

# 低姿勢スーパーディレクティブアンテナに関する研究

A Study on Low-profile Superdirective Antenna

学籍番号: 14834701

小島 優

指導教員

宇野 亨

教授

東京農工大学大学院 工学府

電子情報工学専攻 博士後期課程

2020年9月 博士学位論文



## 要旨

本論文では、IoT (Internet of Things:モノのインターネット) 端末用アンテナを提案する。本アンテナは、高い生産性や低コストの観点から構造を簡易化し、またモバイル性やデザイン性の観点から低姿勢化を図り、さらに設置性の観点から単一指向性を有するものとした。

第1章では、研究の背景、研究の目的、および本論文の構成について示す。

第2章では、パッチアンテナ、板状逆Fアンテナ、および反射板付きダイポールアンテナといった従来の低姿勢アンテナを示す。また、長さ  $80 \times$  幅  $50 \times$  高さ  $3\text{mm}$  ( $0.53 \lambda \times 0.33 \lambda \times 0.020 \lambda$  @2GHz) の領域内に構成した各アンテナのアンテナ解析をおこない、これらの課題を明らかにする。

第3章では、提案するアンテナの基本構成とその特性を示す。本アンテナは放射器と反射板を用いた簡易構造とし、放射器を反射板に近接して配置することにより低姿勢化と単一指向性の両立を図る。一例として、放射器と反射板との距離、すなわちアンテナ高を  $5\text{mm}$  ( $0.033 \lambda$  @2GHz) とした。

本アンテナは、放射器を非対称ダイポールアンテナとすることにより、放射抵抗の低下を抑制し、整合回路なしでインピーダンス整合を取得した。周波数 2GHz における実験結果の利得は  $6.1\text{dBi}$ 、F/B 比は  $18.3\text{dB}$  であった。また、本アンテナは、人体頭部や金属板から受ける影響が非常に小さいことを数値シミュレーションにより明らかにした。

第4章では、自己補対の原理を応用し、第3章で提案した原型アンテナの広帯域化を図る。本アンテナは、放射器をモノポールノッチアンテナに変更することにより定インピーダンス化を図り、またモノポールアンテナ形状をストレートから T 型に変更することにより、整合回路なしでインピーダンス整合を取得する。

アンテナ高  $3\text{mm}$  ( $0.020 \lambda$  @2GHz) の実験結果において、 $VSWR \leq 2$  となる比帯域幅は  $6\%$  となった。これは、原型アンテナの 2 倍である。また、検討周波数  $1.8\text{GHz}$  から  $2.2\text{GHz}$  における  $VSWR$  は、全て 3 以下となった。これは、比帯域幅  $20\%$  以上に相当する。

第5章では、第3章で提案した原型アンテナのマルチバンド化を図る。マルチバンド化は、 $2.4\text{GHz}$  帯と  $5\text{GHz}$  帯の二つの周波数帯に対応する無線 LAN (Wireless Local Area Network) をターゲットとする。マルチバンド化にはアンテナ素子にトラップ回路を装荷する手法を適用し、アンテナの外形寸法は長さ  $62 \times$  幅  $25 \times$  高さ  $3\text{mm}$  ( $0.50 \lambda \times 0.20 \lambda \times 0.024 \lambda$  @2.4GHz) とした。

実験結果において、放射パターンは単一指向性をもち、利得は  $2.44\text{GHz}$  において  $3.0\text{dBi}$ 、 $5.25\text{GHz}$  において  $5.3\text{dBi}$ 、 $5.6\text{GHz}$  において  $5.8\text{dBi}$  であった。

第6章では、本研究の結論を示す。本研究では簡易構造、低姿勢、および単一指向性を満たす新しいタイプのアンテナ(低姿勢スーパーディレクティブアンテナ)を提案し、その基本特性を明らかにした。また、本アンテナにおいて、アンテナの主要課題である広帯域化やマルチバンド化を実現した。さらに、本アンテナは簡単な構造で高い性能を有するため、あらゆる用途に対応する高柔軟性を備えていると考えられる。このため、今後の課題や展望を具体例とともに示す。

## Summary

In this paper, the author proposes an antenna for IoT (Internet of Things) terminals.

This antenna has a simplified configuration from the viewpoint of high productivity and low cost, has low profile from the viewpoint of mobility and design, and is unidirectional from the viewpoint of installation.

In Chapter 1, the background of the study, the purpose of the study, and the composition of this paper are shown.

In Chapter 2, conventional low-profile antenna techniques such as patch antenna, planar inverted-F antenna, and dipole antenna with reflector are presented. In addition, an antenna analysis of each antenna in the region of  $80 \times 50 \times 3$  mm ( $0.53\lambda \times 0.33\lambda \times 0.020\lambda @ 2$  GHz) is performed to clarify these issues.

In Chapter 3, the basic configuration of the proposed antenna and its characteristics are shown. This antenna has a simple structure using a radiator and a reflector. By placing the radiator close to the reflector, both low profile and unidirectional property are achieved. As an example, the distance between the radiator and the reflector, that is, the antenna height was 5 mm ( $0.033\lambda @ 2$ GHz).

By using an asymmetric dipole antenna as the radiator, the radiation resistance was not reduced and impedance matching was obtained without a matching circuit. The experimental gain at 2 GHz was 6.1 dBi and the F/B ratio was 18.3 dB. Furthermore, it was clarified by numerical simulation that the influence of this antenna from the human head and the metal plate is very small.

In Chapter 4, the bandwidth characteristic of the prototype antenna proposed in Chapter 3 is improved using the principle of self-complementarity. This antenna achieves constant input impedance by changing the radiator to a monopole notch antenna, and obtains impedance matching without a matching circuit by changing the shape of the monopole antenna from straight to T-shaped.

In the experimental results with the antenna height of 3 mm ( $0.020\lambda @ 2$  GHz), the VSWR  $\leq 2$  bandwidth was 6 %. This is twice as much as the prototype antenna. In addition, the VSWR in the studied frequency range from 1.8 GHz to 2.2 GHz were all 3 or less. This corresponds to the specific bandwidth of more than 20 %.

In Chapter 5, the prototype antenna proposed in Chapter 3 is multibanded for the purpose of

WLAN (Wireless Local Area Network) applications that support two frequency bands, 2.4 GHz and 5 GHz. In order to obtain multiband characteristics, a method of loading a trap circuit on the antenna element is used. Here, the antenna dimensions are  $62 \text{ mm} \times 25 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$  ( $0.50\lambda \times 0.20\lambda \times 0.024\lambda @ 2.4\text{GHz}$ ).

In the experimental results, the radiation pattern was unidirectional and the gain was 3.0 dBi at 2.44 GHz, 5.3 dBi at 5.25 GHz, and 5.8 dBi at 5.6 GHz.

In Chapter 6, the conclusion of this study is shown. In this paper, the author proposed a new type of antenna (low-profile superdirective antenna) that has a simple structure, low profile, and unidirectionality, and clarified its basic characteristics. In addition, broadband and multiband of this antenna were realized. Furthermore, since this antenna has a simple structure and high performance, it is considered to have high flexibility for all purposes. Therefore, future issues and prospects are shown with concrete examples.

# 目次

第1章	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.2	研究の目的	2
1.3	本論文の構成	2
第2章	低姿勢アンテナ	5
2.1	まえがき	5
2.2	低姿勢アンテナ	6
2.2.1	パッチアンテナ	6
2.2.2	板状逆Fアンテナ	8
2.2.3	反射板付きダイポールアンテナ	8
2.3	低姿勢アンテナの課題	9
2.3.1	パッチアンテナ	9
2.3.2	板状逆Fアンテナ	11
2.3.3	反射板付きダイポールアンテナ	14
2.4	まとめ	17
第3章	低姿勢スーパーディレクティブアンテナ	19
3.1	まえがき	19
3.2	アンテナ構成	21
3.3	アンテナ特性	22
3.4	動作原理	25
3.5	周囲物体による影響	27
3.5.1	人体頭部による影響	27
3.5.2	金属板による影響	30
3.6	反射板の長さを変化させた場合のF/B比	33
3.7	設計パラメータに対する入力インピーダンス特性	34
3.7.1	反射板の有無による特性	34
3.7.2	反射板と放射器との距離を変化させた場合の特性	35
3.7.3	板状素子の長さを変化させた場合の特性	36
3.7.4	反射板と板状素子の幅を変化させた場合の特性	37
3.7.5	線状素子の長さを変化させた場合の特性	38
3.7.6	線状素子の幅を変化させた場合の特性	39
3.8	アンテナ設計手法	40
3.9	まとめ	41
第4章	広帯域化	43
4.1	まえがき	43
4.2	比較対象アンテナ特性	44
4.3	アンテナ構成	47

