテナの評価

Gustafsson らにより, 任意形状の導体がアンテナとしてふるまうときのアンテナの利得 G と Q 値の関係が検討されている[59]. 図 3.22 に, 文献[59]で検討された, 平板上に実装されるアンテナの領域内の電流分布を最適化したときに得られる全体の G/Q および下限 Q 値を示す. 図 3.22 中, 青色で示される領域 V_1 が, アンテナとして内部の電流分布を自由に設定できる領域であり, それ以外の領域 V_2 が筐体に相当している. 図 3.22 より筐体上にアンテナを配置することで, アンテナ単体に比して Q 値が低下することがわかる. 本研究では, G , Q 値に加えて効率 η を考慮した評価について検討を行う.

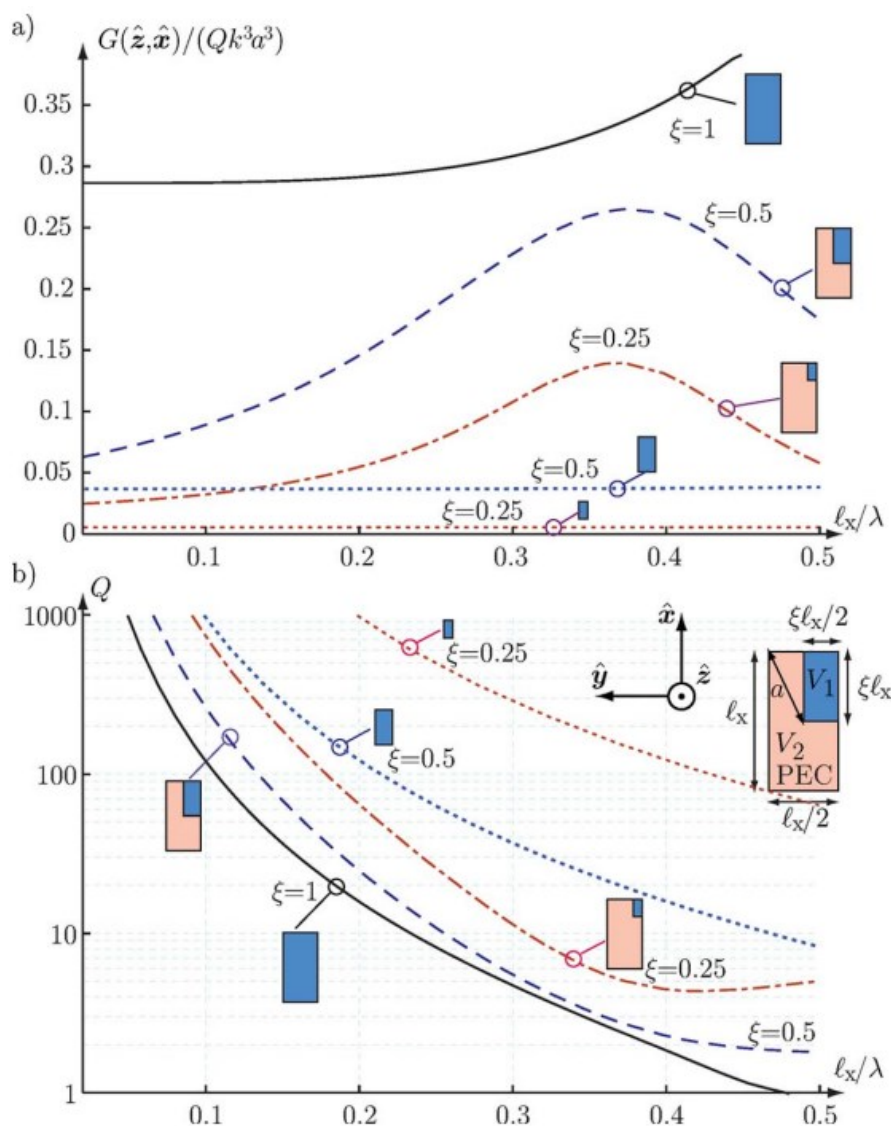


図 3.22 文献[59]で提案された平板上のアンテナに対する G/Q および下限 Q 値

小形アンテナの評価指標として、正規化電氣的体積 C が提案されている[60].

$$C = V_e \frac{Q}{G\eta} \quad (3.2)$$

(3.2)式中、アンテナの電氣的体積 V_e 、 Q はアンテナの Q 値、 G は利得、 η は放射効率を表す。ここで(3.2)式より、 Q は放射効率 η 、比帯域幅 B および電圧定在波比 s によって、

$$Q = \frac{1}{\eta B} \frac{s-1}{\sqrt{s}} \quad (3.3)$$

から求まる。これより、

$$C = V_e \frac{Q}{G\eta} = V_e \frac{1}{GB\eta^2} \frac{s-1}{\sqrt{s}} \quad (3.4)$$

と変形される[61]。小形アンテナにおいては、 C が小さいほど効率的に小型化できていると評価される。本論文では、励振素子の電氣的体積 V_e は励振素子の体積 V を波長 λ (周波数 f)の3乗で規格化したものとする。無限地板上では、鏡像として素子高を2倍とした。筐体励振による最大利得 G 、最大総効率 η 、 η から3 dB 低下したときの比帯域幅 B 及び電圧定在波比 s によって正規化電氣的体積 C を算出する。

表 3.4 に、本論文で検討した励振素子について、無限地板上に配置したときの素子単体の正規化電氣的体積 C と、筐体上の最適位置に配置して筐体を励振したときの正規化電氣的体積 C を示す。また、表 3.5 に、筐体励振の先行研究において筐体を励振したときの正規化電氣的体積 C を示す。

表 3.4 より、無限地板上の励振素子単体に比して、筐体を励振することで正規化電氣的体積 C が減少することがわかる。また、3.4 節で設計したような誘電体損が支配的な励振素子では、 C は高い Q 値と低い総効率 η によって先行研究に比して大きく算出される。表 3.4 より、本論文では 3.5.2 項で検討した逆 F 型励振素子で筐体を励振したとき、 C は最小($C = 4.8 \times 10^{-3}$)となった。表 3.5 の各励振素子と比較すると、3.5.2 項の励振素子の電氣的体積 V_e (1.02×10^{-4})は、先行研究の各素子の V_e に比して約 1/10 ($1.06 \times 10^{-3} \sim 1.72 \times 10^{-3}$)であり、動作周波数に比して小型であることがわかる。無限地板上における励振素子の正規化電氣体積 C (3.3×10^{-1})は、文献[31]の励振素子の C (2.0×10^{-2})に比して約 17 倍、文献[32]の最小の C (2.9×10^{-3})に比して約 113 倍であり、素子単体として評価すると、非効率なアンテナであると考えられる。一方、筐体を励振したときの正規化電氣体積 C (4.8×10^{-3})は先行研究と同程度($2.9 \times 10^{-3} \sim 1.2 \times 10^{-2}$)であり、先行研究と同程度に効率的なアンテナと評価できる。

よって本論文で提案した励振素子は、単体では非効率な小形アンテナと評価される。一方、筐体を励振するための給電構造としたとき、電氣的体積 V_e に含

まれない筐体からの放射によって効率が改善されるため、先行研究と同程度に効率的なアンテナと評価できる。本論文の励振素子を用いた筐体励振アンテナを設計することで、先行研究に比して給電部の電氣的体積 V_e を 1/10 程度に小型化しつつ、同程度の性能を達成できると考えられる。

表 3.4 3.4 節および 3.5 節の励振素子の正規化電氣的体積

	IFA(3.4 節) 無限地板上	IFA (3.5.2 項) 無限地板上	IFA(3.4 節) 筐体上	IFA (3.5.2 項) 筐体上
L [mm]	13	15	13	15
W [mm]	7	7	7	7
h [mm]	2	1.7	1	0.85
f	2.45 GHz	2.49 GHz	2.42 GHz	2.46 GHz
V_e	9.91×10^{-5}	1.02×10^{-4}	4.78×10^{-5}	4.93×10^{-5}
B [%]	7.3	5.5	9.9	5.8
s	7.5	3	7.5	3
η [%]	2.5	11.5	5.5	42.9
Q	1600	184	435	46
G	0.07	0.49	0.08	1.10
C	115	3.3×10^{-1}	1.48	4.8×10^{-3}

表 3.5 先行研究の励振素子の正規化電氣的体積

	CCE [31]	CCE [32]	CCE [32]
L [mm]	27	97	97
W [mm]	11.7	8	8
h [mm]	7.65	8	8
f	2.28 GHz	857 MHz	1.95 GHz
V_e	1.06×10^{-3}	1.45×10^{-3}	1.72×10^{-3}
B [%]	13.3	9.1	11.6
s	3	3	3
η [%]	100	71	71
Q	6.9	17.9	14.1
G	0.37	1.26	2.82
C	2.0×10^{-2}	2.9×10^{-3}	1.2×10^{-2}

3.7 人体の影響について

一般に、携帯端末は人体と近接した状態で使用されるため、人体による影響を受ける。本節では、本研究で提案した筐体励振アンテナに対して人体が近接したときの影響について検討する。

3.7.1 励振位置の最適化に対する影響

文献[62]において、筐体上にアンテナを配置したときのチャンネル容量と放射効率に対する人体の影響が検討されている。文献[62]では、チャンネル容量を改善するため、筐体上のアンテナの配置を放射効率と相関係数によって最適化しており、人体手部を模したファントムで筐体を覆った状態でも最適化が維持されることを示している。したがって、3.2 節～3.3 節で明らかにした筐体上の最適な励振位置に対する人体の影響についても、人体との近接に対して最適位置は変化しないと考えられる。

3.7.2 放射効率に対する影響

アンテナに対する人体の近接による放射効率への影響は、従来の端末モデルなどにおいて検討されている。人体は放射電力の一部を吸収するため、筐体との近接によって放射効率が 3 dB～5 dB 低下することが報告されている[63-65]。特性モード解析などを用いた筐体励振アンテナにおいても、端末のベゼルを励振素子とした場合、人体との近接で 5 dB 程度低下することが報告されている[66]。

本研究において、励振素子自体は低効率な小形アンテナと同等であり、筐体を主たるアンテナとして動作させるため、筐体に対する人体の影響がより顕著に表れる可能性がある。よって、人体が近接したときの放射効率への影響について、解析により検討を行う。

図 3.23～図 3.25 に解析モデルを示す。3.5.2 節で設計した励振素子を取り付けた筐体に対して、人体手部を模したファントムを近接させる。人体手部のファントムモデルは、文献[62]と同様に一様媒質とし、材料定数は表 3.6 の値を使用した。人体による筐体の保持状態として、図 3.23～図 3.25 に示すような 3 パターンについて放射効率の解析を行った。

表 3.6 人体ファントムの材料定数

	比誘電率	導電率 σ [S/m]
手部	54	1.45

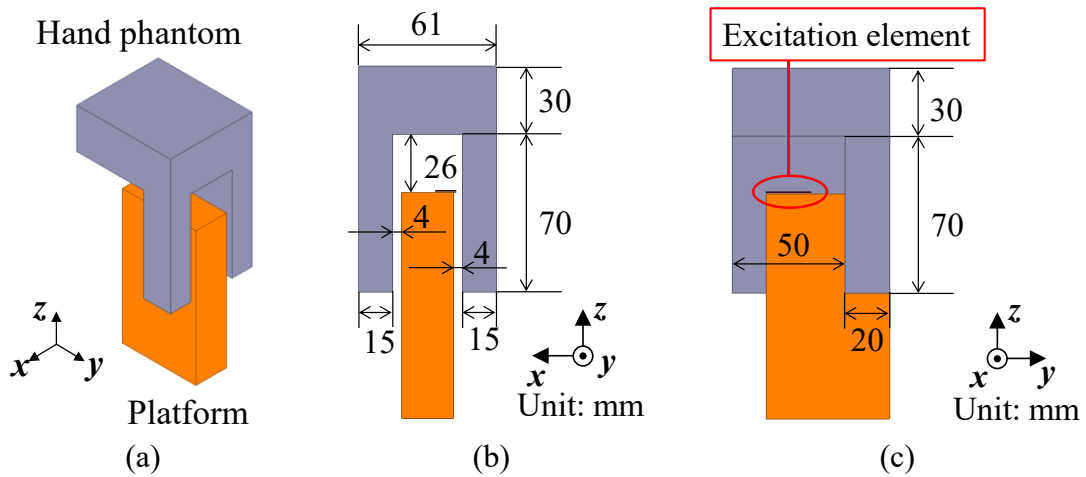


図 3.23 解析モデル(モデル A) (a) 鳥瞰図 (b) 上面図 (c) 正面図

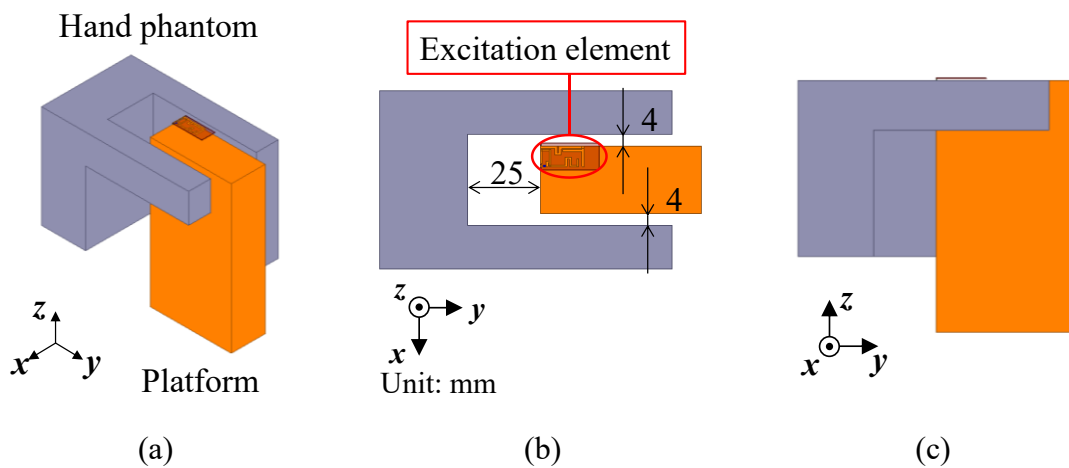


図 3.24 解析モデル(モデル B) (a) 鳥瞰図 (b) 上面図 (c) 正面図

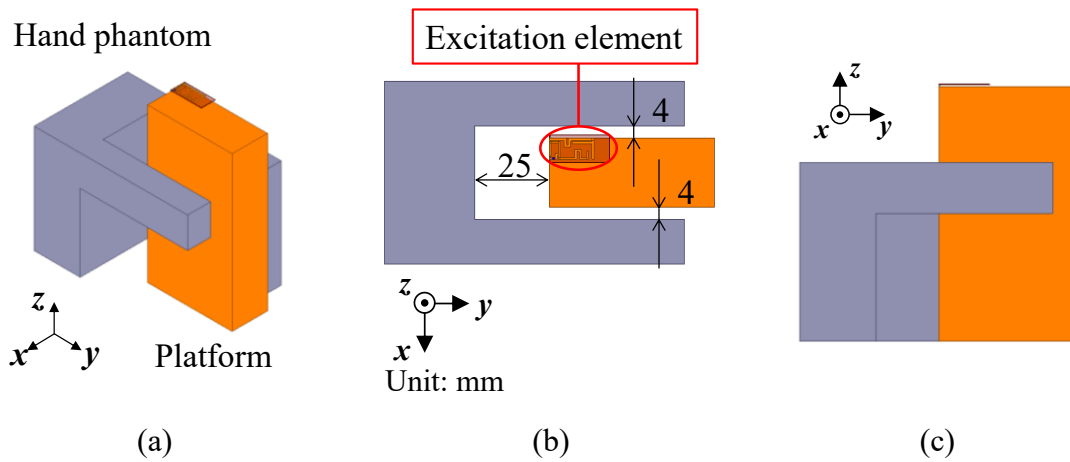


図 3.25 解析モデル(モデル C) (a) 鳥瞰図 (b) 上面図 (c) 正面図

図 3.26 および図 3.27 に解析結果を示す. また, 表 3.7 に各保持状態による放射効率および総効率の最大値を示す. 図 3.26 より, 自由空間中におかれた筐体に比して動作周波数はほとんど変化せず, ファントムの損失によって反射量のみ低下していることがわかる.

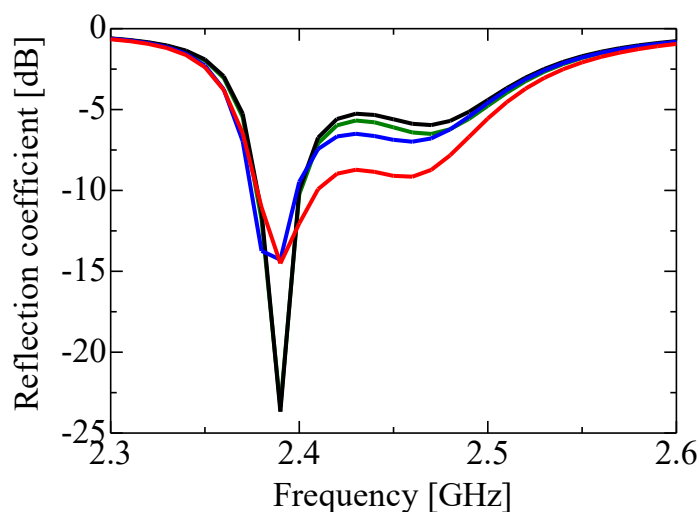


図 3.26 反射特性

図 3.27 より, 放射効率および総効率は人体の近接によって 2.4 GHz 帯域内で一様に低下していることがわかる. 表 3.7 より, 効率低下は最大で 4.6 dB と先行研究と同程度であることがわかる. 図 3.26 から, 人体の近接による不整合損の増加がないため, 先行研究と同程度の効率低下となったと考えられる. 保持状態の差による効率の変化については, 筐体からの放射が励振素子近傍に集中することで, モデル A やモデル B のような励振素子近傍が人体で覆われた場合, 効率が大きく低下したと考えられる. 一方で, モデル C のように励振素子と人体が離れているような場合, 効率低下は 0.5 dB 程度と低いことがわかる.