4.4	アンテナ特性	48
4.5	動作原理	51
4.6	周囲物体による影響	53
4.6.1	人体頭部による影響	53
4.6.2	金属板による影響	56
4.7	設計パラメータに対する入力インピーダンス特性	59
4.7.1	線状素子とノッチアンテナの長さを変化させた場合の特性	60
4.7.2	板状素子の長さを変化させた場合の特性	61
4.7.3	T型素子とノッチアンテナの長さを変化させた場合の特性	62
4.7.4	T型素子の折り曲げ部の長さを変化させた場合の特性	63
4.7.5	線状素子の長さを変化させた場合の特性	64
4.7.6	ノッチアンテナの長さを変化させた場合の特性	65
4.7.7	抵抗器の抵抗値を変化させた場合の特性	66
4.8	アンテナ設計手法	68
4.9	まとめ	69
第5章	マルチバンド化	71
5.1	まえがき	71
5.2	アンテナ構成	72
5.3	アンテナ特性	74
5.4	動作原理	79
5.5	板状素子を2分割とした場合のアンテナ特性	83
5.6	アンテナ設計手法	89
5.7	まとめ	90
第6章	結論	92
	謝辞	95
付録A	スーパーディレクティブアレー	96
A.1	スーパーディレクティブアレー	96
A.2	スーパーディレクティブアレーの利得	96
付録B	自己補対アンテナ	100
B.1	自己補対アンテナ	100
B.2	モノポールノッチアンテナ	101
付録C	FDTD法	103
C.1	基本概念	103
C.2	Yeeアルゴリズム	104
C.2.1	ステップ1	104
C.2.2	ステップ2	104
C.2.3	ステップ3	107
	参考文献	109
	研究業績	116



# 第1章 序論

## 1.1 研究の背景

近年, AI(Artificial Intelligence:人工知能)や IoT(Internet of Things:モノのインターネット)を用いた ICT(Information and Communication Technology:情報通信技術)の技術革新が急速に広がっている[1]-[6].

身の周りのあらゆるモノをインターネットに接続すると(IoT), さまざまな領域の多種多様なデータを収集し, 分析することが可能となる. このようなビッグデータと人工知能(AI)を連携させて未来予測をおこなうことは, 新たな付加価値やイノベーション創出の観点から注目を集めている. 世界では IoT の普及が進み, 2018 年の 307.1 億台から 3 年後の 2021 年には 447.9 億台(1.46 倍)に増加すると予測されている[1].

あらゆるモノをインターネットに接続すると, 遠隔操作や自動制御が可能となる. たとえば, 家庭内機器をインターネットに接続し, スマートフォンやタブレットなどのユーザー端末からアクセスするサービスが始まっている. レコーダーをインターネットに接続すると, 外出先のユーザー端末から録画予約や録画番組の視聴が可能となる. また, エアコンやお風呂をインターネットに接続すると, 外出先のユーザー端末からエアコンをつけたり, お風呂を沸かしたりすることができ, 快適な部屋への帰宅と同時に入浴することが可能となる. さらに, メンテナンス側からは, 家庭内機器の状況確認や故障診断などのサービス提供をおこないたいという要望も高まってきている[7].

家庭内機器以外にも, 自動車, 交通機関, 物流, 医療, および農業などあらゆる分野において, AI・IoT の活用が期待されている.

自動車では, 自動運転技術の実用化を目指している. 自動運転をおこなうためには, 周辺環境の認識, 自車位置の推定, 軌道計画の策定, および車両の制御を短い周期で回すことが必要となる[8].

鉄道では, 輸送障害が乗客の大きなストレスとなる. このため, トラブル発生時の状況把握, トラブル解消の見込み, 滞留状況, 各線区の混雑具合, および乗客の需要分布などを考慮しながらベストシナリオを策定し, ルート選定, ダイヤ計画, 列車手配, および交通手配などを実施することが必要となる[9].

物流(ロジスティクス)では, ドローンや自動運転車を使った配送サービスが注目されている. ただし, これらは過去の延長線上にない新たなシステムであるため, 導入にあたっては制度化や標準化にも配慮する必要がある. また, 在庫管理や生産体制のサプライチェーン

マネジメントによる労働力不足の解消, 資源やエネルギーの有効活用にも期待が高まっている[10].

医療分野では, ウェアラブルデバイスが注目を集めている. ウェアラブルデバイスを身につけ, 人体から発信するライフログデータをベース化し, 健康管理をおこなう. そして, 異常データを検出した際には, 自動的に緊急通報をおこなう[11].

農業では, 熟練農業者が長年の経験から蓄積してきたノウハウをデータ化し, 新規就農者への技術移転をおこなう. また, ビッグデータを利用した自然界の複雑な因果関係の解明により, 生産性の向上を目指している[12].

なお, これらは各分野での一例に過ぎず, また活用事例は増加する傾向にある.

このように, あらゆる分野で IoT の活用が期待されており, 各種 IoT 機器(端末)が共通して利用できる基盤技術の確立が急務となってきている.

IoT を支える技術のひとつとして, アンテナ技術が挙げられる. アンテナは無線通信における情報の出入り口であることから, その性能を大きく左右する重要なファクターといえる. したがって, IoT 社会のニーズに応えるためには, アンテナ技術の研究開発もまた必要不可欠である.

## 1.2 研究の目的

前述したように, 身の周りのあらゆるモノをインターネットに接続する IoT 社会の到来に伴い, IoT を支えるアンテナ技術の確立は必要不可欠となってきている.

IoT 端末用アンテナは, 高い生産性や低コスト化などの観点から簡易構造が要望され, モバイル性やデザイン性などの観点から低姿勢化が要望される. また, アンテナ近傍の人体や金属体などからの影響を低減する, すなわち設置性の観点から, アンテナは単一指向性を有することが望ましい.

本研究の目的は, 簡易構造, 低姿勢, および単一指向性を満たすアンテナ(低姿勢スーパーディレクティブアンテナ)の提案をおこない, その有用性を明らかにするものである. また, 本アンテナにおいて, アンテナの主要課題である広帯域化やマルチバンド化の実現を図る.

## 1.3 本論文の構成

本論文は, 6 章構成とする. 図 1 に, 本論文構成のフローチャートを示す.

はじめに(第 1 章では), 研究の背景, 研究の目的, および本論文の構成について示す.

第 2 章では, 低姿勢アンテナとその課題を示す.

本章では、パッチアンテナ、板状逆 F アンテナ、および反射板付きダイポールアンテナといった従来の低姿勢アンテナを示す。また、所定のサイズで構成した各アンテナの数値シミュレーションをおこない、これらの課題を明らかにする。

第 3 章では、IoT 端末用アンテナとして好適な簡易構造、低姿勢、および単一指向性を満たすオリジナルアンテナ(低姿勢スーパーディレクティブアンテナ)を提案する。

本アンテナは、放射器と反射板による簡易構造とし、放射器を反射板に近接して配置することによりアンテナの低姿勢化と単一指向性の両立を図る。また、放射器を非対称ダイポールアンテナとすることにより放射抵抗の低下を抑制するとともに、整合回路なしでインピーダンスマッチングを実現する。

本章では、提案アンテナの基本構成、基本特性、動作原理、周囲物体による影響、および設計手法を明らかにする。

第 4 章では、第 3 章で提案したオリジナルアンテナ(原型アンテナ)に自己補対の原理を導入し、広帯域化を図る。

本アンテナは、放射器をモノポールノッチアンテナに変更することにより定インピーダンス化による広帯域化を図り、またモノポールアンテナ形状をストレートから T 型に変更することにより整合回路なしでインピーダンス整合を取得する。

本章では、広帯域化したアンテナの構成、特性、動作原理、周囲物体による影響、および設計手法を明らかにする。

第 5 章では、第 3 章で提案したオリジナルアンテナ(原型アンテナ)にトラップ回路を設ける手法を用い、マルチバンド化を図る。

本アンテナのマルチバンド化は 2.4GHz 帯と 5GHz 帯の二つの周波数帯に対応する無線 LAN(Wireless Local Area Network)をターゲットとする。また、給電点はひとつ(共通)とする。

本章では、マルチバンド化したアンテナの構成、特性、動作原理、および設計手法を明らかにする。

最後に(第 6 章では)、本研究の結論を示す。

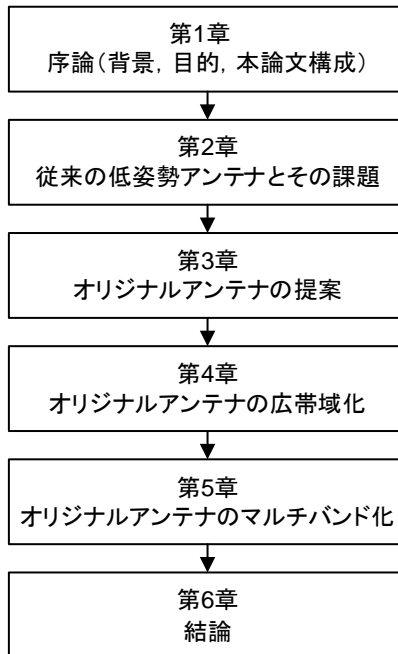


図 1 本論文構成

## 第2章 低姿勢アンテナ

### 2.1 まえがき

近年, IoT (Internet of Things:モノのインターネット) 端末の普及が世界中で急速に進んでいる. IoT は, すべてのものをインターネットに接続するインテリジェントネットワークであり, 既存システムの動作や役割を変える新しい技術として注目を集めている[1]-[6].