動作周波数が増えない原因として, 動作周波数を決定する励振素子自体の放射効率が最大で -7.8 dB と低効率であり, アンテナとしては全方向に対して低利得なため, 周辺環境の影響を受けにくいことが考えられる. また, 3.2 節で提案した手法は筐体の特定の共振をターゲットとしてないため, 人体の近接による見かけ上の筐体長の変化の影響も受けにくいと考えられる.

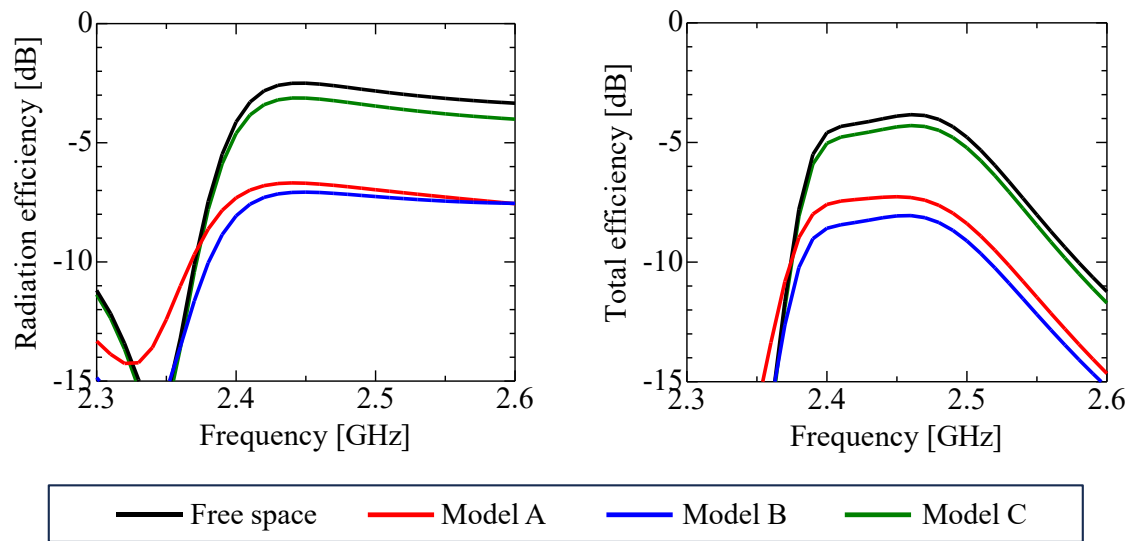


図 3.27 放射効率および総効率

表 3.7 人体ファントムの近接に対する最大放射効率および最大総効率

	最大放射効率 [dB] (自由空間との差分)	最大総効率 [dB] (自由空間との差分)
自由空間	-2.5	-3.8
パターン A	-6.7 (4.2 dB)	-7.3 (3.5 dB)
パターン B	-7.1 (4.6 dB)	-8.1 (4.3 dB)
パターン C	-3.1 (0.6 dB)	-4.3 (0.5 dB)
素子単体	-7.8 (5.3 dB)	-9.4 (5.6 dB)

3.8 まとめ

本章では、微小な波源によって筐体を最も励振するための励振位置の探索手法について検討した。はじめに、筐体の励振量を評価するためには、2章で表れた励振素子による低効率な特性モードを除外する必要があることを述べた。よって小形アンテナに対応する大きさをもたない理想波源として、電気ダイポールを用いて特性モード解析を行うことを検討した。小形アンテナに対応する理想波源として、筐体表面に垂直に配置した電気ダイポールを用い、特性モード解析によって、筐体の特性モードの励振量について評価を行った。解析結果から、直方体のような形状においてはその頂点が筐体の励振に最も適した位置であることが示された。

次に、評価した筐体上の各位置から小型低姿勢な逆 F 型の励振素子を用いて励振したときの放射効率について解析と測定を行い、提案手法の妥当性について検討した。測定結果から特性モード解析に基づく筐体表面上の各位置の励振量の評価と、各位置で励振したときの放射効率が概ね一致し、提案手法の妥当性が実証された。また、広帯域かつ低効率な励振素子を設計し、同様の位置で励振したとき、 $50\ \Omega$ 給電に対して、 $2.4\ \text{GHz}$ 帯で30%以上の総効率が得られることを示した。

筐体励振アンテナで得られる放射効率について、励振素子の体積と周波数特性から正規化電氣的体積を算出し、筐体励振を最適化することで、既存のより大型な励振素子と同等の性能であることを示した。

最後に、励振位置の最適化と放射効率にして人体が与える影響について考察した。地板と小形アンテナの組合せに対するチャンネル容量への影響に関する先行研究から、本研究による励振位置の最適化に対しても影響がないことを示した。設計した筐体励振アンテナに対して人体ファントムを近接させたとき、放射効率は最大で4.5 dB低下することが得られ、従来の筐体上のアンテナが受ける影響と同程度であることを示した。また、励振素子の動作周波数がほとんど影響を受けない特徴について考察を行った。

第4章 筐体励振アンテナの動作原理

4.1 はじめに

3章では、特性モード解析に着目し、直方体の筐体が小型な波源によって最も励振される位置を探索する手法を提案した。提案手法では、筐体が共振する様々な電流分布の集合について、各モードの重み付けの合計を筐体の励振量として評価し、励振量が最大となる位置を探索した。解析結果より、無限地板上において、アンテナ単体の最大放射効率が17%であったものが、筐体励振によって最大56%まで向上することが一例として得られた。一方で、励振素子の放射効率と、筐体励振によって得られる放射効率の関係は明らかとなっていない。

図4.1に3.5.2節において2.45 GHzにおける筐体表面の電流の最大値分布を示す。図4.1より、Fullwave解析によって各モードが複合した全電流 J_{total} を見たとき、筐体上には給電点を中心にして減衰していくように電流が分布していることがわかる。これは筐体からの放射が、ダイポールアンテナのような共振による放射ではなく、バイコニカルアンテナ[67]や進行波ダイポールアンテナ[68]と同様に、筐体からの漏れ波によって放射されていると考えられる[69]。一方、線状のような筐体ならば、筐体は偏位給電ダイポールアンテナとして、共振して放射すると予想される[70]。よって本章では、直方体の筐体の大きさが筐体の動作と放射効率に与える影響を検討し、励振素子の放射効率との関係や動作原理について明らかにする。

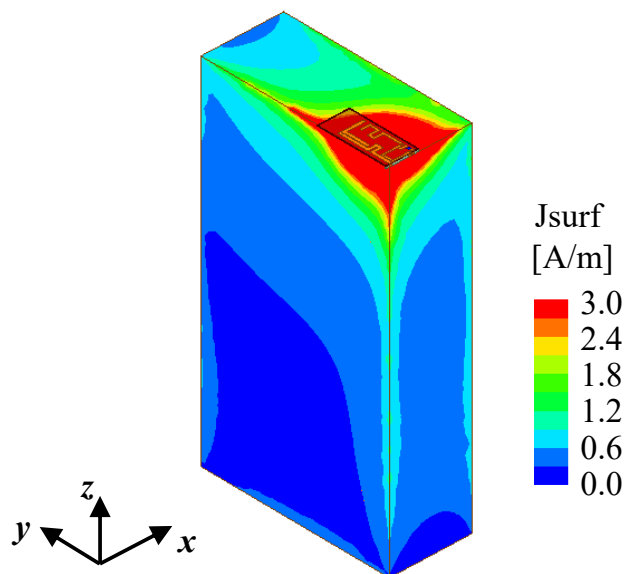


図 4.1 直方筐体上の電流の最大値分布

4.2 筐体長が放射効率に与える影響

4.2.1 励振素子の特性

はじめに励振素子の特性について述べる。励振素子は簡単のため、導体と集中定数素子のみで構成する。ここで純抵抗の装荷は題意から外れるため、純リアクタンス素子の装荷に限定する。したがって偏位給電ダイポールアンテナのような非対称な構造を有するアンテナを基に、リアクタンス素子を装荷して小型化した励振素子を構成する。本節では、非対称な構造に給電する線状アンテナとして、J型アンテナに着目する[70]。

図 4.2 に J 型アンテナの構造を示す。J 型アンテナは半波長の線状の放射器に対して、給電のために $1/4$ 波長の共振器を端部に接続した構造をしている。J 型アンテナは線状アンテナの一種であり、放射器はワイヤーのような導線である。導体の端部に共振器を接続して給電を行っていることから、情報端末のような板状や直方体の筐体の励振にも用いることができると考えられる。また、図 4.2 中央に示すように、この共振器を集中定数素子で置き換えて取り出すことで、小型な励振素子を構成できると考えられる。本章では、この J 型アンテナの給電構造を基に、集中定数素子を用いた小型な励振素子を設計し、平板や直方体の筐体の頂点に配置して筐体の励振を行う。図 4.2 右に励振素子の解析モデルを示す。長さ l の銅棒 ($\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$) の根元にインダクタに相当する短絡線とキャパシタ $C_p = 4.3 \text{ pF}$ を並列に装荷している。給電は近傍からストリップ線を通じて 50Ω で行う。また、ストリップ長を調整することで 50Ω と整合させる。動作周波数はこのキャパシタ C_p の静電容量とインダクタに相当する短絡線によって決定される。図中のパラメータは、 $l = 10 \text{ mm}$, $C_p = 4.3 \text{ pF}$ のとき、筐体上にて 2.46 GHz で動作するように最適化したものである。図 4.2 から明らかなように、この励振素子はモノポールアンテナに並列共振回路を基部に装荷した構造であることがわかる。

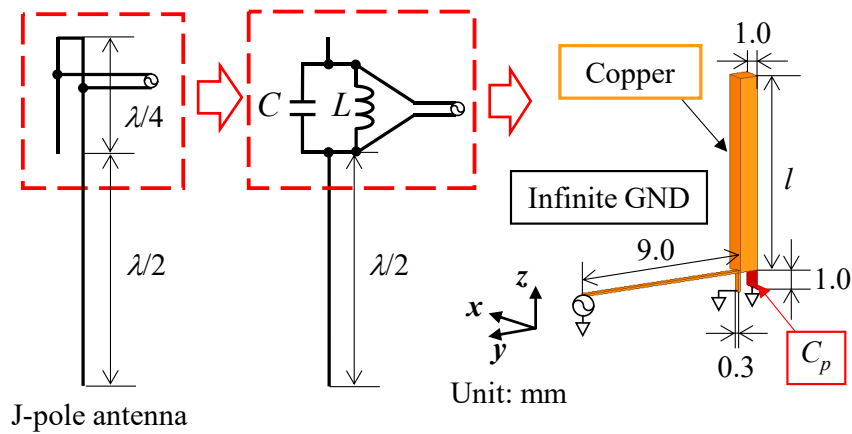


図 4.2 励振素子設計

図 4.3(a)～図 4.3(c)に、無限地板上において $l = 10 \text{ mm}$ としたときの 2.52 GHz における放射パターンを示す。放射パターンから、励振素子はモノポールアンテナと同様に放射を行うことがわかる。また、3章で検討した地板に垂直な電気ダイポールに相当することがわかる。

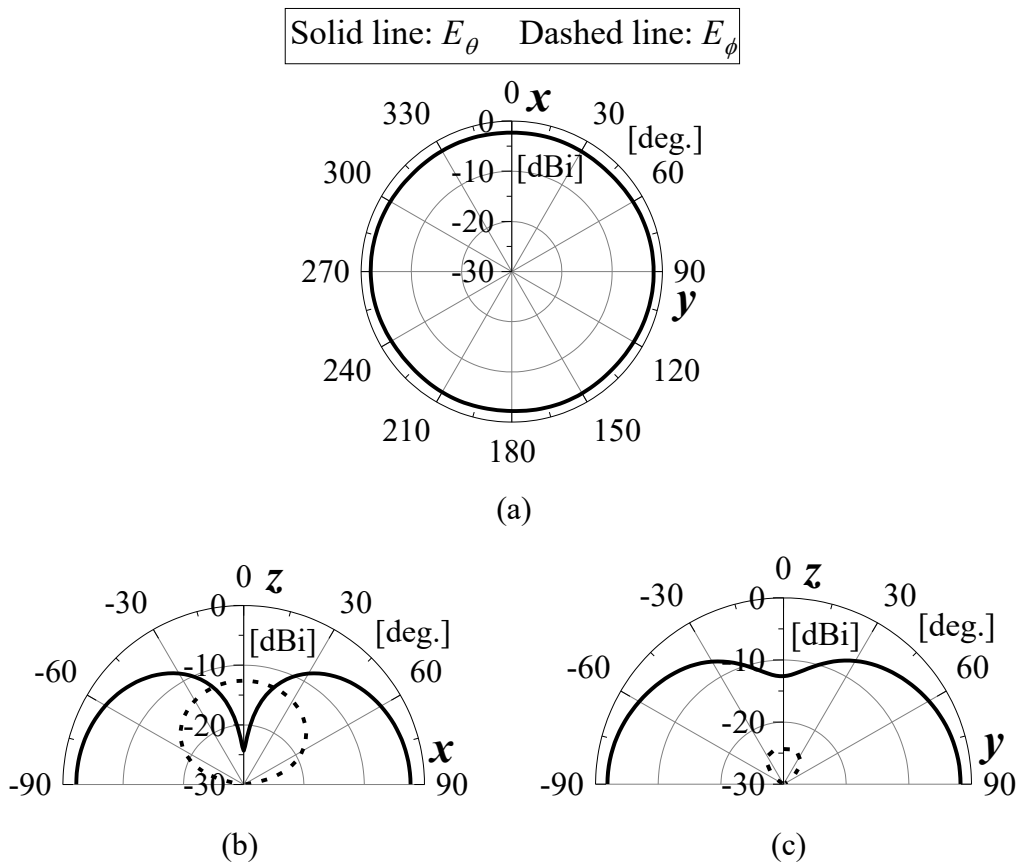


図 4.3 励振素子の放射パターン ($l = 10 \text{ mm}$, $f = 2.52 \text{ GHz}$)
 (a) xy 面, (b) zx 面, (c) yz 面

図 4.4 に $l=5\text{ mm}$, 10 mm , 15 mm としたときの無限地板上における放射効率と総効率を示す. 図 4.4 が示すように, l によらず 2.5 GHz の近傍で概ね $50\ \Omega$ と整合されていることがわかる. また, 放射効率は素子サイズに依存し, 2.4 GHz 帯における放射抵抗は $l=5\text{ mm}$ のとき約 $2.5\ \Omega$, $l=10\text{ mm}$ のとき約 $10\ \Omega$, $l=15\text{ mm}$ のとき約 $28\ \Omega$ と求まる. ここで図 4.2 の解析モデルにおいて, 装荷したキャパシタ内での損失は考慮していないため, 不整合損以外の損失は銅損のみである. 3 章と同様にこの励振素子を筐体の頂点に配置することで, 筐体を効率的に励振できると考えられる. 本章では, この励振素子を用いた有限な大きさの筐体の励振による放射効率への影響について検討する.

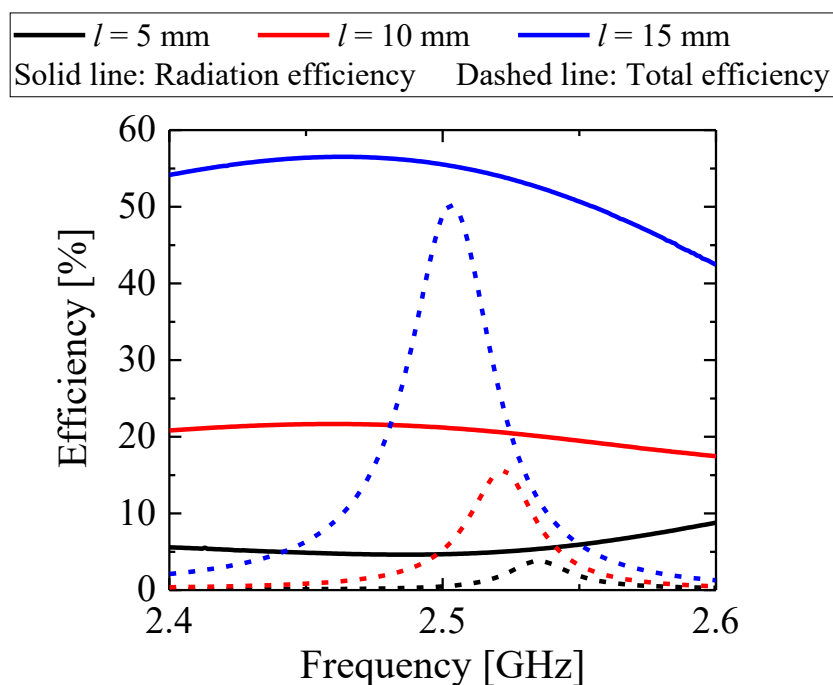


図 4.4 素子長 l に対する励振素子の放射効率

図 4.5 に解析モデルを示す. 4.2.1 節で検討した励振素子を筐体の頂点に配置する. 図 4.5 において, 励振素子の素子長は $l = 10 \text{ mm}$ とした. 頂点を原点として各軸方向の寸法 L_x , L_y , L_z を変化させたときの放射効率について検討する.

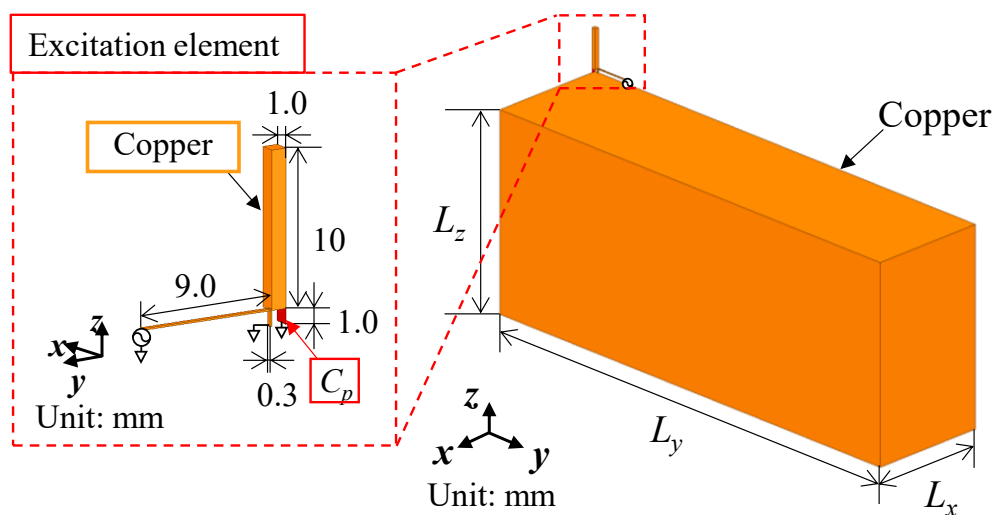


図 4.5 解析モデル

4.2.2 平板における放射効率と放射

図 4.5 において L_y および L_z を変化させ、筐体を平板としたときの放射効率について検討する．解析周波数は 2.46 GHz とし、 $L_x = 2 \text{ mm}$ とした．図 4.6 に $L_y = 0.1\lambda \sim 2.0\lambda$ 、 $L_z = 0.1\lambda \sim 2.0\lambda$ と変化させたときの放射効率を示す．平板筐体においては、 L_y または L_z が約半波長以下のとき、もう一方の長さ依存した共振が発生し効率に大きく影響を与えていると考えられる．一方、図 4.6 中、青枠で示すような L_y と L_z が 1 波長以上となるような領域では効率は約 50% に収束していき、 L_y と L_z に対する効率の変動が低下することがわかる．これは、線状に近い領域では長さ依存の共振が発生していたが、平板状の領域では図 4.1 で示すような漏れ波アンテナのような動作に変化し、大きさによらず一定の放射抵抗としてふるまっていると考えられる．

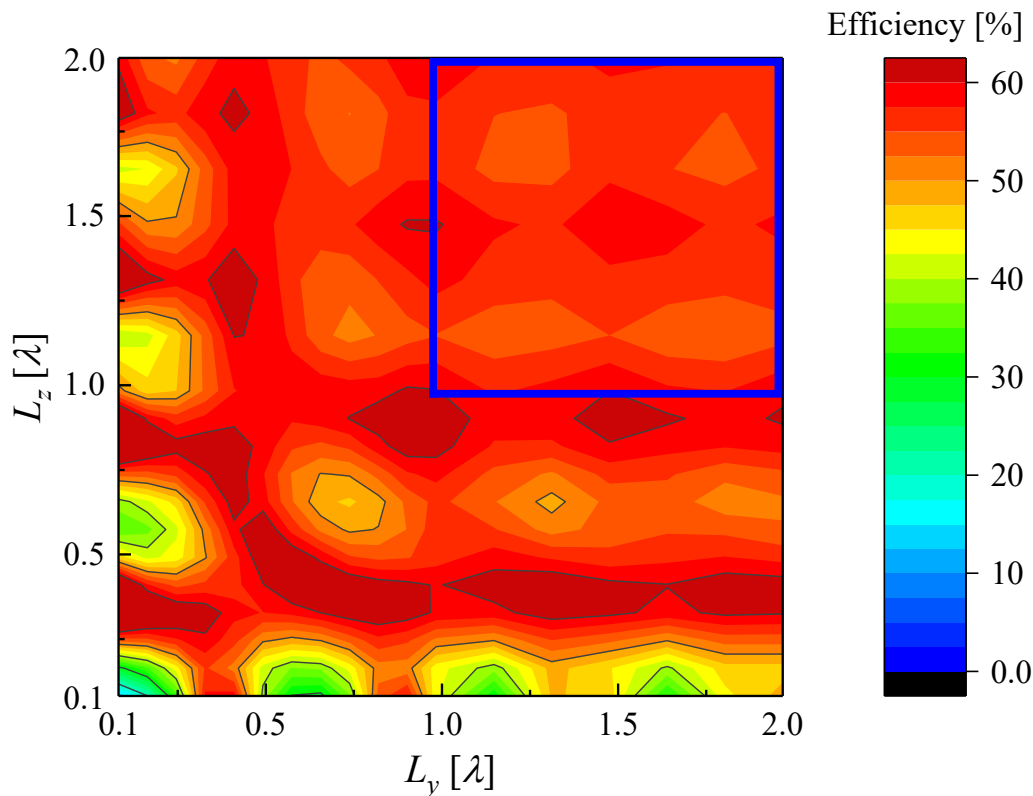


図 4.6 平板筐体の筐体長に対する放射効率

4.2.3 直方筐体における放射効率と放射

図 4.5 において各軸方向寸法 L_x , L_y , L_z を変化させたときの放射効率への影響を検討する．解析周波数は 2.46 GHz とした．図 4.7～図 4.10 に筐体長 L_x , L_y , L_z に対する放射効率の解析結果を示す．図 4.7～図 4.10 より厚みが増していくと平板筐体と同様に放射効率が約 50 % に収束していくことがわかる．また，平板筐体と同様に，各辺が約 1 波長以上の領域において，図 4.7～図 4.10 中青枠で示すように放射効率の変動が 10 % 以下となっていることがわかる．よって平板筐体と同様に波長に対して十分に大きい筐体は，図 4.1 で示すような漏れ波アンテナのように動作し，大きさによらず一定の放射抵抗としてふるまっていると考えられる．

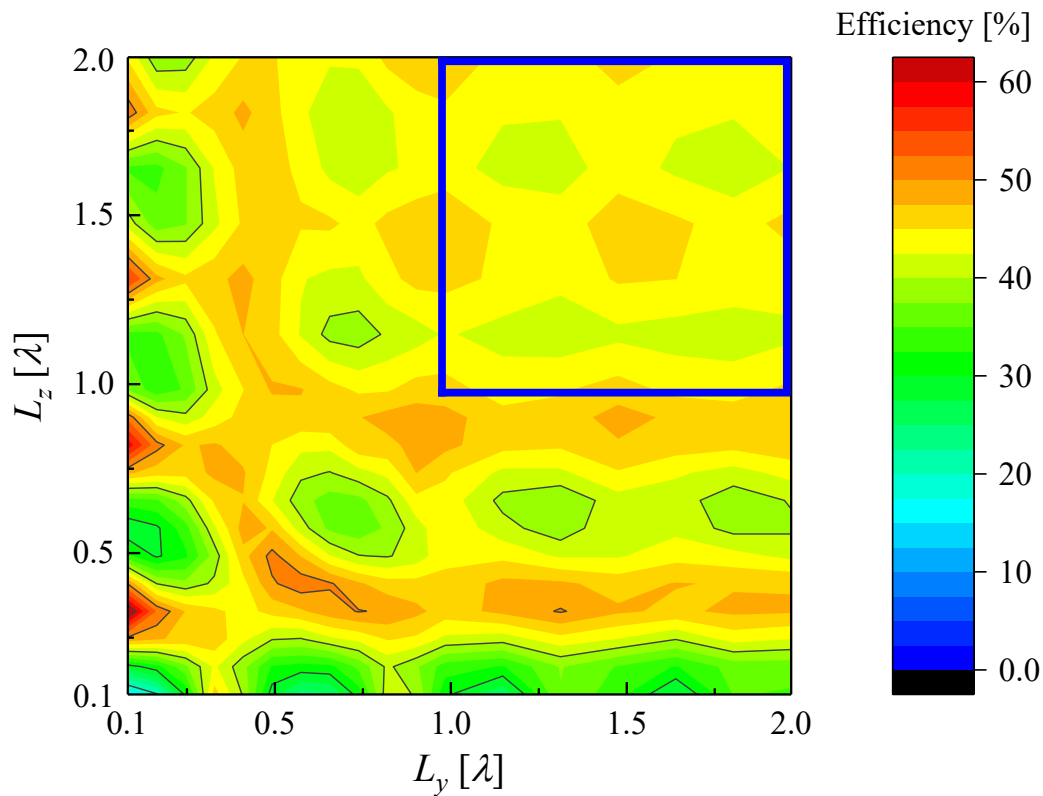


図 4.7 直方筐体の筐体長に対する放射効率 ($L_x = 10$ mm)

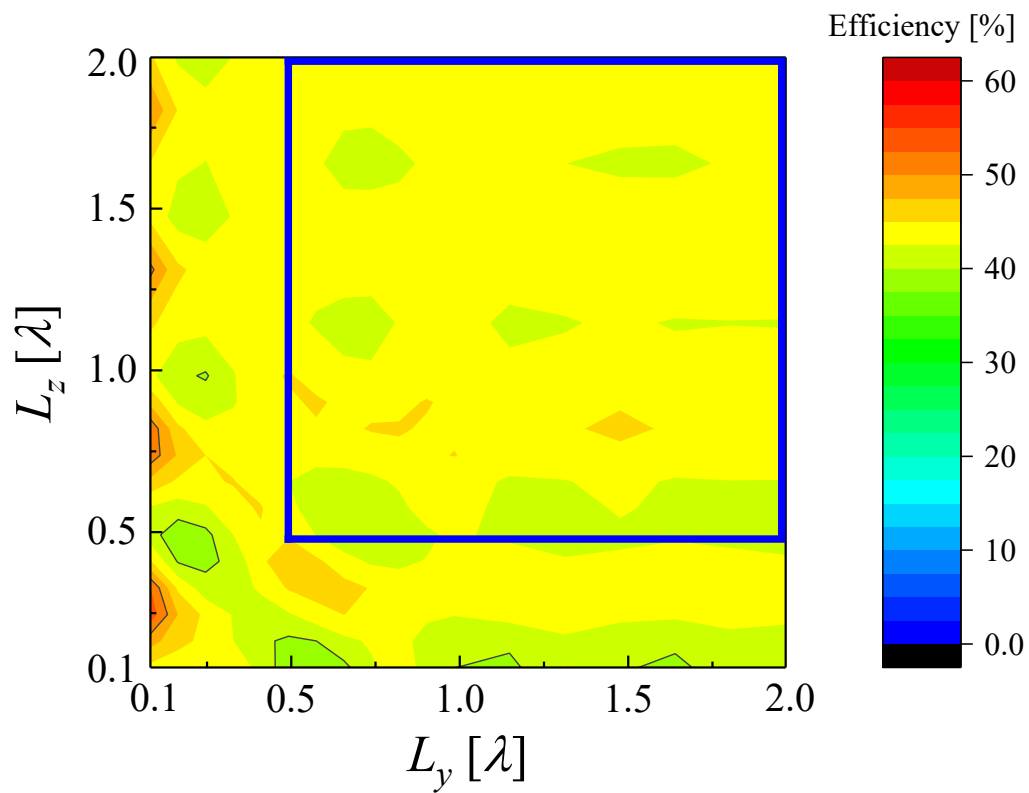


図 4.8 直方筐体の筐体長に対する放射効率 ($L_x = 30$ mm)

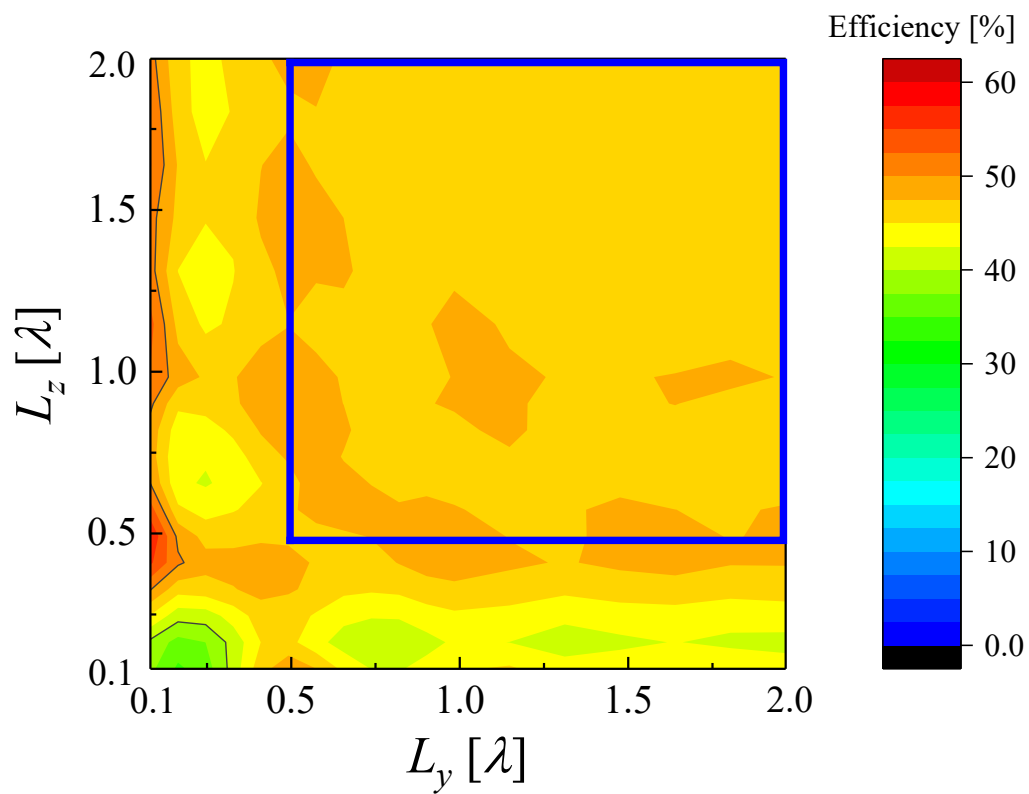


図 4.9 直方筐体の筐体長に対する放射効率 ($L_x = 60$ mm)

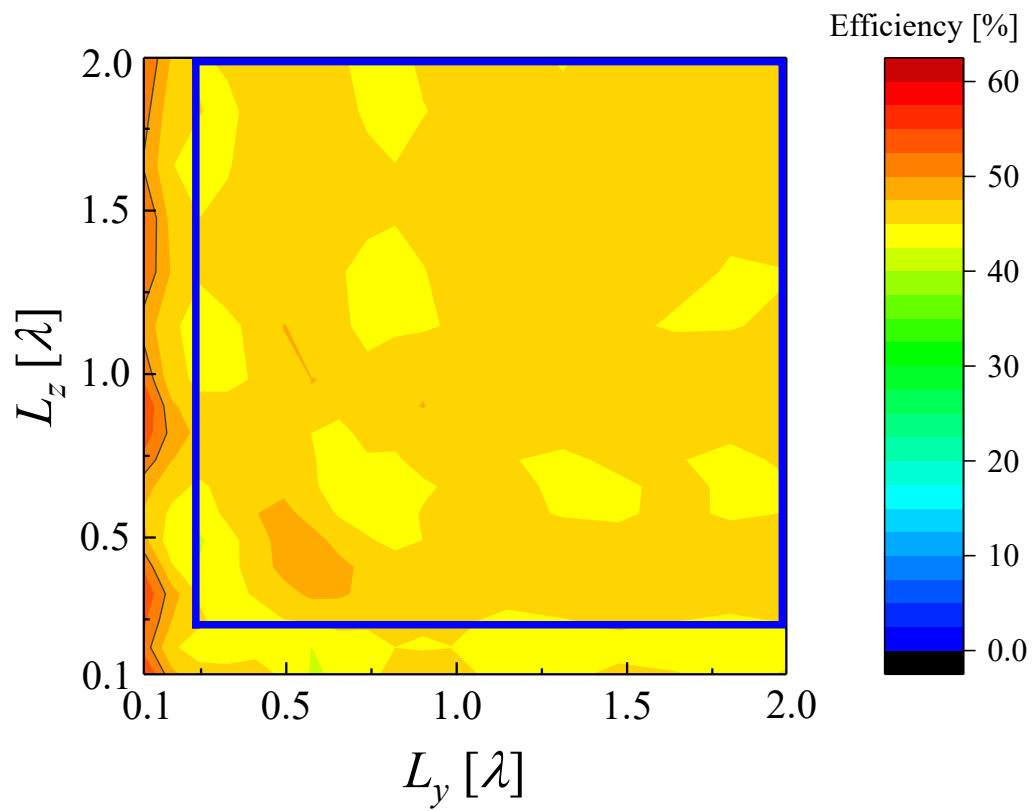


図 4.10 直方筐体の筐体長に対する放射効率 ($L_x = 100$ mm)