IoT を支える技術のひとつとして, アンテナ技術が挙げられる. アンテナは無線通信における情報の出入り口であることから, その性能を大きく左右する重要なファクターといえる. したがって, IoT 社会のニーズに応えるためには, アンテナ技術の研究開発もまた必要不可欠である.

端末用アンテナは, 高い生産性や低コスト化などの観点から簡易構造が要望され, モバイル性やデザイン性などの観点から低姿勢化が要望される. また, 人体や金属体の近傍に設置すると, アンテナ性能が大きく劣化することが知られている. この対策として, アンテナに単一指向性を持たせる手法が有効である[13]-[15]. したがって, 端末用アンテナは簡易構造, 低姿勢, および単一指向性を有することが望ましい. なお, 単一指向性は, 電波の方向を制限するため, アンテナ利得を大きくすることができる. また, 不要方向への放射を抑制するため, 他の無線通信システムとの混信を防止することができるという利点もある.

従来の代表的な低姿勢アンテナとして, マイクロストリップアンテナ (Microstrip Antenna: MSA) [16]-[20]や板状逆 F アンテナ (Planar Inverted-F Antenna: PIFA) [21]-[26]が挙げられる.

マイクロストリップアンテナは, 誘電体基板とその両面に印刷された放射素子と地板とを構成要素とする平面アンテナである. 放射素子がパッチ (patch: つぎあて, ばんそうこう) のような形状であることから, パッチアンテナとも呼ばれている. 本アンテナは, 印刷配線技術の向上により大量生産が可能であるが, 一般的に狭帯域である.

板状逆 F アンテナは小型であるため, 端末用内蔵アンテナとして広く使われている. 波長を  $\lambda$  とすると, パッチアンテナは放射素子の一辺が  $\lambda/2$  で共振するのに対し, 本アンテナは放射素子の二辺の和が  $\lambda/4$  で共振する. ただし,  $\lambda/4$  の共振長を利用するため, 理想的な動作には無限大の地板が必要であり, アンテナ単体では極めて狭帯域である.

低姿勢化した単一指向性アンテナとして, スーパーディレクティブアレーが挙げられる [27]-[33].  $N$  本の等方性アンテナの素子間隔をゼロに近づけ, 各アンテナの振幅と位相を適切に調整すると, エンドファイア方向への理論上の最大利得は  $N^2$  となる. 2 素子ダイポールアレーの場合, 各素子を等振幅で励振し, 位相差を  $180^\circ$  に近づけると, 理論上の最大

利得は 4 となる. なお, スーパーディレクティブアレーの詳細は, 付録 A を参照されたい.

2 素子ダイポールアレーの一方の素子を導体板に変更することも可能である[32],[33]. 導体板にダイポールアンテナを近接して配置すると, 導体板によりイメージアンテナが生成され, その電流はダイポールアンテナと比較して等振幅で位相が  $180^\circ$  ずれる. このため, 両素子の振幅と位相を制御する必要がなくなる. ただし, ダイポールアンテナと導体板との間隔をゼロに近づけると, アンテナの放射抵抗が下がり, VSWR (Voltage Standing Wave Ratio: 電圧定在波比) が劣化するため, 実際にはアンテナ利得が低下するという課題がある. なお, 本アンテナは, 導体板が反射板として機能するため, 反射板付きダイポールアンテナと呼ばれている[34].

本章では, 検討周波数 2GHz (中心周波数 2GHz, 周波数範囲 1.8GHz~2.2GHz) において, 長さ 80mm×幅 50mm×高さ 3mm ( $0.53\lambda \times 0.33\lambda \times 0.020\lambda$  @2GHz) の領域内に構成したパッチアンテナ, 板状逆 F アンテナ, および反射板付きダイポールアンテナといった従来の低姿勢アンテナを解析し, これらの課題を明らかにする. なお, 数値シミュレーションは, FDTD (Finite Difference Time Domain) 法に基づく市販のソフトウェア[35]を用いる. FDTD 法の詳細は, 付録 C を参照されたい.

はじめに(第 2.2 節において), 上記従来の低姿勢アンテナを示す. その後(第 2.3 節において), 所定のサイズ(長さ 80mm×幅 50mm×高さ 3mm)で構成した各アンテナの数値シミュレーションをおこない, これらの課題を明らかにする.

## 2.2 低姿勢アンテナ

### 2.2.1 パッチアンテナ

図 2.1(a)~(c)に, パッチアンテナを示す. 本アンテナは, 誘電体基板上の一方の面に放射素子(パッチ素子), もう一方の面に地板を銅箔で形成する.

図 2.1(a)は, 背面同軸給電の方形パッチアンテナであり, もっとも基本的な方式である. 本方式では, 地板と誘電体基板を貫通する同軸線路やコネクタを用い, アンテナ背面から放射素子に給電する. 同軸線路やコネクタの内部導体と外部導体は, それぞれ放射素子と地板に接続する. パッチ素子の長さを  $L$  とすると  $L=\lambda/2$  で共振し, パッチ素子の中央からややずれた位置に給電点を設けることにより  $50\Omega$  整合を取得する.

方形パッチアンテナの共振周波数は, 主に放射素子の長さ  $L$  によって決まり, 幅  $W$  にはほとんど依存しない. パッチ素子の幅  $W$  は, 一般に  $W=L\sim 2L$  の範囲で設定すればよい. なお, 基板の厚さが大きくなるほど, または基板の比誘電率が小さくなるほど広帯域になる.

本方式は, 同軸線路やコネクタの内部導体を通すためのスルーホール加工, この内部導体と放射素子とのはんだ付け, および同軸線路やコネクタの外部導体と地板とのはんだ付

けが必要となるため、製造工程が煩雑となる。このため、パッチアンテナ単体に用いられることが多い。

図 2.1(b), (c)は、共平面給電のパッチアンテナであり、放射素子と同一面上に配置されたマイクロストリップ線路から給電する方式である。このため、上記のようなスルーホール加工は不要となる。ただし、背面同軸給電方式と同様に、同軸線路やコネクタの外部導体と地板との接続は不可欠である。

本方式では、放射素子にスリットを設けるか、または放射素子とマイクロストリップ線路との間に  $1/4$  波長インピーダンス変成器を挿入することによりインピーダンスマッチングをおこなう。なお、広帯域化のために低誘電率の厚い基板を用いると、マイクロストリップ線路からの不要放射が大きくなり、放射パターンの乱れや給電損失の増加による放射効率の低下などの問題が生じる。

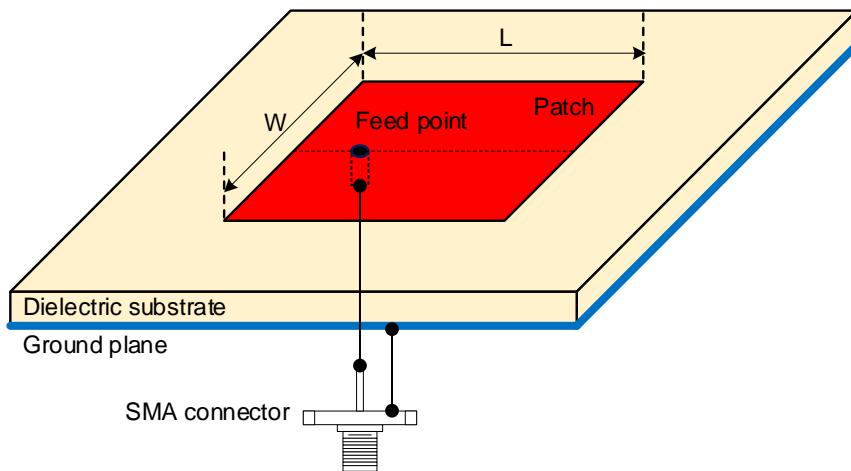


図 2.1(a) パッチアンテナ(背面同軸給電)

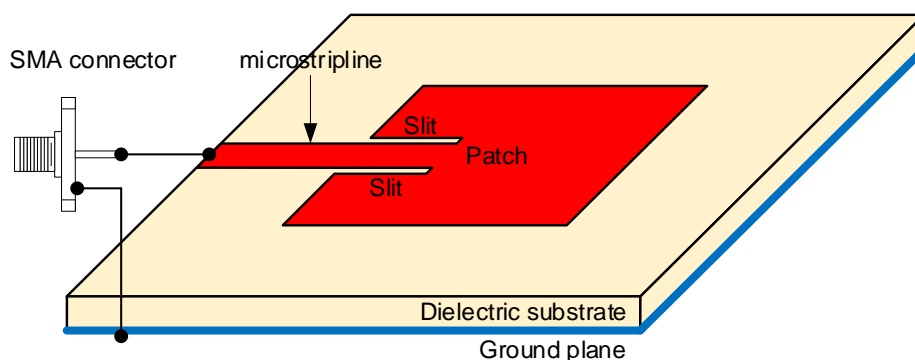


図 2.1(b) パッチアンテナ(スリットを設けた共平面給電)

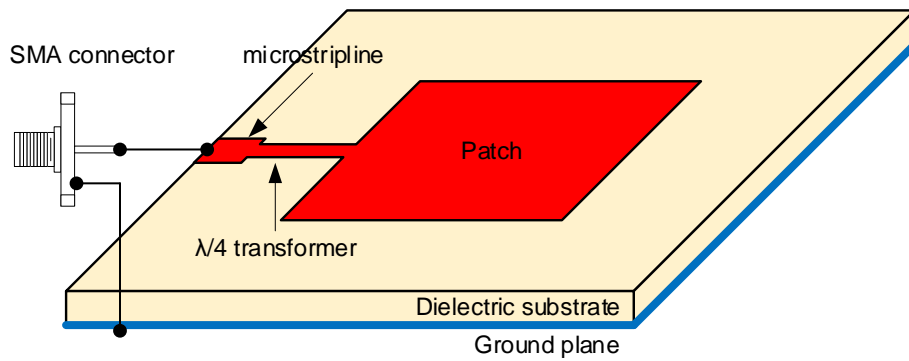


図 2.1(c) パッチアンテナ(1/4 波長インピーダンス変成器を設けた共平面給電)

## 2.2.2 板状逆 F アンテナ

図 2.2 に、板状逆 F アンテナを示す。本アンテナは、短絡板を設け、電流経路を湾曲させることにより小型化を図っている。放射素子の長さを  $L$ 、幅を  $W$  とすると、 $L+W=\lambda/4$  で共振する。

アンテナ単体では極めて狭帯域(通常比帯域幅 1~2%)であるが、端末に搭載すると(地板が大きくなると)広帯域(寸法により変わるが 8~10%程度)となる。これは、板状逆 F アンテナが端末全体を励振し、アンテナの実効面積が大きくなるためである。

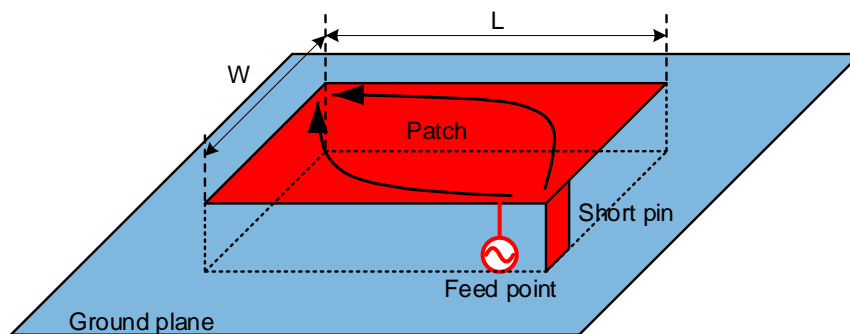


図 2.2 板状逆 F アンテナ

## 2.2.3 反射板付きダイポールアンテナ

図 2.3 に、反射板付きダイポールアンテナを示す。本アンテナは、ダイポールアンテナを反射板上に平行に設置して構成する。反射板はダイポールアンテナのイメージアンテナを形成するが、その電流の向きはダイポールアンテナの逆方向であるため、逆相の配列アンテナと等価になる。これにより、反射板と反対方向(エンドファイア方向)に最大の指向性が得られる。これは、ダイポールアンテナとイメージアンテナとの相互結合による効果であり、スーパーディレクティブ(super-directive: 超指向性)、またはスーパーゲインと呼ばれている。



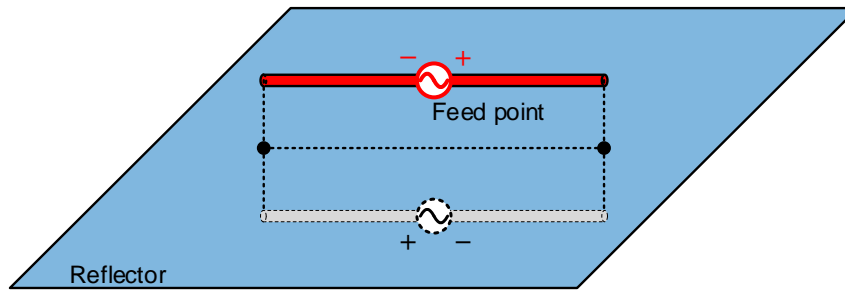


図 2.3 反射板付きダイポールアンテナ

## 2.3 低姿勢アンテナの課題

### 2.3.1 パッチアンテナ

図 2.4 に、外形寸法を長さ  $80 \times$  幅  $50 \times$  高さ  $3\text{mm}$  ( $0.53\lambda \times 0.33\lambda \times 0.020\lambda$  @ $2\text{GHz}$ ) とした背面給電方式の方形パッチアンテナを示す。放射素子を長さ  $L \times$  幅  $W$ 、地板を長さ  $80 \times$  幅  $50\text{mm}$  とし、長さ  $80 \times$  幅  $50 \times$  高さ  $3\text{mm}$  の誘電体基板上に薄い銅箔で形成する。ここで、放射素子は誘電体基板の中央に配置し、給電点は放射素子端から距離  $d$  の位置に設ける。なお、周波数  $2\text{GHz}$  における誘電体基板の比誘電率と誘電正接は、それぞれ  $\epsilon_r=4.3$ ,  $\tan \delta=0.018$  とした。また、数値シミュレーションでは簡略化し、銅箔を PEC (Perfect Electric Conductor: 完全導体) とした。

本アンテナ構成において、検討周波数を  $2\text{GHz}$ 、設計パラメータを  $L=34.9\text{mm}$ ,  $W=34.9\text{mm}$ ,  $d=10.2\text{mm}$  とし、数値シミュレーションをおこなった。

図 2.5(a), (b) に、スミスチャートと VSWR 特性のシミュレーション結果を示す。

図 2.5(a), (b) に示すように、周波数  $2\text{GHz}$  で共振し、 $\text{VSWR} \leq 2$  となる比帯域幅は約  $3\%$  であった。

図 2.6(a), (b) に、周波数  $2\text{GHz}$  における  $x$ - $z$  面と  $y$ - $z$  面の放射パターンを示す。ここで、各放射パターンは、最大値で正規化している。

図 2.6(a), (b) に示すように、放射パターンは  $z$  軸方向に単一指向性をもち、F/B 比 (Front to Back Ratio: 前後比) は  $12.6\text{dB}$  であった。