4.2.4 測定結果

図 4.12 および図 4.14 に測定したアンテナの解析モデルと試作アンテナを示す。4.3 pF のキャパシタとして、村田製作所の積層セラミックコンデンサ GJM1555C1H4R3CB01D を使用した[71]。容量誤差が ± 0.25 pF あるため、各素子での実測された動作周波数と解析結果の放射パターンを比較した。図 4.11 に反射特性を示す。平板筐体では約 2.34 GHz で動作し、直方筐体では約 2.2 GHz で動作した。

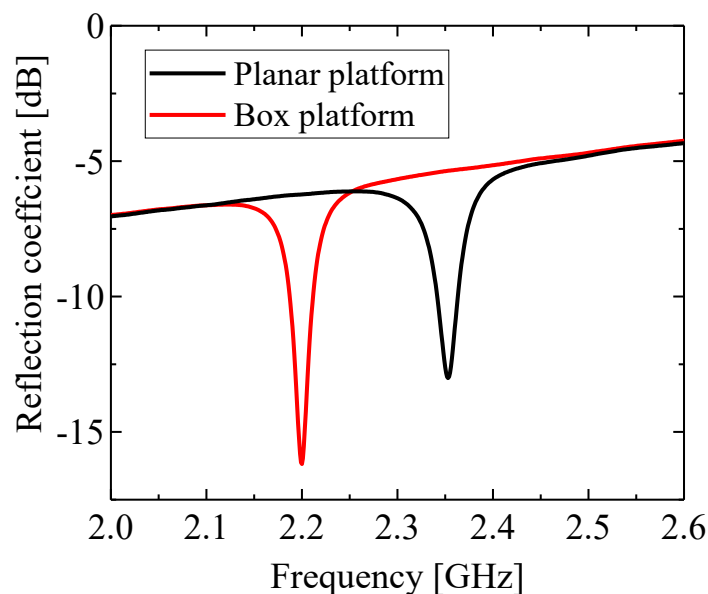
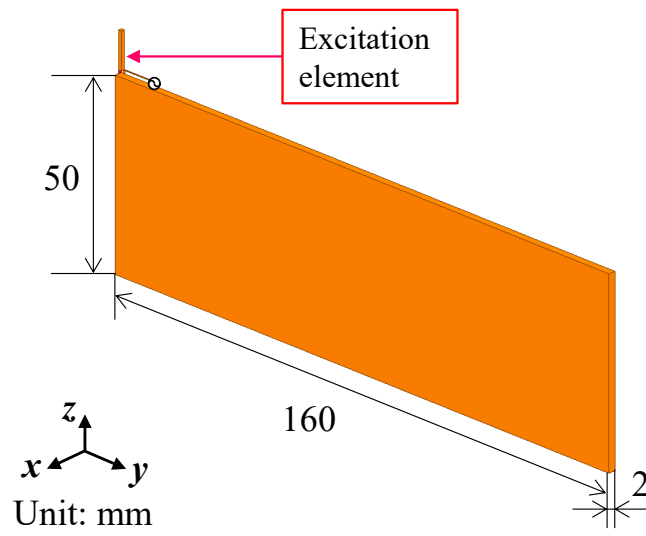
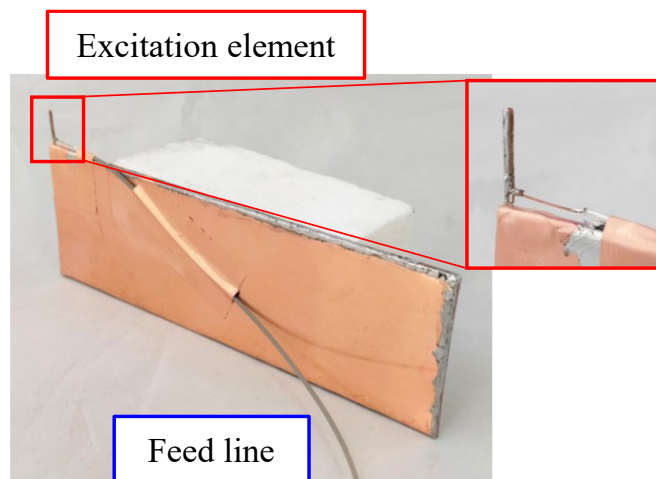


図 4.11 各試作アンテナの反射特性

図 4.13 および 図 4.15 に実測した動作周波数における各筐体の動作利得の放射パターンと解析された利得の放射パターンを示す。図 4.13 および 図 4.15 より、測定したアンテナの放射パターンの傾向は解析結果とよく一致していることがわかる。これより、筐体上には解析結果と同様の電流分布が形成されていると考えられる。一方で、いずれの筐体においても測定された動作利得が全方向で約 5 dB 程度低下していることがわかる。利得の低下が方向に依存しないことから、給電線などの測定系の影響ではなく、アンテナ内部での損失であると考えられる。

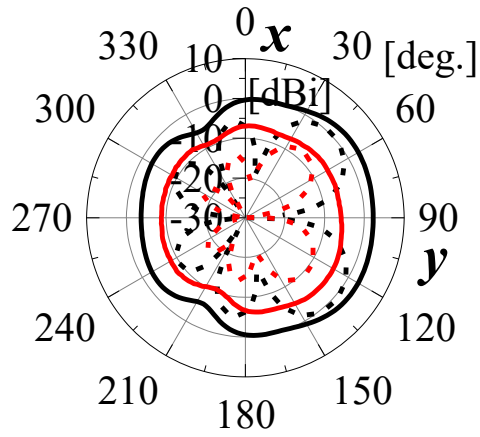


(a)

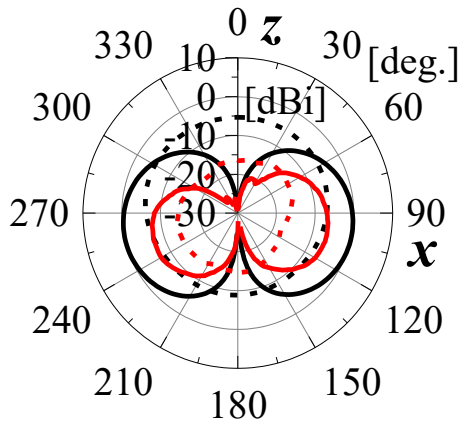


(b)

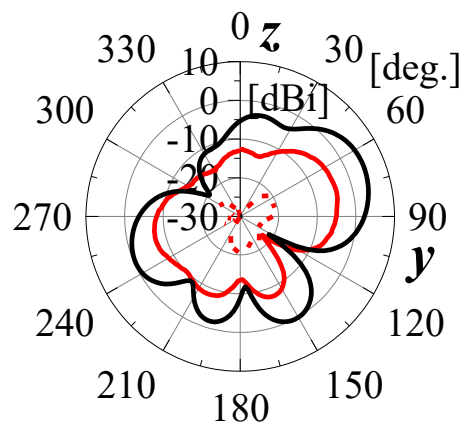
図 4.12 平板筐体による筐体励振アンテナ (a) 解析モデル (b) 試作アンテナ



(a)



(b)



(c)

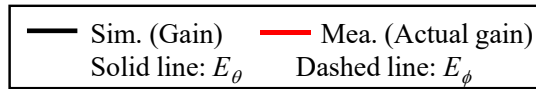
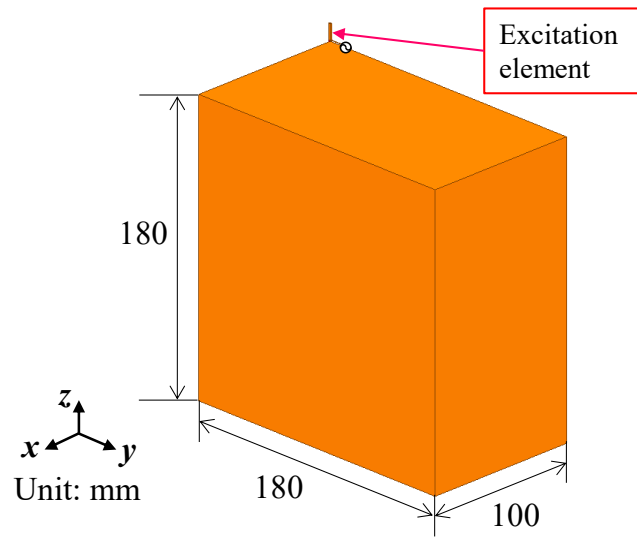
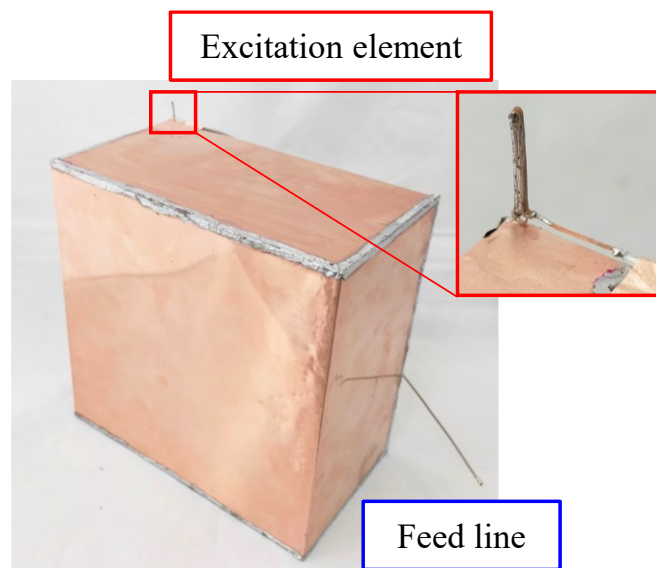


図 4.13 平板筐体の放射パターン (a) xy 面 (b) zx 面 (c) yz 面



(a)



(b)

図 4.14 直方筐体による筐体励振アンテナ (a) 解析モデル (b) 試作アンテナ

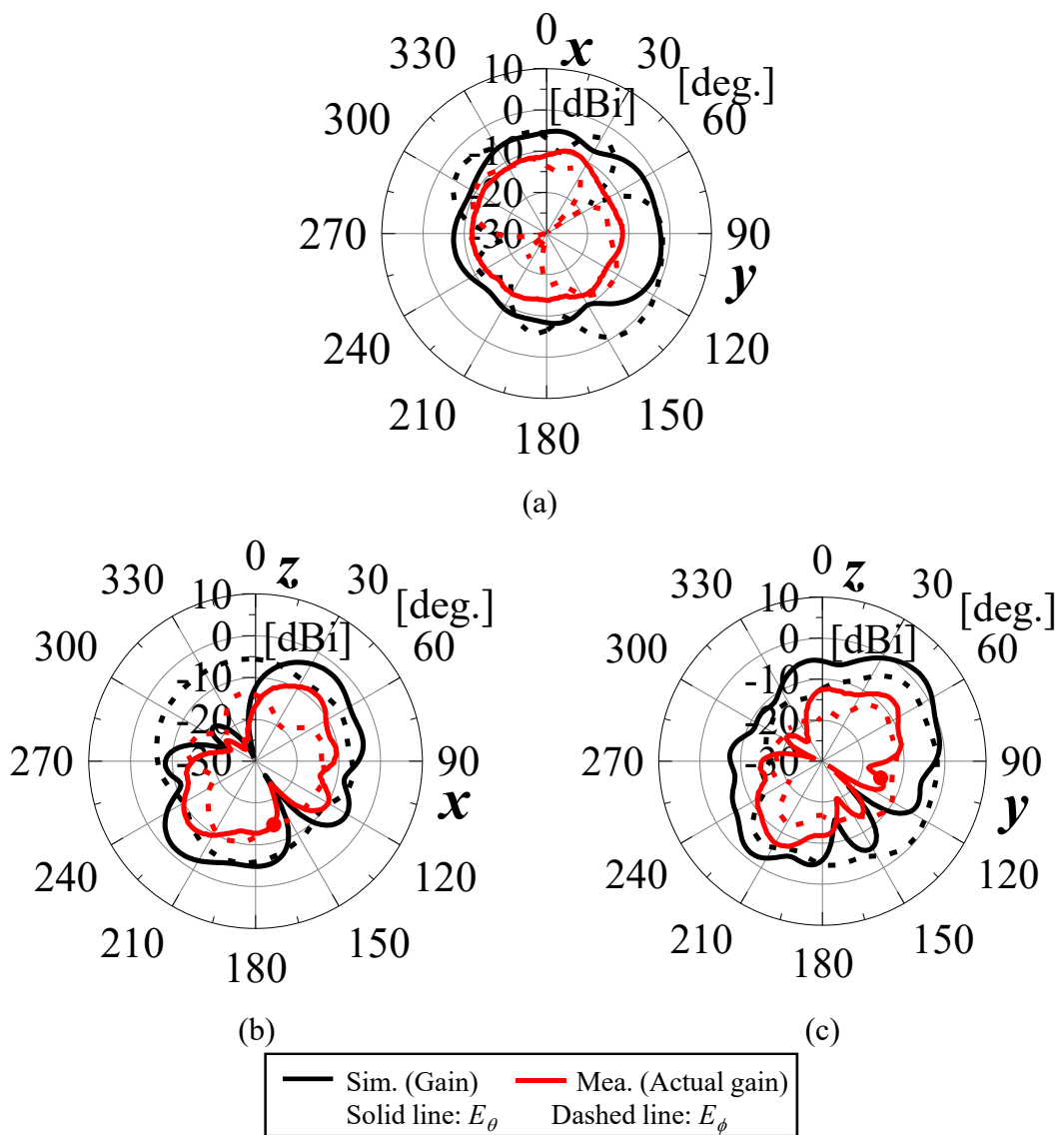


図 4.15 直方筐体の放射パターン (a) xy 面 (b) zx 面 (c) yz 面

図 4.11 の反射特性より、2.0 GHz でいずれも約-7 dB、2.6 GHz においては約-4 dB と、筐体励振アンテナの動作周波数 2.46 GHz 以外でも反射が低下していることがわかる。これより解析で考慮していない損失が励振素子で発生したと考えられる。解析モデルでは理想的なキャパシタを装荷しているため、キャパシタ内部でこの損失が発生したと考えられる。データシートより、使用した 4.3 pF のキャパシタ GJM1555C1H4R3CB01D の抵抗値は 2.46 GHz において 0.17 Ω とし [71], この抵抗値を図 4.12(a) および図 4.14(a) の解析モデルのキャパシタ 4.3 pF に直列に装荷して解析した結果を図 4.16 に示す。図 4.16 より、各筐体の動作周波数 2.46 GHz における総効率、理想的なキャパシタによる解析結果から、平板筐体において 58.6 % から 21.0 % と 37.6 % (4.5 dB) 低下し、直方筐体で 43.0 % から 13.6 % と 29.4 % (5 dB) 低下していることがわかる。総効率は動作利得を積分して求まることから [70], 総効率における 5 dB の低下はそのまま動作利得において 5 dB の低下として表れる。したがって測定における約 5 dB の低下は、キャパシタに含まれる抵抗成分による損失が原因であると考えられる。