以上から、パッチアンテナは、狭帯域ではあるが単一指向性を有していることが明らかとなった。

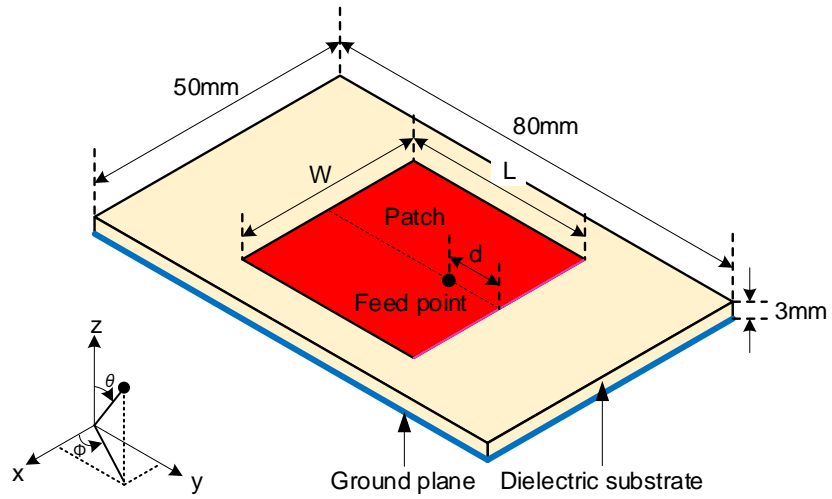


図 2.4 パッチアンテナ

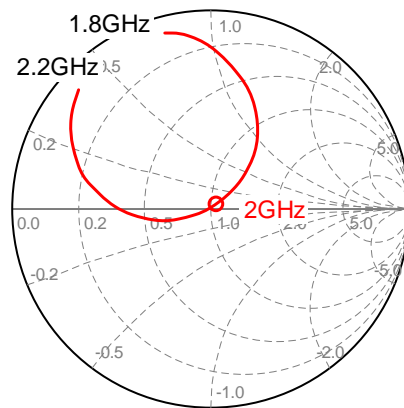


図 2.5(a) スミスチャート

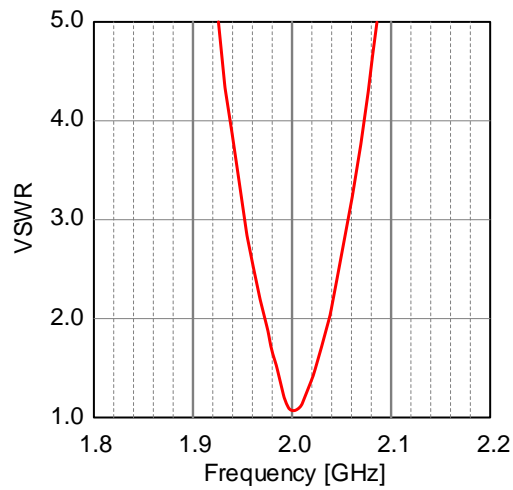


図 2.5(b) VSWR

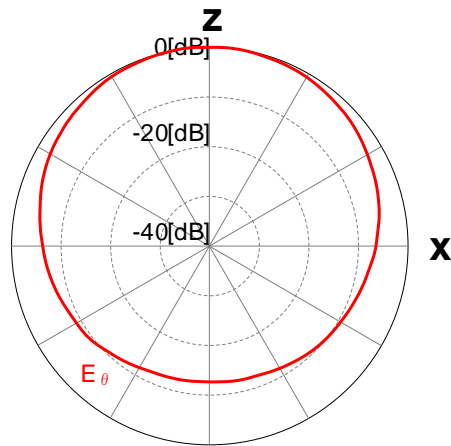


図 2.6(a) x-z 面放射パターン

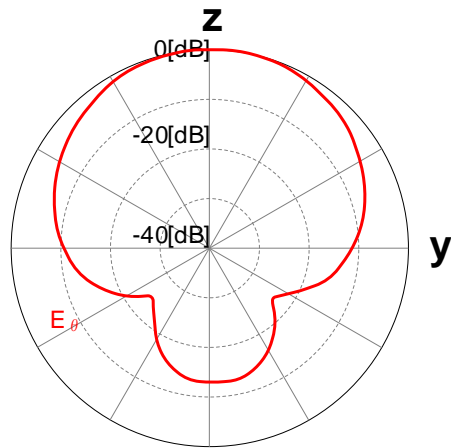


図 2.6(b) y-z 面放射パターン

### 2.3.2 板状逆 F アンテナ

図 2.7 に、外形寸法を長さ  $80 \times$  幅  $50 \times$  高さ  $3\text{mm}$  ( $0.53\lambda \times 0.33\lambda \times 0.020\lambda @ 2\text{GHz}$ ) とした板状逆 F アンテナを示す。地板を長さ  $80 \times$  幅  $50\text{mm}$  とし、地板の中央に長さ  $L \times$  幅  $W$  の放射素子を配置している。また、短絡板の幅を  $s$  とし、放射素子端から距離  $d$  の位置に給電点を設けている。なお、数値シミュレーションでは簡略化し、導体板と板状逆 F アンテナを薄い PEC とした。

本アンテナ構成において、検討周波数を  $2\text{GHz}$ 、設計パラメータを  $L=25\text{mm}$ ,  $W=14.4\text{mm}$ ,  $d=2\text{mm}$ ,  $s=2.5\text{mm}$  とし、数値シミュレーションをおこなった。

図 2.8(a), (b) に、スミスチャートと VSWR 特性のシミュレーション結果を示す。

図 2.8(a), (b) に示すように、周波数  $2\text{GHz}$  で共振し、 $\text{VSWR} \leq 2$  となる比帯域幅は約  $1\%$  であった。

図 2.9(a), (b) に、周波数  $2\text{GHz}$  における x-z 面と y-z 面の放射パターンを示す。ここで、各

放射パターンは、最大値で正規化している。

図 2.9(a), (b)に示すように、放射パターンは垂直と水平の両偏波成分を全方向に有している。

以上から、板状逆 F アンテナは、地板が小さいと極めて狭帯域であり、また指向性が全方向性であることが明らかとなった。

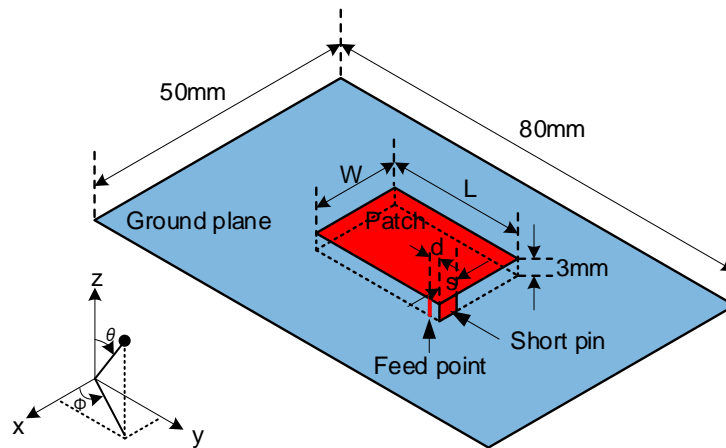


図 2.7 板状逆 F アンテナ

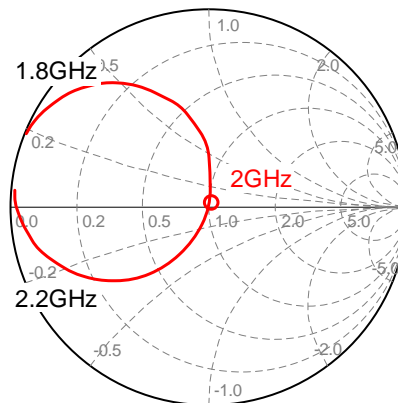


図 2.8(a) スミスチャート

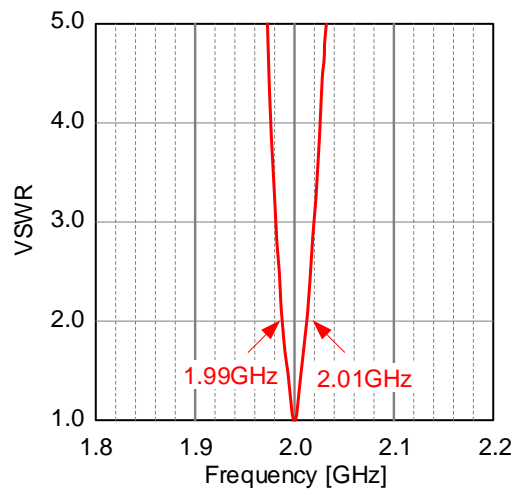


図 2.8(b) VSWR 特性

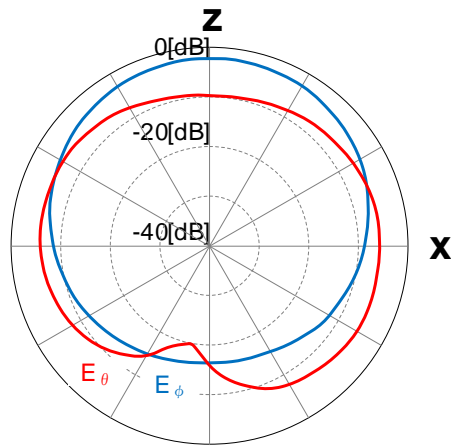


図 2.9(a) x-z 面放射パターン

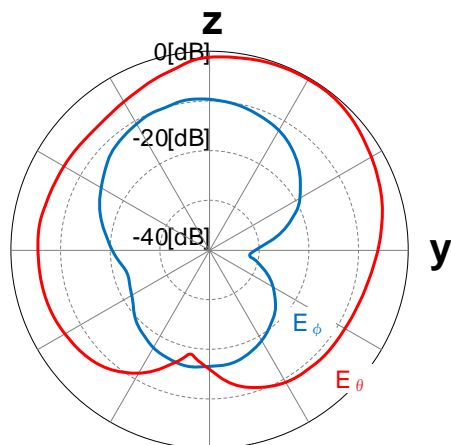


図 2.9(b) y-z 面放射パターン

### 2.3.3 反射板付きダイポールアンテナ

図 2.10 に、外形寸法を長さ 80×幅 50×高さ 3mm ( $0.53\lambda \times 0.33\lambda \times 0.020\lambda @2\text{GHz}$ ) とした反射板付きダイポールアンテナを示す。反射板を長さ 80×幅 50mm とし、長さ L×幅 W のダイポールアンテナを導体板から 3mm 上方の中央に配置している。なお、数値シミュレーションでは簡略化し、反射板とダイポールアンテナを薄い PEC とした。

本アンテナ構成において、検討周波数を 2GHz、設計パラメータを  $L=68.6\text{mm}$ ,  $W=2\text{mm}$  とし、ダイポールアンテナ単体と反射板付きダイポールアンテナ、すなわち反射板の有無によるアンテナの数値シミュレーションをおこなった。

図 2.11(a), (b) に、ダイポールアンテナ単体と反射板付きダイポールアンテナのスミスチャートおよび入力インピーダンス特性のシミュレーション結果を示す。

図 2.11(a), (b) に示すように、ダイポールアンテナ単体では周波数 2GHz においてインピーダンスのリアクタンス成分がゼロとなり、共振していることが分かる。また、反射板を設けると放射抵抗が大きく低下することが分かる。

図 2.12(a), (b) に、ダイポールアンテナ単体と反射板付きダイポールアンテナの周波数 2GHz における x-z 面および y-z 面放射パターンのシミュレーション結果を示す。ここで、各放射パターンは、最大値で正規化している。

図 2.12(a), (b) に示すように、反射板を設けると、ダイポールアンテナ単体の無指向性 (x-z 面では無指向性、y-z 面では 8 の字型指向性) から z 軸方向の単一指向性に変化し、F/B 比は 7.4dB となった。

このようにダイポールアンテナに反射板を設けると、放射抵抗は大きく低下するが、放射パターンは単一指向性になることが分かる。

一般に、ダイポールアンテナは、素子幅 W を大きくすることにより、広帯域化できることが知られている。このため、次に W を 2mm から 50mm に変更した数値シミュレーションをおこなった。

図 2.13 に、ダイポールアンテナの素子幅 W を 2mm から 50mm に変更した反射板付きダイポールアンテナを示す。

図 2.14(a), (b) に  $W=50\text{mm}$  におけるスミスチャートと入力インピーダンス特性のシミュレーション結果を示す。

図 2.14(a), (b) に示すように、インピーダンス特性 (特にリアクタンス成分) は改善されているが、実用化レベルには達していないことが分かる。これは、アンテナ高 3mm が低すぎるためであると考えられる。