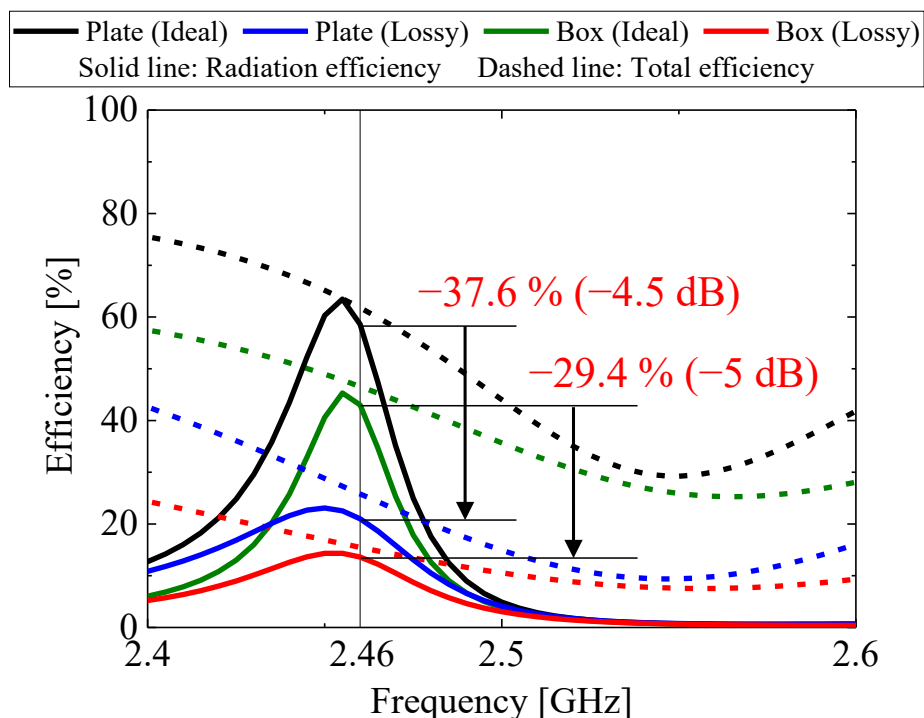


図 4.16 キャパシタでの損失を考慮したときの各筐体における放射効率および総効率

4.3 筐体励振アンテナの理論モデル

4.3.1 等価回路モデル

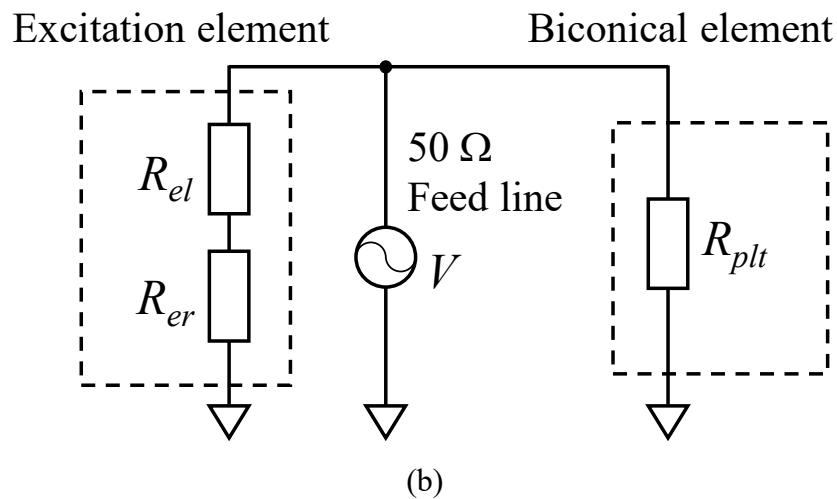
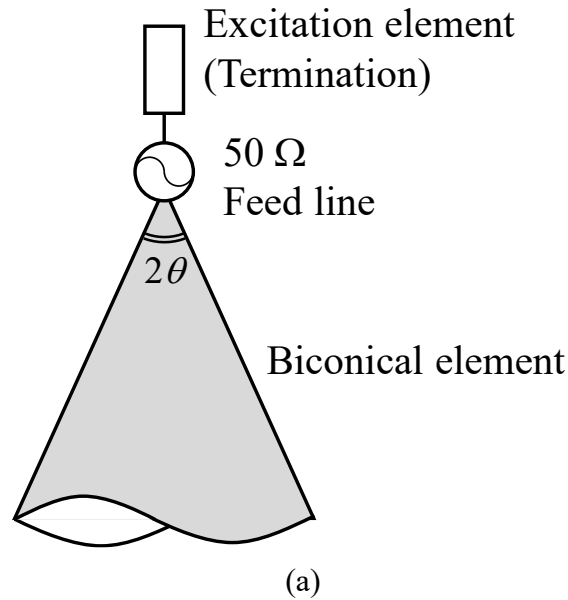


図 4.17 理論モデル(a) モデル図 (b) 等価回路

本章では波長に対して十分大きな筐体における放射効率の収束について考察する。ここで不整合損は 0 とし、放射抵抗と銅損の損失抵抗のみを考える。図 4.6～図 4.10 より、平板や直方体の筐体においては、各辺が約 1 波長以上の大きさのとき、大きさによらず放射効率が約 50% に収束する傾向が得られた。また、筐体を励振したときの系の放射効率は、励振素子の放射効率に依存していると

考えられる(付録 B). したがって, 図 4.6~図 4.10 において放射効率が収束した領域では, 筐体の放射抵抗と励振素子の放射抵抗と損失抵抗によって, 筐体励振アンテナの放射効率が決定されていると考えられる. このとき筐体の放射抵抗は, バイコニカルアンテナと同様に筐体の頂点の形状などで決定される定インピーダンス性を有すると仮定する. これより 図 4.17 に筐体励振アンテナの動作原理を検討する等価回路モデルを示す. 図 4.17 中, アンテナの放射抵抗には励振素子中の R_{er} と筐体の R_{plt} が対応し, 損失抵抗には励振素子中の R_{el} が対応する. ここで筐体の損失抵抗は, 筐体が波長に対して十分大きいことから 0 としている. ここで, ダイポールアンテナに対する無限地板上のモノポールアンテナやモノコーンアンテナと異なり, 図 4.17(a)のモデルでは励振素子がもう一端となっているため鏡像ではないと考えられる. したがって筐体側は進行波ダイポールアンテナ[68]と同様にバイコニカルアンテナのインピーダンス特性を適用する. 円錐の開き角が 2θ であるようなバイコニカルアンテナの入力インピーダンスは次式で示される[67].

$$R_{Biconical} = 120 \ln \cot\left(\frac{\theta}{2}\right) \Omega \quad (4.1)$$

図 4.17(b)に示すように, 筐体の放射抵抗は信号源に対して励振素子の等価回路と並列に接続する形で挿入されているとする. このとき, 特性インピーダンス Z_0 の給電線に対する, 励振素子と筐体の放射抵抗 R_{plt} による負荷 Z_L の反射係数 Γ は次式で表される.

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \\ &= \frac{\frac{(R_{er} + R_{el})R_{plt}}{(R_{er} + R_{el}) + R_{plt}} - Z_0}{\frac{(R_{er} + R_{el})R_{plt}}{(R_{er} + R_{el}) + R_{plt}} + Z_0} \end{aligned} \quad (4.2)$$

本研究では $Z_0 = 50 \Omega$ であるから, 励振素子について $R_{er} + R_{el} = 50 \Omega$ とし,

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{\frac{50R_{plt}}{50 + R_{plt}} - 50}{\frac{50R_{plt}}{50 + R_{plt}} + 50} \\ &= -\frac{25}{R_{plt} + 25} \end{aligned} \quad (4.3)$$

を得る.

また、アンテナへの入力電力 P_{in} と放射電力 P_{rad} は次式で表される。

$$P_{in} = \left(\frac{V}{R_{er} + R_{el}} \right)^2 (R_{er} + R_{el}) + \left(\frac{V}{R_{plt}} \right)^2 R_{plt} \quad (4.4)$$

$$P_{rad} = \left(\frac{V}{R_{er} + R_{el}} \right)^2 R_{er} + \left(\frac{V}{R_{plt}} \right)^2 R_{plt} \quad (4.5)$$

これより、放射抵抗による総効率 η_{total} は次式で表される。

$$\begin{aligned} \eta_{total} &= (1 - |\Gamma|^2) \frac{P_{rad}}{P_{in}} \\ &= (1 - |\Gamma|^2) \frac{\left(\frac{V}{R_{er} + R_{el}} \right)^2 R_{er} + \left(\frac{V}{R_{plt}} \right)^2 R_{plt}}{\left(\frac{V}{R_{er} + R_{el}} \right)^2 (R_{er} + R_{el}) + \left(\frac{V}{R_{plt}} \right)^2 R_{plt}} \\ &= (1 - |\Gamma|^2) \frac{R_{er}R_{plt} + (R_{er} + R_{el})^2}{(R_{er} + R_{el})R_{plt} + (R_{er} + R_{el})^2} \end{aligned} \quad (4.6)$$

本研究では $Z_0 = 50 \Omega$ であるから、励振素子について $R_{er} + R_{el} = 50 \Omega$ とし、

$$\begin{aligned} \eta_{total} &= \left(1 - \left(-\frac{25}{R_{plt} + 25} \right)^2 \right) \frac{R_{er}R_{plt} + 50^2}{50R_{plt} + 50^2} \\ &= \left(1 - \left(\frac{25}{R_{plt} + 25} \right)^2 \right) \frac{2500 + R_{er}R_{plt}}{2500 + 50R_{plt}} \end{aligned} \quad (4.7)$$

を得る。

4.3.2 等価回路による総効率

(4.1)式より，直方体を近似して開き角を $2\theta = 90^\circ$ の円錐としたときの入力インピーダンスは $R_{biconical} = 106 \Omega$ と求まる．これより，無限地板上における励振素子単体の放射効率から求まる放射抵抗と(4.1)式で算出された筐体の放射抵抗から，(4.2)式～(4.7)式によって励振素子と筐体に対する反射係数と放射効率が求まる．図 4.18 に，(4.7)式より $R_{er} = 1 \Omega \sim 50 \Omega$ ， $R_{plt} = 1 \Omega \sim 1000 \Omega$ に対する総効率を示す．図 4.4 から 2.4 GHz 帯における放射抵抗は $l = 10 \text{ mm}$ のとき約 10Ω と求まり，これより(4.1)式から導出された筐体の放射抵抗とあわせて(4.7)式から算出される総効率は約 44% と求まる．これは図 4.7～図 4.10 で示された $l = 10 \text{ mm}$ に対する放射効率の収束値約 50% とよく一致することがわかる．よって波長に対して十分大きい直方体筐体では，提案した励振アンテナモデルが妥当であると考えられる．また，(4.7)式および図 4.18 より，必要な放射効率および総効率から必要な励振素子の放射効率が求まると考えられる．

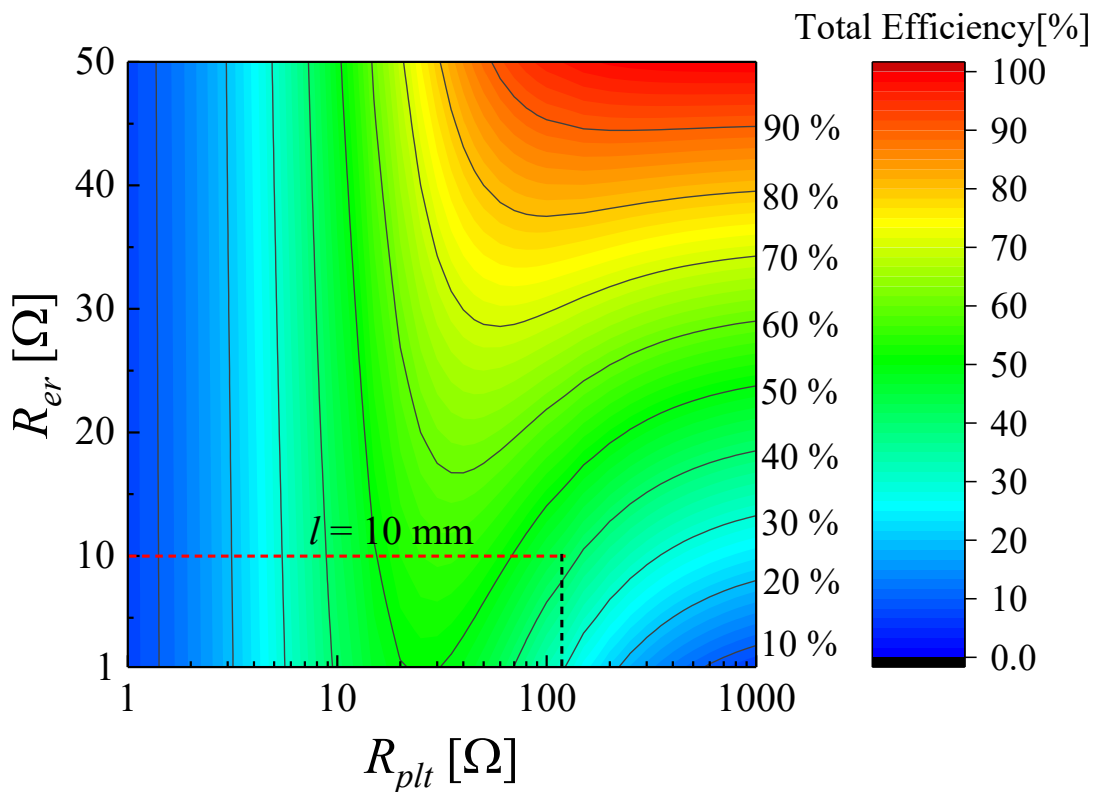


図 4.18 筐体および励振素子の放射抵抗に対する総効率

4.4 まとめ

本章では、微小な波源にて筐体を励振したときの放射特性および筐体の動作原理について検討した。特に筐体が波長に比べて十分に大きい場合において、励振素子と筐体の放射抵抗による理論モデルを提案した。J型アンテナに基づき、励振素子の素子長 $l = 10 \text{ mm}$ のとき無限地板上において放射効率が 20% と低効率な小型励振素子を設計した。また、励振素子の素子長に対応して励振素子の放射効率が変化することを示した。設計した励振素子を平板および直方体の筐体の端部に配置したときの筐体サイズに対する系の放射効率の変化について解析した。波長に比べて十分に大きな筐体においては、励振素子の素子長 $l = 10 \text{ mm}$ のときは放射効率が約 50% に向上し無限地板上から 30% 向上することが得られた。測定から放射パターンの傾向がよく一致し、筐体上に所望の電流分布が励振されていることを確認した。測定結果においては利得が約 5 dB 低下しており、これは解析で考慮していないキャパシタでの損失が原因であると考えられる。解析結果に基づき、筐体励振アンテナの理論モデルを提案した。筐体をバイコンカルアンテナの素子とみなすことで一定の放射抵抗に置き換え、励振素子の放射抵抗と合わせた筐体励振アンテナの等価回路を提案した。本論文で検討した単純な直方体の筐体では、開き角 90° のバイコンカルアンテナとして 106Ω の放射抵抗を与えることで、解析結果とよく一致し、提案モデルの妥当性を示した。提案モデルから励振素子の放射効率と筐体励振アンテナの放射効率の関係が明らかとなり、所望の放射効率に対して必要な励振素子の放射効率が求まると考えられる。

第5章 結 論

様々な機器や端末がインターネットを通じて相互に情報をやり取りする「モノのインターネット(Internet of Things, IoT)」は時代とともに発展を続けている。その中で、無線通信技術はIoTを実現する基盤であり、アンテナは通信を行うための重要なコンポーネントのひとつである。アンテナは広帯域化、小型化、高利得化などについて長く課題になっており、機器や端末を小型にするうえで、アンテナの小型化は重要な課題の一つである。小形アンテナでは、アンテナの体積、比帯域幅と放射効率の間にトレードオフの関係があるため、小型化を追求すると狭帯域で低効率なアンテナとなるという課題がある。本論文では、課題を解決するため、小形アンテナがおかれた筐体を励振する筐体励振アンテナを提案した。

第2章「筐体励振アンテナの基礎検討」では、低効率な励振素子を設計し、筐体の励振による放射効率への影響について検討を行った。はじめに折返しダイポールアンテナに基づく、低効率な励振素子を設計した。設計した励振素子は、放射に寄与しない低姿勢な水平素子と放射に寄与する微小な垂直素子からなる。筐体として直方体を与え、設計した励振素子を用いて励振したときの放射特性について検討した。特性モード解析の解析結果から、各筐体の上部から励振したとき、筐体の複数のモードおよび励振素子のモードが励振されることが確認できた。測定結果より、解析結果の妥当性を示し、低効率な励振素子によって筐体上に電流分布が励振されることが確認できた。また、筐体の解析においては、無限地板上では励振素子単体では60%であった放射効率が、筐体の励振によって90%まで向上すること得られ、低効率な励振素子で筐体を励振したとき、先行研究の報告に比して大幅に効率が向上することが分かった。

第3章「筐体励振アンテナの励振設計」では、微小な波源によって筐体を最も励振するための励振位置の探索手法について検討した。はじめに、筐体の励振量を評価するためには、2章で表れた励振素子による低効率な特性モードを除外する必要があることを述べた。よって小形アンテナに対応する大きさをもたない理想波源として、電気ダイポールを用いて特性モード解析を行うことを検討した。小形アンテナに対応する理想波源として筐体表面に垂直に配置した電気ダイポールを用い、特性モード解析によって、筐体の特性モードの励振量について評価を行った。解析結果から、直方体のような形状においてはその頂点が筐体の励振に最も適した位置であることが示された。次に、評価した筐体上の各位置から小型低姿勢な逆F型の励振素子を用いて励振したときの放射効率について解析と測定を行い、提案手法の妥当性について検討した。測定結果から特性モード

解析に基づく筐体表面上の各位置の励振量の評価と、各位置で励振したときの放射効率が概ね一致し、提案手法の妥当性が実証された。また、広帯域かつ低効率な励振素子を設計し、同様の位置で励振したとき、 50Ω 給電に対して、 2.4 GHz 帯で 30% 以上の総効率が得られた。最後に、人体の影響について述べた。

第4章「筐体励振アンテナの動作原理」では、筐体の頂点から励振したときの筐体長に対する放射効率と電流分布から、動作原理について検討した。線状の筐体では、筐体長に応じてダイポールアンテナと同様の共振と放射に寄与しない動作があることが分かった。また直方体のような筐体では、筐体表面には進行波が分布して放射することが確認でき、このとき筐体長によらず一定の放射抵抗とみなせることが分かった。このうち漏れ波アンテナとしての動作について、励振素子の放射抵抗と損失抵抗および筐体の放射抵抗による等価回路モデルを検討した。筐体励振アンテナの放射効率は励振素子の放射抵抗、損失抵抗および筐体の放射抵抗によって決まることを示し、測定によって妥当性を示した。この中で、直方体のような筐体においては励振素子の総効率が 10% のとき、筐体の励振による全体の総効率として 40% 程度が得られることが示され、この結果は第3章で設計した広帯域励振素子などで得られた総効率ともよく一致した。