以上から、反射板付きダイポールアンテナは、放射抵抗は非常に小さいが、単一指向性を有していることが明らかとなった。

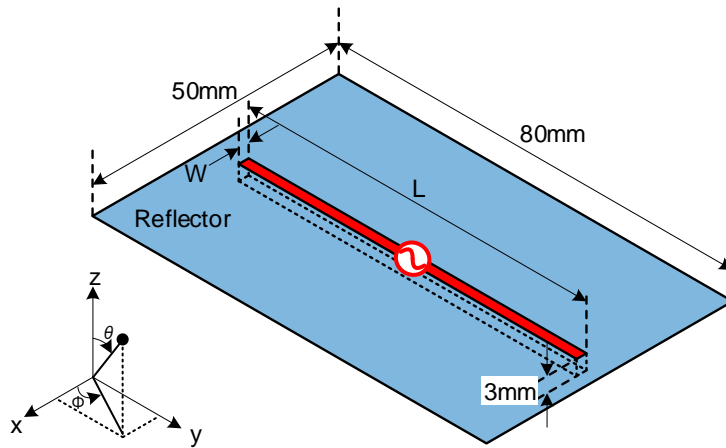


図 2.10 反射板付きダイポールアンテナ

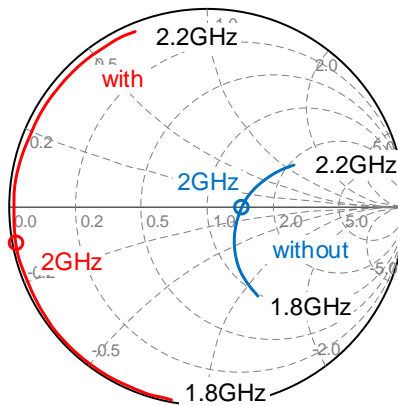


図 2.11(a) 反射板の有無によるスミスチャート

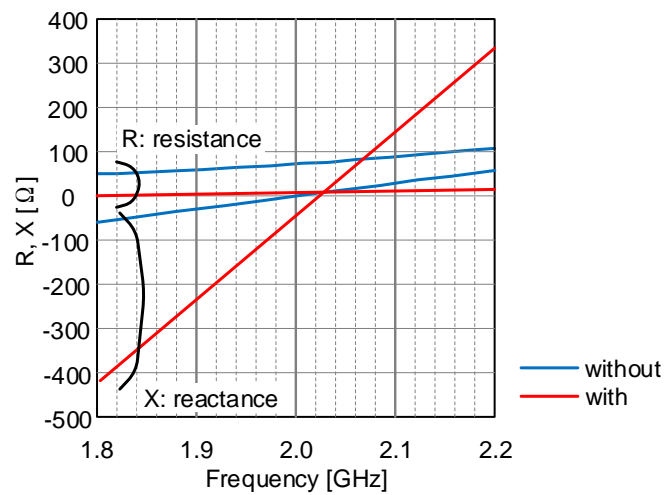


図 2.11(b) 反射板の有無による入力インピーダンス特性

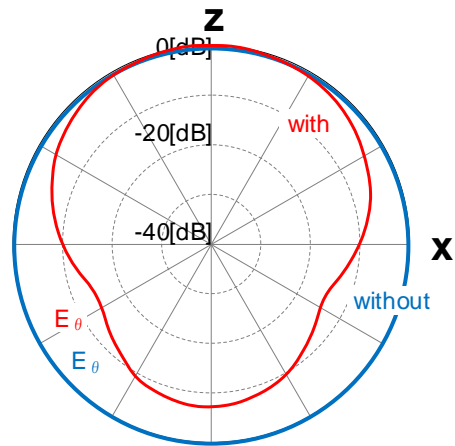


図 2.12(a) 反射板の有無による x-z 面放射パターン

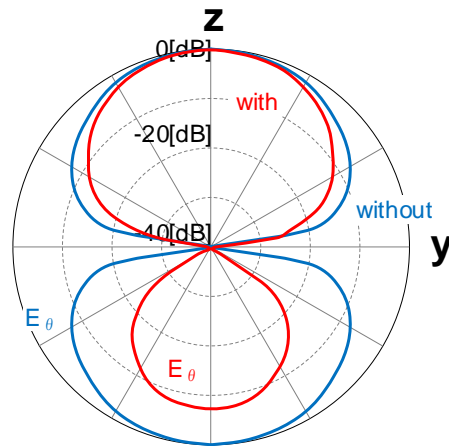


図 2.12(b) 反射板の有無による y-z 面放射パターン

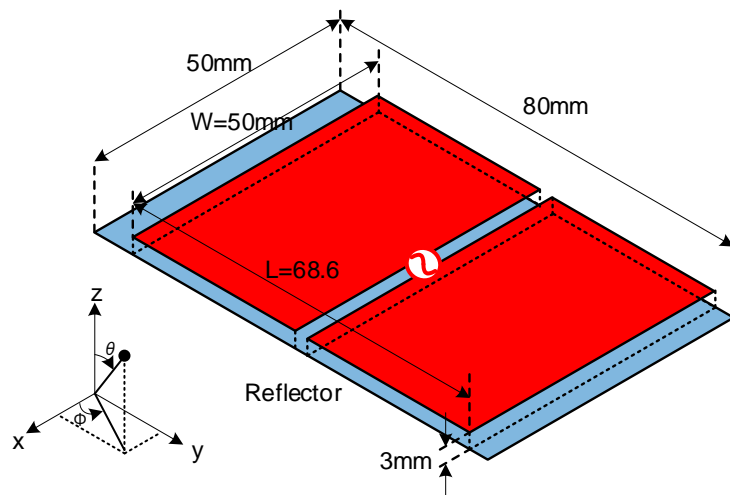


図 2.13 W=50mm に変更した反射板付きダイポールアンテナ



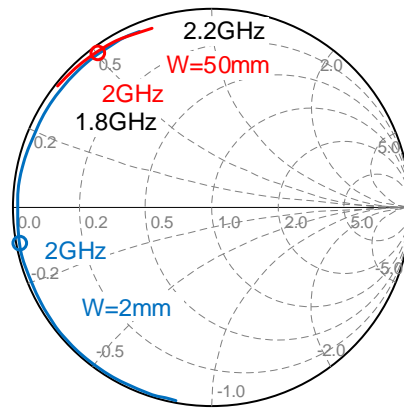


図 2.14(a) W=50mm におけるスミスチャート

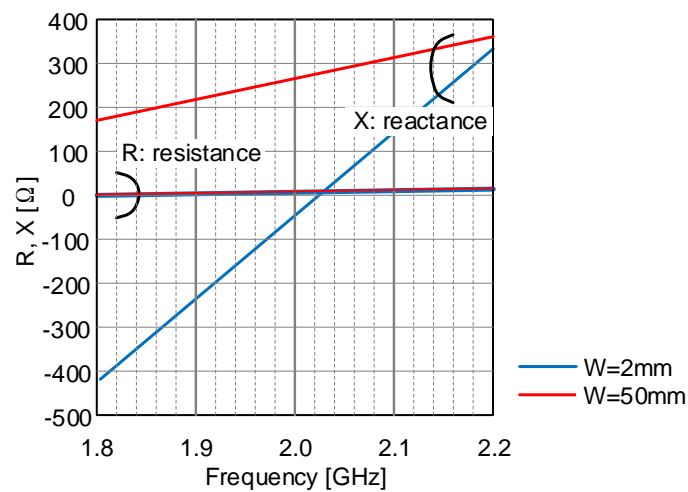


図 2.14(b) W=50mm における入力インピーダンス特性

## 2.4 まとめ

本章では、従来の低姿勢アンテナを示した。また、検討周波数を 2GHz とし、長さ  $80 \times$  幅  $50 \times$  高さ  $3\text{mm}$  ( $0.53 \lambda \times 0.33 \lambda \times 0.020 \lambda @2\text{GHz}$ ) の領域内に構成した各アンテナのアンテナ解析をおこない、これらの課題を明らかにした。

表 2.1 に、従来の低姿勢アンテナ特性を示す。

パッチアンテナは構造がやや複雑であり、 $\text{VSWR} \leq 2$  となる比帯域幅は約 3% と狭帯域であった。また、F/B 比は 12.6dB であり、単一指向性を有していることが分かった。

板状逆 F アンテナは構造がやや複雑であり、地板が小さいと  $\text{VSWR} \leq 2$  となる比帯域幅は約 1% と極めて狭帯域であった。また、指向性は全方向性であることが分かった。

反射板付きダイポールアンテナは簡易構造で、F/B 比が 7.4dB となる単一指向性を有するが、放射抵抗が非常に小さいことが分かった。

以上から、従来の低姿勢アンテナでは、上述の検討周波数とサイズにおいて、簡易構造、低姿勢、および単一指向性を同時に満たすことができないことが明らかとなった。

表 2.1 従来の低姿勢アンテナ特性

サイズ:長さ80×幅50×高さ3mm 検討周波数:2GHz			
低姿勢アンテナ	簡易構造	単一指向性	比帯域幅
パッチアンテナ	△	○	△
	スルーホール加工, 同軸線路と地板との接続などが必要	F/B比: 12.6 dB	VSWR $\leq$ 2: 3%
板状逆Fアンテナ	△	×	×
	短絡板, 同軸線路と地板との接続などが必要	全方向性	VSWR $\leq$ 2: 1%
反射板付きダイポール	○	○	×
	ダイポールアンテナと反射板のみ	F/B比: 7.4 dB	放射抵抗が小さく,リアクタンスの変化が大きいため,極めて狭帯域

## 第3章 低姿勢スーパーディレクティブアンテナ

### 3.1 まえがき

近年, IoT (Internet of Things: モノのインターネット) 端末の普及が世界中で急速に進んでいる. IoT は, すべてのものをインターネットに接続するインテリジェントネットワークであり, 既存システムの動作や役割を変える新しい技術として注目を集めている[1]-[6].

IoT を支える技術のひとつとして, アンテナ技術が挙げられる. アンテナは無線通信における情報の出入り口であることから, その性能を大きく左右する重要なファクターといえる. したがって, IoT 社会のニーズに応えるためには, アンテナ技術の研究開発もまた必要不可欠である.

端末用アンテナは, 高い生産性や低コスト化などの観点から簡易構造が要望され, モバイル性やデザイン性などの観点から低姿勢化が要望される. また, 人体や金属体の近傍に設置すると, アンテナ性能が大きく劣化することが知られている. この対策として, アンテナに単一指向性を持たせる手法が有効である[13]-[15]. したがって, 端末用アンテナは簡易構造, 低姿勢, および単一指向性であることが望ましい. なお, 単一指向性は, 電波の方向を制限するため, アンテナ利得を大きくすることができる. また, 不要方向への放射を抑制するため, 他の無線通信システムとの混信を防止することができるという利点もある.

これまで, IoT 端末用アンテナとして, 様々なアンテナが提案されている[36]-[40]. しかしながら, 単一指向性を考慮した構成にはなっていなかった.

ダイポールアンテナに指向性をもたせるために, 波長を $\lambda$ とすると, 反射板から $\lambda/4$ 離れた位置にダイポールアンテナを配置する手法がある. これは, ダイポールアンテナからの直接波と反射板からの反射波との位相を同相にすることで利得を向上させるものであり, このときの反射板の長さを $3/2\lambda$ にすると, F/B 比 (Front to Back Ratio: 前後比) が良好になるという報告もある[41]-[44]. しかしながら, 反射板とダイポールアンテナとの距離 $\lambda/4$ は, アンテナの低姿勢化に反する. また, 反射板の長さ $3/2\lambda$ は, サイズが大きく, 端末への搭載には不向きである.

アンテナの低姿勢化の観点からダイポールアンテナと反射板との距離を小さくする必要があるが, この距離を小さくしていくと放射抵抗が下がり, VSWR が劣化していくことが知られている[45], [46]. 反射板を装荷したアンテナの VSWR を改善するために, 新たに無給電素子を設ける手法がある[47], [48]. しかしながら, この無給電素子は, 放射器を挟んで反射板と反対側に配置するため, アンテナの低姿勢化に反する.

従来の代表的な低姿勢アンテナとして, マイクロストリップアンテナ (Microstrip Antenna:

MSA) [16]-[20]や板状逆 F アンテナ (Planar Inverted-F Antenna: PIFA) [21]-[26]が挙げられる。

マイクロストリップアンテナは、誘電体基板とその両面に印刷された放射素子と地板を構成要素とする平面アンテナである。放射素子がパッチ (patch: つぎあて, ばんそうこう) のような形状であることから、パッチアンテナとも呼ばれている。本アンテナは、印刷配線技術の向上により大量生産が可能であるが、一般的に狭帯域である。

板状逆 F アンテナは小型であるため、端末用内蔵アンテナとして広く使われている。パッチアンテナは放射素子の一辺が  $\lambda/2$  で共振するのに対し、本アンテナは放射素子の二辺の和が  $\lambda/4$  で共振する。ただし、 $\lambda/4$  の共振長を利用するため、理想的な動作には無限大の地板が必要であり、アンテナ単体では極めて狭帯域となる。

同軸ケーブルから形成した  $\lambda/2$  ダイポールアンテナを地板上に設置する低姿勢アンテナも検討されている[49]。しかしながら、アンテナの給電部には 3dB カプラと 90 度移相器が必要であり、給電部の構造が複雑になる。また、地板サイズは、 $3\lambda \times 3\lambda$  と比較的大きい。

AMC (Artificial Magnetic Conductor: 人工磁気導体) を用いた手法もある[50]-[53]。AMC は、PMC (Perfect Magnetic Conductor) 特性を備えた人工媒質であり、特定の周波数で入射する電磁波を位相回転  $0^\circ$  で反射する。このため、反射板の代わりに AMC を用いることで、アンテナの低姿勢化と単一指向性が可能となる。しかしながら、マッシュルーム型の電磁バンドギャップ構造によって形成された AMC は重量が大きく、また AMC を含むアンテナ全体のサイズも大きくなる。