以上、本研究では小型化による小形アンテナの低効率化および狭帯域化を改善するために、小形アンテナが実装される筐体に着目し、特性モード解析を用い、設計手法と小型低姿勢な励振素子による筐体励振アンテナについて検討した。提案したアンテナおよび設計手法は任意の形状の筐体に対して適用できるため、様々な分野および端末上にて利用が期待できる。

現在、通信の高度化やメディアの大容量化に伴い、携帯端末ではより多くの周波数帯が利用されている。したがって筐体励振アンテナにおいても、励振素子を広帯域化してより多くの周波数帯が利用でき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、励振素子で使用できる周波数帯が無線LANにおける 2.4 GHz 帯の1バンドのみであり、 5 GHz 帯などの他の周波数帯の励振に対応していないことが挙げられる。この課題については更なる検討が必要である。

付録 A 平板の励振

2章では直方体に対して低姿勢な励振素子を適用し、筐体が励振されることを示した。平板に対しても同様の励振素子を適用したときの放射特性について検討する。図 A.1 に励振素子を示す。2.4 節と同様に、設計が容易な折り返しダイポールアンテナを基に設計した[48-50]。地板に対して垂直(z 軸方向)な微小波源を構成するために、両端を折り返し、地板に対して垂直に電流が流れる経路を形成している。また、水平素子を地板に対して 1.0 mm の高さに配置して給電する。

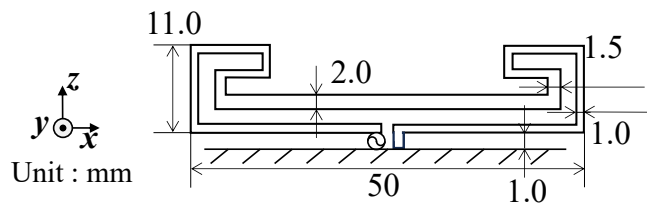


図 A.1 励振素子モデル

図 A.2(a)に示すように、無限地板上における励振素子の放射パターンは、水平素子からの放射に加えて、水平素子と平行な方向へ放射していることがわかる。図 A.2(b)より、励振素子上では励振素子両端の垂直部分の電流が逆相となっている。垂直部分の間隔は約半波長であるから、この地板に垂直方向の電流成分がエンドファイアアレーを構成したことで、 x 軸方向へ放射されていると考えられる。上部の水平素子と地板の間隔が 4 mm あり、と 2.4 節の励振素子に比して大きい。素子の近接によって打ち消されず、一部が z 軸方向に放射されていると考えられる。

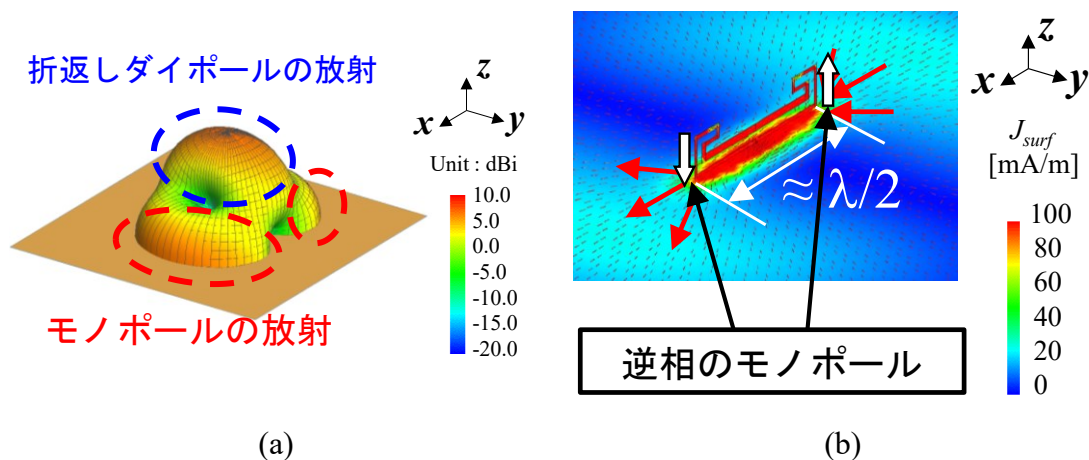


図 A.2 励振素子の放射特性 (a) 放射パターン (b) 無限地板上の電流分布

図 A.2 の励振素子を用いて筐体を励振したときの放射特性について検討する。図 A.3 に解析モデルを示す。平板として $100\text{ mm} \times 50\text{ mm}$ (約 1 波長 \times 約 0.5 波長) を与え、励振素子を短辺側の端部に配置している。

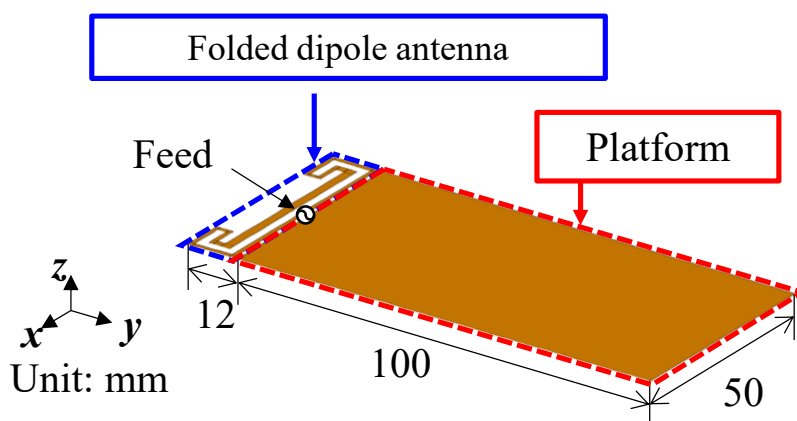


図 A.3 解析モデル

図 A.4 に、図 A.3 の解析モデルを特性モード解析したときの、mode 10 までの MWC を示す。解析周波数は 2.45 GHz とした。図 A.4 より、mode 4 と mode 5 が強く励振されていることがわかる。

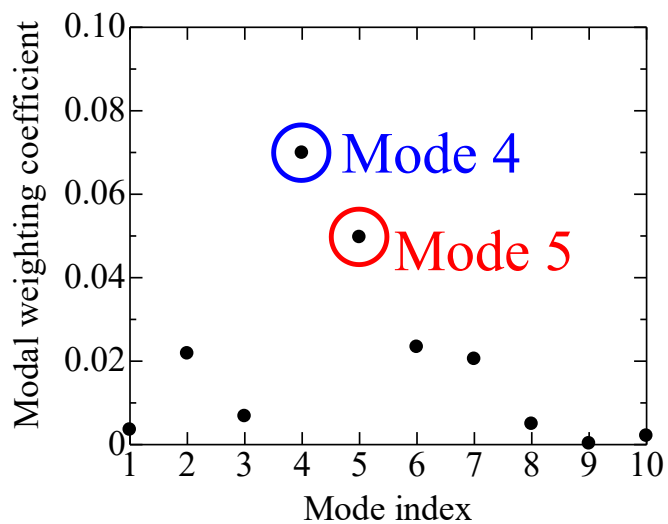


図 A.4 MWC 特性

表 A.1 に、mode 4 および mode 5 の筐体上の電流分布と放射パターンを示す。Mode 4 は励振素子に電流が集中しており、放射パターンも yz 面内で無指向性に近いことから、mode 4 は励振素子の共振による放射であると考えられる。一方、mode 5 は平板の各辺上にも電流が強く分布していることから、平板の特性モードであると考えられる。

表 A.1 平板に励振された特性モードの電流分布および放射パターン

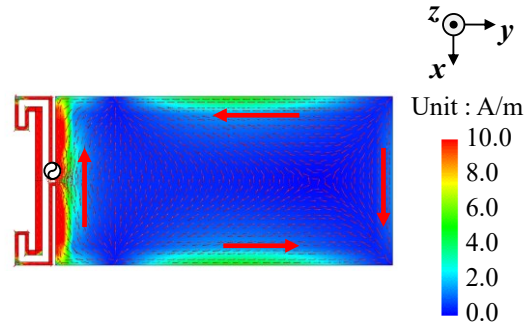
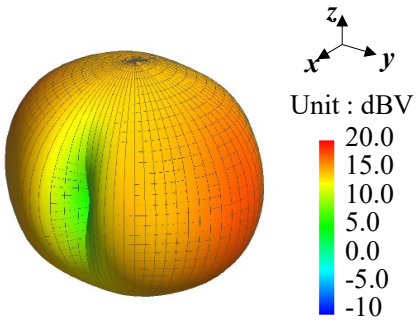
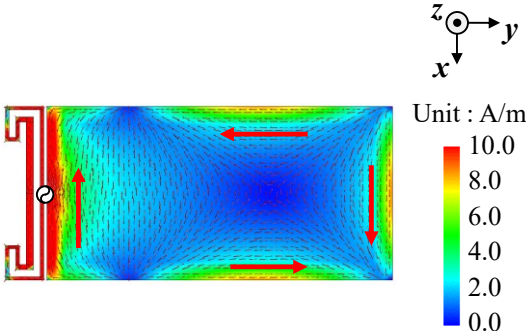
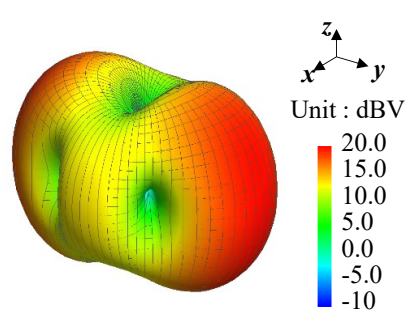
Mode	電流分布	放射パターン
4	 <p>Unit : A/m</p> <p>10.0 8.0 6.0 4.0 2.0 0.0</p>	 <p>Unit : dBV</p> <p>20.0 15.0 10.0 5.0 0.0 -5.0 -10</p>
5	 <p>Unit : A/m</p> <p>10.0 8.0 6.0 4.0 2.0 0.0</p>	 <p>Unit : dBV</p> <p>20.0 15.0 10.0 5.0 0.0 -5.0 -10</p>

図 A.5 に、Fullwave 解析による全電流と放射パターンを示す。電流部分布から、平板上には表 A.1 の mode 4 および mode 5 と同様の電流分布が励振されていることがわかる。放射パターンから、mode 4 の励振素子の放射は平板間で打ち消されており、mode 5 の放射のみが y 軸方向に表れていると考えられる。また平板上において、励振素子は折り返した箇所が管体の特性モードを励振する波源として動作し、元々ダイポールアンテナに対応する水平素子は放射に寄与していないことから、2.4 節で示した動作をしていると考えられる。

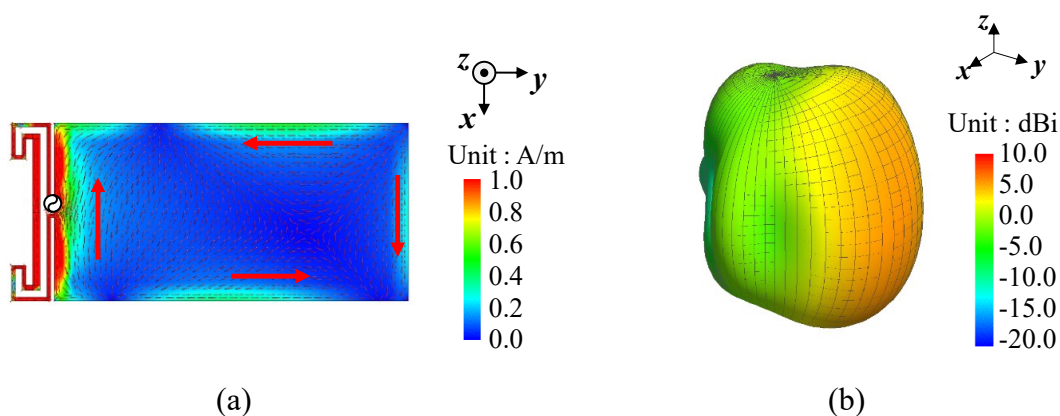


図 A.5 平板の励振 (a) 電流分布 (b) 放射パターン

図 A.6 に試作したアンテナを示す。平板および励振素子は銅板で作製し、U.FL ケーブルによって $50\ \Omega$ で給電している。励振素子は折返しダイポールアンテナと同様に自己平衡作用を有するため、バランなどは必要としない。

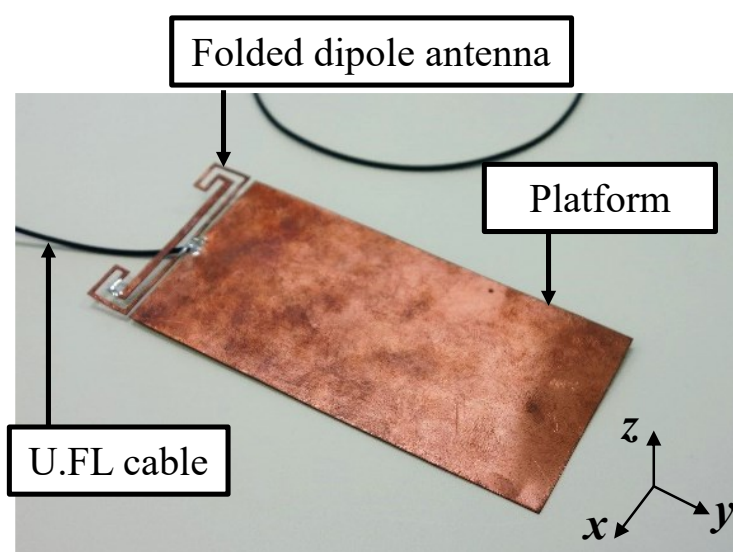


図 A.6 試作アンテナ

図 A.7 に 2.45 GHz における放射パターンの解析結果および測定結果を示す。測定結果は解析結果とよく一致しており，解析結果の妥当性が得られた。よって，直方体

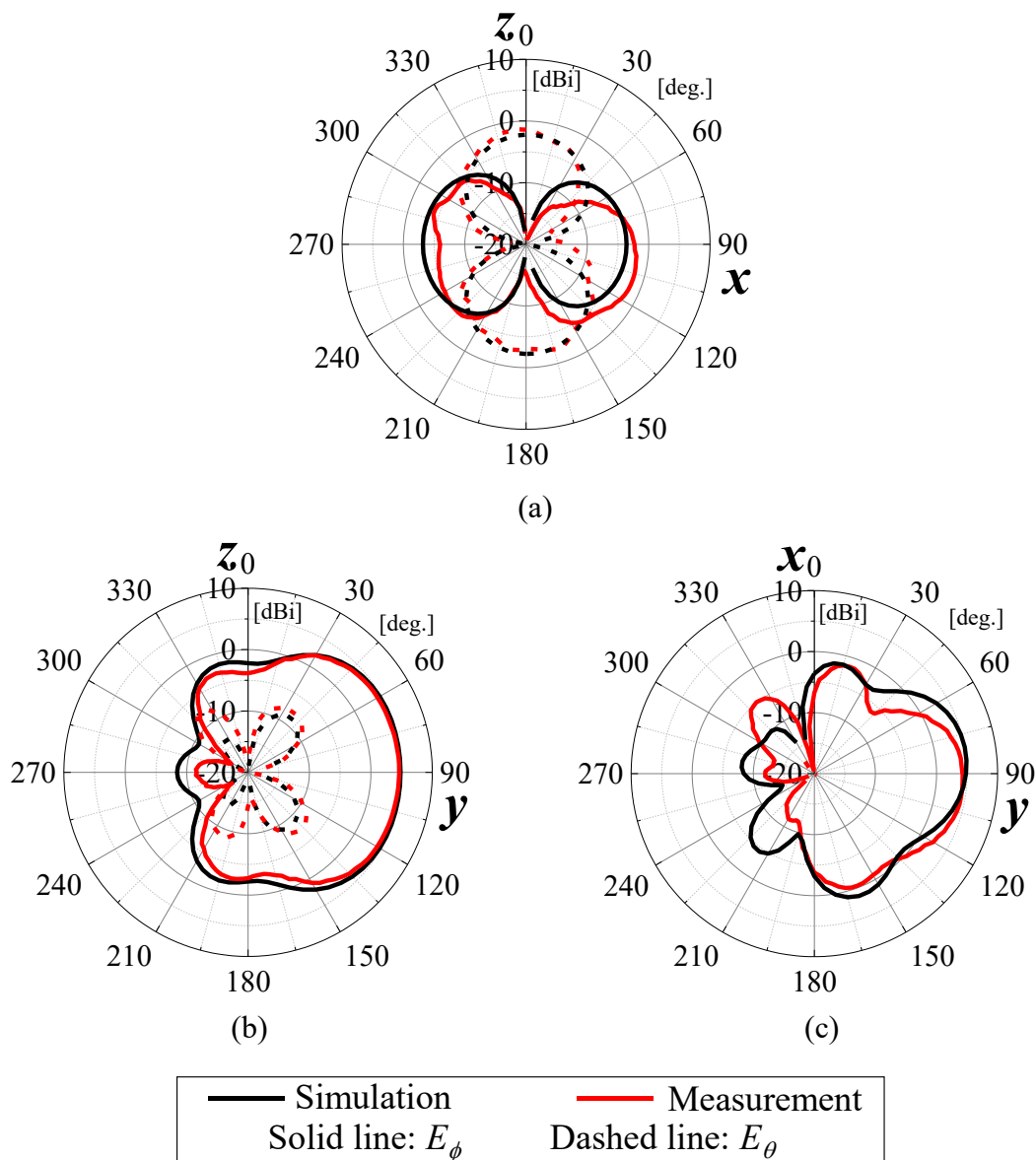


図 A.7 放射パターン(2.45 GHz) (a) zx 面 (b) yz 面 (c) xy 面

付録B 線状筐体の放射特性

4.1 節より, 直方体の筐体の頂点から微小なモノポールによって励振したとき, 筐体上に進行波が分布していることがわかった. また 4.2 節より, 平板および直方体においては, 幅が 0.1 波長程度の場合, 波長に応じて放射効率が大きく変動する傾向を示したが, 2 辺が 1 波長以上の場合には大きさによらず一定の放射効率を示した. 一方で, 先行研究の多くは最大長が半波長程度の大きさの筐体をダイポールアンテナとして見立てており, 筐体上には定在波が分布していることが示されている[23]. したがって, 筐体長に依存して筐体の動作が変化していると考えられるため, 筐体を線として見立てた場合について検討を行う.

図 B.1 に解析モデルを示す. 4.2 節で設計した励振素子を線状導体の一端に配置する. 図 B.1 において, 励振素子の素子長は $l = 10 \text{ mm}$ とし, $L_x = 2 \text{ mm}$, $L_z = 1 \text{ mm}$ とした. y 軸方向の寸法 L_y を変化させたときの放射効率について検討する.

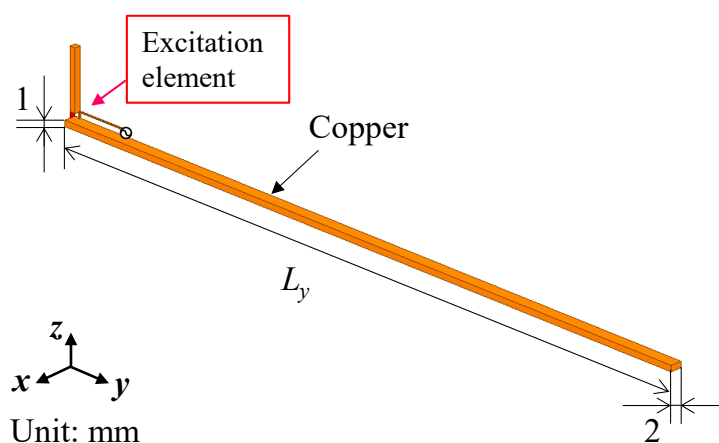


図 B.1 解析モデル(線状筐体)

図 B.2 に筐体長を $L_y = 0.1$ 波長～2.0 波長と変化させたときの 2.46 GHz における放射効率および総効率の解析結果を示す. 図 B.2 より放射効率が L_y に対して周期的に変化していることがわかる. また, 放射効率の最大値は L_y の増加に伴い減少傾向にあり, 放射効率の最小値は L_y の増加に伴い増大傾向にあることがわかる. これは L_y が数波長にわたるとき, 4.2 節の平板や直方体と同様に一定の放射効率に収束していくと考えられる. また, 1/4 波長以上では常に励振素子単体より放射効率が高いことから, 筐体からの放射であることがわかる.

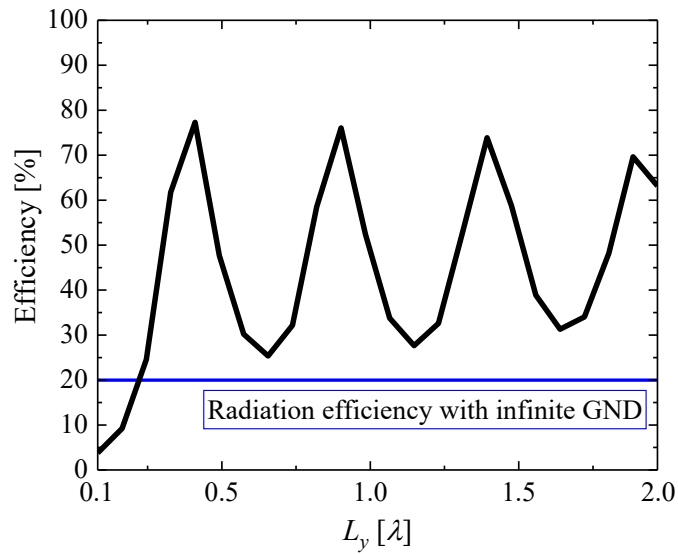


図 B.2 線状筐体の筐体長に対する放射効率

図 B.3 に、動作周波数 2.46 GHz における L_y に対するインピーダンス特性と反射特性を示す。図 B.4(a)より L_y の変化によって実部は 10 Ω 程度変動しているが、図 B.3(b)より反射特性は L_y が 0.5 波長より大きいときは -10 dB となっていることから、近似的にインピーダンスは 50 Ω にみなせると考えられる。

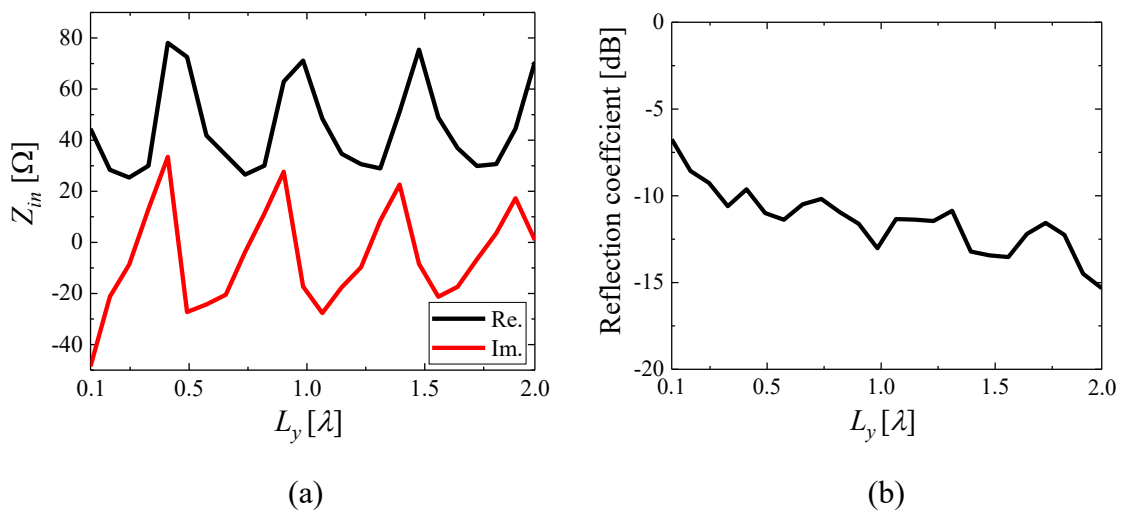


図 B.3 線状筐体の筐体長に対する入力特性
(a) 入力インピーダンス特性 (b) 反射特性

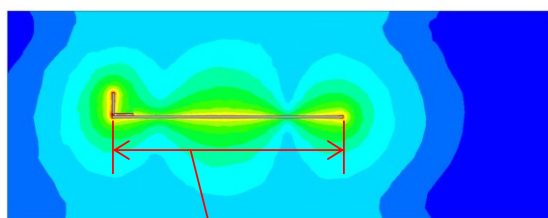
したがってのアンテナの放射抵抗 R_r と損失抵抗 R_{loss} について、次式が近似的に成り立つと考えられる。

$$R_r + R_{loss} = 50 \Omega \quad (B.1)$$

となり、筐体長によって全体の放射抵抗 R_r と損失抵抗 R_{loss} の比が変化していると考えられる。また励振素子の導体長と L_y の合計が $1/4$ 波長の偶数倍のとき放射効率が極大となり、奇数倍の時は極小となっていることがわかる。

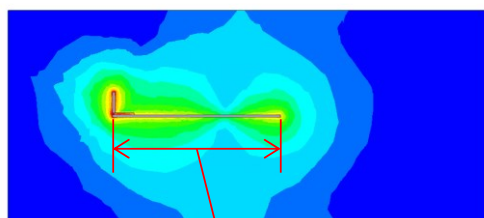
放射効率が極大および極小のときの電界の最大値分布を図 B.4 に示す。図 B.4 中、 $L_y = 110 \text{ mm}$ (約 1λ) のときの電界分布が示すように、 L_y が $1/4$ 波長の偶数倍に相当するとき、筐体は偏位給電ダイポールアンテナとして動作していると考えられる。このとき端部では電流が最小となるため、励振素子の内部での損失が減少して効率が向上したと考えられる。図 B.4 中、 $L_y = 80 \text{ mm}$ (約 $3\lambda/4$) のときの電界分布が示すように、 L_y が $1/4$ 波長の奇数倍に相当するときは、励振素子は電界分布の節の位置に置かれていることがわかる。このとき筐体は伝送線路として動作し、励振素子からみて筐体側は短絡された状態と等価であると考えられる。したがって、筐体は放射に寄与せず、励振素子単体の放射効率に近い効率を示したと考えられる。よって線状の筐体を低効率な励振素子で励振するとき、筐体には波長に依存した共振が発生し、放射効率に影響を与えていると考えられる。

Radiation efficiency: Maximum



$$L_y = 110 \text{ mm} \approx \lambda$$

Radiation efficiency: Minimum



$$L_y = 80 \text{ mm} \approx 3\lambda/4$$

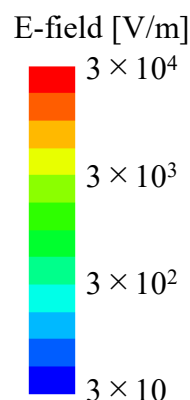


図 B.4 放射効率が最小・最大のときの電界の最大値分布

図 B.1 の励振素子について，モノポール長を $l=5\text{ mm}$ ， 10 mm ， 15 mm としたときに線状筐体の筐体長が放射効率に与える影響を検討する．解析結果を図 B.5 に示す．図 B.5 から励振素子の放射効率によらず，筐体長の変化による共振と放射効率の向上が見られることがわかる．また，いずれの導体長においても，筐体の大型化に伴い放射効率の変動が減衰し，一定の放射効率へ収束していくことがわかる．これは線状の筐体長 L_y が数波長にわたるとき，筐体が **Goubou line**[72]と呼ばれる線状の表面波線路としてふるまっていると考えられる．表面が誘電体で被覆されていない **Goubou line** は伝搬中に一部が空間に放射されるため[73, 74]，見かけ上漏れ波アンテナと同様に動作する．したがって線状の筐体においても，筐体上を伝搬する波は一端で反射するまでの間に一部が放射されるため，十分に長い筐体では端部で反射されるまでにすべての電力が放射され，漏れ波アンテナとしてふるまうと考えられる．このとき図 B.2 と図 B.4 で示したような共振による放射への寄与はないため，筐体はダイポールアンテナとは異なる一定の放射抵抗を示すと考えられる．

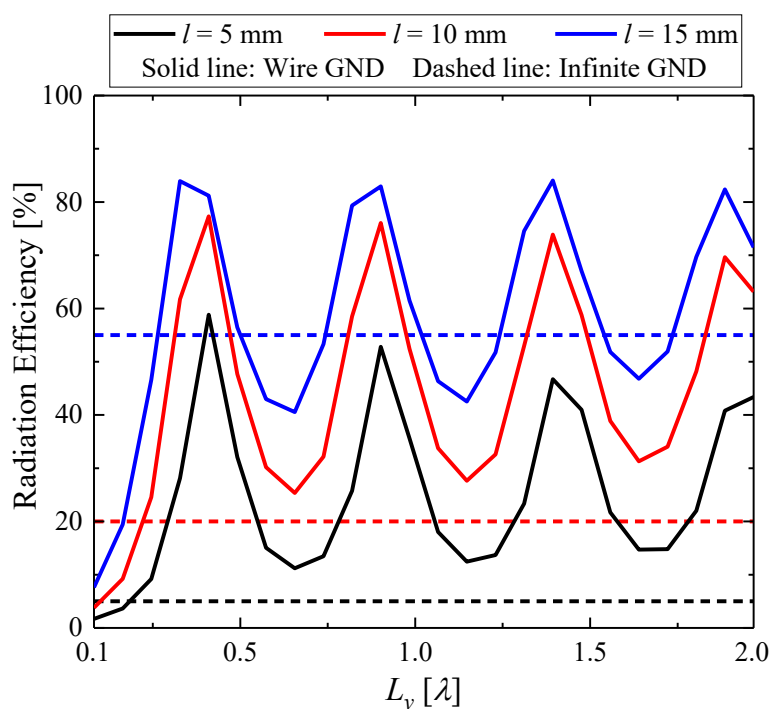


図 B.5 素子長 l と筐体長 L_y に対する放射効率

以上のことから，線状の筐体では筐体長 L_y の増加に伴い，筐体の動作が共振から非共振な放射へ変化していくと考えられる．また，このとき筐体は一定の放射抵抗としてふるまい，全体の放射効率は励振素子の放射抵抗と損失抵抗および筐体の放射抵抗によって決定されると考えられる．

謝 辞

本研究を進めるにあたり、終始懇切丁寧な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道下尚文教授、橋口講師に深く感謝致します。一般大学出身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いたします。限られた時間の中で、いかに研究を計画し、解析による理論の検討と実験による妥当性の検証のサイクルから論文へと繋げていくのか、非常に実戦的な形式で学ぶことができました。

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および森下久名誉教授に心より感謝いたします。

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陸上自衛隊第3後方支援連隊をはじめとした皆様に深く感謝いたします。また、防衛装備庁の松林様、矢崎総業株式会社の中川様、航空自衛官の小澤1尉、橋本1尉、瀧澤1尉、澤入2尉、海上自衛官の笠原1尉、陸上自衛官の水谷1尉、平野2尉、ベトナム陸軍のビン上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いたします。

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。

参考文献

< 第 1 章 >

- [1] M. Agiwal, A. Roy and N. Saxena, "Next Generation 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey," *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, vol.18, no.3, pp.1617-1655, Feb. 2016.
- [2] K. Fujimoto and J. R. James, *Mobile Antenna Systems Handbook*, Artech House Inc., Boston, London, 1994.
- [3] Y. J. Li, Z. Y. Lu and L. S. Yang, "CPW-Fed Slot Antenna for Medical Wearable Applications," *IEEE Access*, vol.7, pp.42107-42112, Mar. 2019.
- [4] R. Chandra, "Cavity-backed slot antenna for thin wireless portable devices," 11th *Eur. Conf. Antennas Propag.*, Paris, France, pp. 1984-1987, Mar. 2017.
- [5] Y. Yao, H. Yu, J. Yu and X. Chen, "Design of dual-band compact ceramic chip antenna for terminal applications," 11th *Eur. Conf. Antennas Propag.*, Paris, France, pp.1980-1983, Mar. 2017.
- [6] Liang-Che Chou, Kin-Lu Wong and Cheng-Hao Kuo, "A small-size internal dual-band metal-strip antenna for 2.4/5 GHz WLAN operation in the laptop computer," 2008 *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, San Diego, USA, pp.1-4, July 2008.
- [7] L. Chen and K. Wong, "2.4/5.2/5.8 GHz WLAN antenna for the ultrabook computer with metal housing," 2012 *Asia Pacific Microwave Conf. Proc.*, Kaohsiung, Taiwan, pp.322-324, Nov. 2012.
- [8] R. Luomaniemi, C. Cziezerski, H. Mäki, J. Holopainen and V. Viikari, "Bluetooth Antenna for Smart Jewellery with Metal Covers," 13th *Eur. Conf. Antennas Propag.*, Krakow, Poland, pp.1-4, Mar. 2019.
- [9] C. Rowell and E. Y. Lam, "Mobile-Phone Antenna Design," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.54, no.4, pp.14-34, Aug. 2012.

- [10] C. Tsai and K. Wong, "Inverted-F antenna-based on-frame GPS/WLAN antenna for the metal-casing tablet computer," 10th *Eur. Conf. Antennas Propag.*, Davos, Switzerland, pp.1-4, Apr. 2016.
- [11] J. Yu, Y. Ban, L. Zhang and C. Sim, "Very low profile Inverted-F antenna with 2.4/5.8 GHz WiFi for metal-cover tablet computer," 2017 *IEEE Int. Conf. Comput. Electromagn.*, Kumamoto, Japan, pp.355-356, Mar. 2017.
- [12] 小柳芳雄, "モバイル通信端末用小形アンテナの設計課題とその解決技術," 信学論, vol.J98-B, no.9, pp.842-852, Sept. 2015.
- [13] J. S. McLean, "A Re-examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp.672-675, May 1996.
- [14] M. Gustafsson, C. Sohl and G. Kristensson, "Illustrations of New Physical Bounds on Linearly Polarized Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.57, no.5, pp.1319-1327, May 2009.
- [15] S. R. Best, "The Foster reactance theorem and quality factor for antennas," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol.3, pp.306-309, 2004.
- [16] R. C. Hansen and R. E. Collin, *Small antenna handbook*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2011.
- [17] A. D. Wunsch and Sheng-Pin Hu, "A closed-form expression for the driving-point impedance of the small inverted L antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.44, no.2, pp.236-242, Feb. 1996.
- [18] K. L. Wong and T. W. Weng, "Small-Size Triple-Wideband LTE/WWAN Tablet Device Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol.12, pp.1516-1519, Nov. 2013.
- [19] J. H. Chou, J. F. Chang, D. B. Lin, H. J. Li and T. L. Wu, "A Compact Loop-Slot Mode Combination Antenna for Ultra-Thin Tablet Computer With Metallic Bottom Cover," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol.13, pp.746-749, Apr. 2014.

- [20] C. H. Chen, Y. J. Lee, R. B. Tsai and H. -D. Chen, "LTE/WWAN monopole antenna with band-stop matching circuit for tablet computer," *5th Asia-Pacific Conf. Antennas Propag.*, Kaohsiung, Taiwan, pp.241-242, July 2016.
- [21] J. Anguera, A. Andujar, G. Mestre, J. Rahola and J. Juntunen, "Design of Multiband Antenna Systems for Wireless Devices Using Antenna Boosters [Application Notes]," *IEEE Microwave Mag.*, vol.20, no.12, pp.102-114, Dec. 2019.
- [22] R. Yamaguchi, K. Sawaya, Y. Fujino and S. Adachi, "Effect of dimension of conducting box on radiation pattern of a monopole antenna for portable telephone," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E76-B, no.12, pp.1526-1531, Dec. 1993.
- [23] P. Vainikainen, J. Ollikainen, O. Kivekas and K. Kelaender, "Resonator-based analysis of the combination of mobile handset antenna and chassis," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.50, no.10, pp.1433-1444, Oct. 2002.
- [24] P. Lindberg and E. Ojefors, "A bandwidth enhancement technique for mobile handset antennas using wavetraps," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.54, no.8, pp.2226-2233, Aug. 2006.
- [25] J. M. Gonzalez-Arbes, S. Blanch and J. Romeu, "The Hilbert curve as a small self-resonant monopole from a practical point of view," *Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol.39, no.1, pp.45-49, Oct. 2003.

< 第 2 章 >

- [26] Y. Chen and C. Wang, "HF Band Shipboard Antenna Design Using Characteristic Modes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.63, no.3, pp.1004-1013, Mar. 2015.
- [27] F.A. Dicandia, S. Genovesi and A. Monorchio, "Efficient Excitation of Characteristic Modes for Radiation Pattern Control by Using a Novel Balanced Inductive Coupling Element," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.66, no.3, pp.1102-1113, Mar. 2018.
- [28] T. Shih and N. Behdad, "Bandwidth enhancement of platform-mounted HF antennas using the characteristic mode theory," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.64, no.7, pp.2648-2659, July 2016.

- [29]P. W. Futter and U. Jakobus, "Antenna Positioning for Bandwidth optimization Using Characteristic Mode Analysis," 14th *Eur. Conf. Antennas Propag.*, Copenhagen, Denmark, pp.1-4, Mar. 2020.
- [30]T. Beni, K. Kawabata, T. Thi Lan and H. Arai, "Application of characteristic modes to design the platform-mounted inverted-F antenna," *IEICE Commun. Express*, vol.9, no.6, pp.159-163, June 2020.
- [31]K. K. Kishor and S. V. Hum, "A Two-Port Chassis-Mode MIMO Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol.12, pp.690-693, May 2013.
- [32]Z. Miers, H. Li and B. K. Lau, "Design of Bandwidth-Enhanced and Multiband MIMO Antennas Using Characteristic Modes," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol.12, pp.1696-1699, Nov. 2013.
- [33]R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, IEEE Press, Hoes Lane, Piscataway, 1993.
- [34]R. Harrington and J. Mautz, "Theory of characteristic modes for conducting bodies," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.19, no.5, pp.622-628, Sept. 1971.
- [35]M. Cabedo-Fabres, E. Antonino-Daviu, A. Valero-Nogueira and M. F. Bataller, "The Theory of Characteristic Modes Revisited: A Contribution to the Design of Antennas for Modern Applications," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.49, no.5, pp.52-68, Oct. 2007.
- [36]Y. Chen and C. Wang, "Electrically Small UAV Antenna Design Using Characteristic Modes," *IEEE Transas. Antennas Propag.*, vol.62, no.2, pp.535-545, Feb. 2014.
- [37]C. H. Chiu, S. C. Chiu, S. A. Yang, W. T. Hsieh and S. Y. Chen, "Efficiency analysis of capacitive-coupled chassis antenna based on characteristic modes," 5th *Asia-Pacific Conf. Antennas Propag.*, Kaohsiung, Taiwan, pp.193-194, July 2016.
- [38]S. Genovesi and F. A. Dicandia, "Characteristic Mode Analysis for the Design of Nanosatellite Reconfigurable Antennas," 14th *Eur. Conf. Antennas Propag.*, Copenhagen, Denmark, pp.1-4, Mar. 2020.

- [39]R. Martens, E. Safin and D. Manteuffel, “Inductive and capacitive excitation of the characteristic modes of small terminals,” *Loughborough Antennas Propag. Conf.*, pp.1-4, Nov. 2011.
- [40]R. Valkonen, A. Lehtovuori and D. Manteuffel, “Capacitive coupling elements - Changing the way of designing antennas,” 8th *Eur. Conf. Antennas Propag.*, The Hague, Netherlands, pp.229-233, Apr. 2014.
- [41]J. Holopainen, O. Kivekäs, C. Icheln and P. Vainikainen, “Internal Broadband Antennas for Digital Television Receiver in Mobile Terminals,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.58, no.10, pp.3363-3374, Oct. 2010.
- [42]A. Ghalib and M. S. Sharawi, “TCM Analysis of Defected Ground Structures for MIMO Antenna Designs in Mobile Terminals,” *IEEE Access*, vol.5, pp.19680-19692, Aug. 2017.
- [43]J. Holopainen, J. Villanen, C. Icheln and P. Vainikainen, “Mobile terminal antennas implemented by using direct coupling,” 1st *Eur. Conf. Antennas Propag.*, Nice, France, pp.1-6, Nov. 2006.
- [44]A. Andújar, J. Anguera and C. Puente, “Ground Plane Boosters as a Compact Antenna Technology for Wireless Handheld Devices,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.59, no.5, pp.1668-1677, May 2011.
- [45]K. Kumar Kishor and S. V. Hum, “A Pattern Reconfigurable Chassis-Mode MIMO Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.62, no. 6, pp. 3290-3298, June 2014.
- [46]C. Deng, Z. Xu, A. Ren and S. V. Hum, “TCM-Based Bezel Antenna Design With Small Ground Clearance for Mobile Terminals,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.67, no.2, pp.745-754, Feb. 2019.
- [47]H. Li, Y. Chen and U. Jakobus, “Synthesis, Control, and Excitation of Characteristic Modes for Platform-Integrated Antenna Designs: A design philosophy,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.64, no.2, pp.41-48, Apr. 2022.
- [48]虫明康人, アンテナ・電波伝搬, コロナ社, 東京, 1999.

- [49] T. Nishio, K. Noguchi, K. Itoh and J. Ida, "A high impedance folded dipole antenna with three conductors for energy harvesting applications," 2017 *Int. Symp. Antennas Propag.*, Phuket, Thailand, pp.1-2, Dec. 2017.
- [50] 梶谷篤史, 金ヨシホ, 森下久, 小柳芳雄, "給電部を考慮した携帯端末用 U 字型折返しダイポールアンテナの特性," 信学論, vol.J92-B, no.3, pp.567-575, Sept. 2009.
- [51] 柏木一平, 西尾真貴, 堤由佳子, 大舘紀章, 尾林秀一, 庄木裕樹, 諸岡翼, "デュアルバンド折返し逆 L アンテナの特性測定," 信学総大, B-1-181, Mar. 2010.

< 第 3 章 >

- [52] B. Zhang, J. Zhang, C. Liu and Z. P. Wu, "Input Impedance and Efficiency Analysis of Graphene-Based Plasmonic Nanoantenna Using Theory of Characteristic Modes," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol.18, no.10, pp.2031-2035, Oct. 2019.
- [53] P. W. Futter and U. Jakobus, "LTE Antenna Design for Tablet Computers Using Characteristic Mode Analysis," 13th *Eur. Conf. Antennas Propag.*, Krakow, Poland, pp.1-5 Mar. 2019.
- [54] C. T. Fandie, W. L. Schroeder and K. Solbach, "Optimal antenna location on mobile phones chassis based on the numerical analysis of characteristic modes," 2007 *European Microwave Conf.*, Munich, Germany, pp.987-990, Oct. 2007.
- [55] M. A. Jensen and Y. Rahmat-Samii, "Performance analysis of antennas for hand-held transceivers using FDTD," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.42, no.8, pp.1106-1113, Aug. 1994.
- [56] N. Takemura, "Inverted-FL Antenna With Self-Complementary Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.57, no.10, pp.3029-3034, Oct. 2009.
- [57] H. Nakano, R. Suzuki, and J. Yamauchi, "Low-profile inverted-F antenna with parasitic elements on an infinite ground plane," *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol.145, no.4, pp.321-325, Aug. 1998.

- [58] 関根 秀一, 伊藤 敬義, 大舘 紀章, 村上 康, 庄木 裕樹, “並列共振を用いた広帯域逆 F アンテナの設計,” 信学論, vol.J86-B, no.9, pp.1806-1815, Sept. 2003.
- [59] M. Gustafsson and S. Nordebo, “Optimal Antenna Currents for Q, Superdirectivity, and Radiation Patterns Using Convex Optimization,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.61, no.3, pp.1109-1118, March 2013.
- [60] 新井宏之, “小形アンテナ：小形化手法とその評価法,” 信学論, vol.J87-B, no.9, pp.1140-1148, Sept. 2004.
- [61] 森下久, 小形アンテナの基礎, コロナ社, 2011.
- [62] 浅井威郎, “携帯端末用アンテナのチャネル容量評価と指向性測定方法に関する研究,” 横浜国立大学大学院工学府修士論文, Mar. 2013.
- [63] 深沢徹, 宮下裕章, 大橋英征, 小西善彦, “バランを省略した携帯端末上のダイポールアンテナの特性,” 信学論, vol.J92-B, no.9, pp.1391-1398, Sept. 2009.
- [64] H. Aliakbari and B. K. Lau, “Low-Band MIMO Antenna for Smartphones With Robust Performance to User Interaction,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol.20, no.7, pp.1195-1199, July 2021.
- [65] M. Wu, B. Wang, H. Li and Y. Yu, “Reducing User Effects on Mobile Handset Antennas Using Mode Mapping,” 14th *Eur. Conf. Antennas Propag.*, Copenhagen, Denmark, pp.1-4, Mar. 2020.
- [66] J. Holopainen, J. Poutanen, C. Icheln and P. Vainikainen, “User Effect of Antennas for Handheld DVB Terminal,” 2007 *Int. Conf. Electromag. Adv. App.*, Turin, Italy, pp. 496-499, Nov. 2007.

< 第 4 章 >

- [67] C.A. Balanis, ANTENNA THEORY, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.
- [68] E. Altshuler, “The traveling-wave linear antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.9, no.4, pp.324-329, July 1961.

- [69]L. Sun, P. Liu, Y. Li, L. Chang, K. Wei and Z. Zhang, “Metal Strip Endfire Antenna Based on TE₁ Leaky-Wave Mode,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.68, no.8, pp.5916-5923, Aug. 2020.
- [70]電子通信学会編, アンテナ工学ハンドブック, オーム社, 東京, 1980.
- [71]Murata Manufacturing Co., Ltd., SimSurfing,
<https://ds.murata.co.jp/simsurfing/index.html>, 参照 Jan. 12, 2023.
- [72]G. Goubau, “Single-Conductor Surface-Wave Transmission Lines,” *Proc. IRE*, vol.39, no.6, pp.619-624, June 1951.
- [73]A. Sharma, A. T. Hoang and M. S. Reynolds, “A Coplanar Vivaldi-Style Launcher for Goubau Single-Wire Transmission Lines,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.16, pp.2955-2958, Sept. 2017.
- [74]小西良弘, 実用マイクロ波技術講座 一理論と実際一 第1巻, 日刊工業新聞社, 東京, 2001.

研究業績

刊行論文

1. T. Nishime, H. Hashiguchi, N. Michishita and H. Morishita, “Excitation of metal casing using bent and folded dipole antenna with three conductors,” *IEICE Commun. Express*, vol.10, no.9, pp.739-743, Sept. 2021.
2. T. Nishime, H. Hashiguchi, N. Michishita and H. Morishita, “Excitation of Metal Plate Using Folded Dipole Antenna,” *Journal of Advanced Simulation in Science and Engineering*, vol.9, no.1 pp.128-135, Mar. 2022.
3. T. Nishime, H. Hashiguchi, N. Michishita and H. Morishita, “Improvement of Radiation Efficiency for Platform-mounted Small Antenna by Evaluation of Characteristic Mode with Metal Casing Using Infinitesimal Dipole,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.E105-B, no.6, pp.722-728, June 2022.
4. 西目匠, 橋口弘, 道下尚文, 森下久, “小形アンテナで励振された筐体モードによる放射効率改善,” *信学論*, vol.J106-B, no.11, Nov. 2023.

国際学会発表

1. T. Nishime, N. Michishita and H. Morishita, “Radiation Efficiency Improvement of U-shaped Slot Antennas on Metal Casing Using Characteristic Mode Analysis,” *Asia-Pacific Microw. Conf.*, Hong Kong SAR, PR China, pp.81-83, Dec. 2020.
2. T. Nishime, N. Michishita and H. Morishita, “Excitation of Metal Plate Using Folded Dipole Antenna,” *The 40th JSST Annu. Int. Conf. Simul. Technol.*, Kyoto, Japan (Online), pp.179-182, Sept. 2021.
3. T. Nishime, N. Michishita and H. Morishita, “Platform Excitation for Radiation Efficiency Enhancement Using Slot Antenna,” *Int. Symp. Antennas Propag.*, Taipei, Taiwan (Online), pp.1-2, Oct. 2021
4. T. Nishime, N. Michishita and H. Morishita, “Low-Profile Feeding Structure for Exciting Metal Casing as an Antenna,” *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, Singapore (Online), pp.475-476, Dec. 2021.

5. T. Nishime, N. Michishita and H. Morishita, “Excitation of Traveling Wave on Metal Casing Using Folded Dipole Antenna,” *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, Denver, CO (Online), pp.1006-1007, July 2022.
6. T. Nishime, N. Michishita and H. Morishita, “Radiation Characteristic on Metal Platform with Mushroom-like EBG Structures,” *IEEE Int. Workshop Electromagnetics*, Narashino, Japan, pp.25-26, Aug. 2022.
7. T. Nishime, H. Hashiguchi, N. Michishita and H. Morishita, “Radiation Efficiency on Platform Excitation Antenna with Lossy Media,” *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, Portland, OR, pp.1649-1650, July 2023.
8. T. Nishime, H. Hashiguchi and N. Michishita, “Estimation of Excitation Position of Platform Excitation Antenna Using Short Dipole Antenna,” *Int. Symp. Antennas Propag.*, Kuala Lumpur, Malaysia, Nov. 2023.

研究会など

1. 西目匠, 道下尚文, 森下久, “スロットによる金属筐体の特性モードの励振,” 信学総大, B-1-61, Mar. 2020.
2. 西目匠, 道下尚文, 森下久, “特性モード解析を用いた直方導体上スロットによる放射効率の改善,” 信学技報, AP2020-4, pp.19-22, Apr. 2020.
3. 西目匠, 道下尚文, 森下久, “折返しダイポールアンテナによる直方導体の特性モードの励振,” 信学ソ大, B-1-62, Sept. 2020.
4. 西目匠, 橋口弘, 道下尚文, 森下久, “筐体を放射器とする小型で低姿勢な逆Lアンテナ,” 信学ソ大, B-1-72, Sept. 2021.
5. 西目匠, 橋口弘, 道下尚文, 森下久, “微小な立方導体を用いて筐体を放射器とする広帯域アンテナ,” 信学総大, B-1-81, Mar. 2022.
6. 西目匠, 橋口弘, 道下尚文, 森下久, “折返しダイポールアンテナによる金属筐体の進行波励振,” 信学技報, AP2022-5, pp.24-27, Apr. 2022.
7. 西目匠, 道下尚文, 森下久, “マッシュルーム構造を用いた筐体励振指向性切換アンテナ,” 信学ソ大, B-1-37, Sept. 2022.
8. 西目匠, 橋口弘, 道下尚文, 森下久, “筐体励振アンテナの放射特性,” 日本シミュレーション学会技報, JSST-MDMC2022-1-03, pp.17-20, Dec. 2022.

9. 西目匠, 橋口弘, 道下尚文, 森下久, “小形アンテナを用いた筐体励振アンテナの放射効率改善,” 信学総大, B-1-54, Mar. 2023.
10. 西目匠, 橋口弘, 道下尚文, 森下久, “低効率な逆 F アンテナによる筐体の励振,” 信学ソ大, B-1-40, Sept. 2023.

表彰など

1. Student Design Contest Best Design Award, *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, Jan. 2021.
2. Student Presentation Award, *The 40th JSST Annu. Int. Conf. Simul. Technol.*, Sept. 2021.