ダイポールアンテナと比較的軽くて小さい AMC を用いたアンテナも提案されている[54]-[59]。しかしながら、ダイポールアンテナと AMC とは異なる基板から構成されるため、アンテナの構造が複雑になる。

低姿勢化した単一指向性アンテナとして、スーパーディレクティブアレーが挙げられる [27]-[33]。N 本の等方性アンテナの素子間隔をゼロに近づけ、各アンテナの振幅と位相を適切に調整すると、エンドファイア方向への理論上の最大利得は  $N^2$  となる。2 素子ダイポールアレーの場合、各素子を等振幅で励振し、位相差を  $180^\circ$  に近づけると、理論上の最大利得は 4 となる。なお、スーパーディレクティブアレーの詳細は、付録 A を参照されたい。

2 素子ダイポールアレーの一方の素子を導体板に変更することも可能である[32], [33]。導体板にダイポールアンテナを近接して配置すると、導体板によりイメージアンテナが生成され、その電流は、ダイポールアンテナと比較して等振幅で位相が  $180^\circ$  ずれる。このため、両素子の振幅と位相を制御する必要がなくなる。ただし、ダイポールアンテナと導体板との近接配置は、ダイポールアンテナの放射抵抗の低下を招き、アンテナ利得が低下するという課題がある。なお、本アンテナは、導体板が反射板として機能するため、反射板付きダイポールアンテナと呼ばれている[34]。

このように、従来の低姿勢アンテナにはそれぞれ課題があり、簡易構造、低姿勢、および単一指向性を同時に満たすものはなかった。

本章では、簡易構造、低姿勢、および単一指向性を満たすオリジナルアンテナ(低姿勢スーパーディレクティブアンテナ)を提案し、その諸特性を明らかにする。なお、本アンテナは、簡易構造と単一指向性の観点から反射板付きダイポールアンテナに着目し、無給電素子(反射板)の近傍に給電素子(放射器)を配置する構成とした。本構成において、放射抵抗が低下しない放射器形状を見出すことが、本研究の最も重要なポイントである。

はじめに(第 3.2 節において)、本アンテナの構成を示す。第 3.3 節において、数値シミュレーションと実験により、本アンテナの特性を明らかにする。第 3.4 節において、本アンテナの動作原理を示す。第 3.5 節において、周囲物体(人体頭部や金属板)による本アンテナへの影響を検討する。第 3.6 節において、反射板の長さ $\lambda$ と F/B 比との関係を明らかにする。第 3.7 節において、各設計パラメータとアンテナの入力インピーダンス特性の関係を明らかにする。最後に(第 3.8 節において)、本アンテナの設計手法を示す。数値シミュレーションは、FDTD (Finite Difference Time Domain) 法に基づく市販のソフトウェア[35]を用いる。FDTD 法の詳細は、付録 C を参照されたい。なお、検討周波数は、2GHz(中心周波数 2GHz, 周波数範囲 1.8GHz~2.2GHz)とする。

## 3.2 アンテナ構成

図 3.1 に、アンテナ構成を示す。給電素子(放射器)と板状の無給電素子(反射板)は、電磁結合するように互いに近接して配置する。ここで、放射器は板状素子と線状素子から構成される非対称ダイポールアンテナとし、この形状により放射抵抗の低下を抑制する。板状の無給電素子(反射板)は、反射板として機能するように $\lambda/2$ 以上の長さに設定する。なお、非対称ダイポールアンテナは板状素子を地板、線状素子をモノポール素子とする、いわゆるモノポールアンテナ形状と考えてもよい。ただし、モノポールアンテナとは動作原理が異なる。

反射板は、長さ  $L1$  × 幅  $W1$  の薄い銅板とする。放射器は長さ  $L2$  × 幅  $W1$  の板状素子と長さ  $L3$  × 幅  $W2$  の線状素子から構成し、両素子は長さ  $L1$  × 幅  $W1$ 、厚さ 1mm の誘電体基板上に銅箔で形成する。板状素子と線状素子との間隔は 1mm とし、ここに給電点を配置する。反射板端部と板状素子端部との距離を  $L4$ 、放射器と反射板との距離を  $D$  とする。

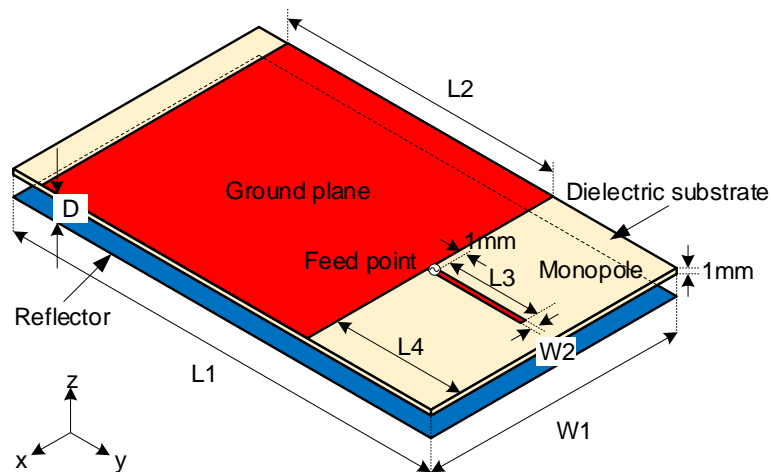


図 3.1 アンテナ構成

### 3.3 アンテナ特性

図 3.1 に示すアンテナ構成において、外形寸法を長さ 85mm×幅 50mm×高さ 5mm ( $0.57\lambda \times 0.33\lambda \times 0.033\lambda @2\text{GHz}$ )、すなわち反射板と誘電体基板サイズを  $L1=85\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 反射板と放射器との距離を  $D=5\text{mm}$  とした. ここで、反射板と誘電体基板は、 $x$ - $y$  面で重なるように配置している. なお、誘電体基板は、パナソニック株式会社の FR-4 基板 (R-1766) を用いた. 本基板の周波数 2GHz における比誘電率と誘電正接は、それぞれ  $\epsilon_r=4.3$ ,  $\tan \delta =0.018$  である.

他設計パラメータは、板状素子サイズ  $L2=54\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 線状素子サイズ  $L3=18\text{mm}$ ,  $W2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離  $L4=25\text{mm}$  とし、アンテナの数値シミュレーションと試作をおこなった. なお、アンテナ導体は、導電率  $\sigma \approx 5.8 \times 10^7 \text{S/m}$  の銅箔であるが、数値シミュレーションでは簡略化して PEC (Perfect Electric Conductor: 完全導体) とした.

表 3.1 に、設計パラメータを示す.

図 3.2 に、試作アンテナを示す.

図 3.3(a), (b) に、スミスチャートと VSWR 特性のシミュレーション結果および実験結果を示す.

図 3.3(a), (b) に示すように、試作アンテナの実験結果において、周波数 2GHz で共振し、 $\text{VSWR} \leq 2$  となる比帯域幅は 5% であった. また、シミュレーション結果と実験結果の傾向は、よく一致している.

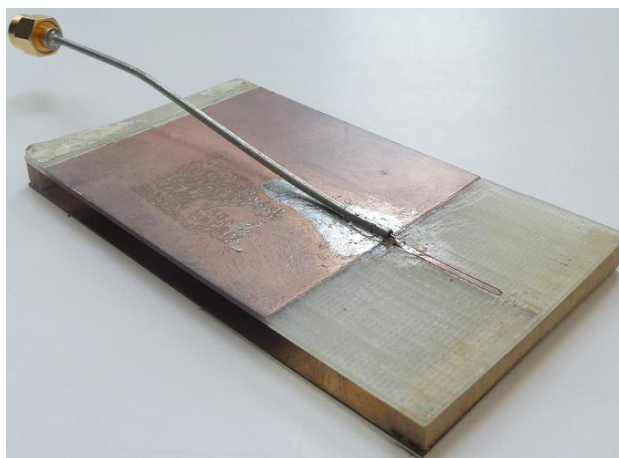
図 3.4(a), (b) に、周波数 2GHz における  $x$ - $z$  面と  $y$ - $z$  面の放射パターンを示す. ここで、各放射パターンは、最大値で正規化している.

図 3.4(a), (b) に示すように、試作アンテナの実験結果において、放射パターンは  $z$  軸方向に単一指向性をもつことから、無給電素子 (反射板) は反射板として機能していることが分か

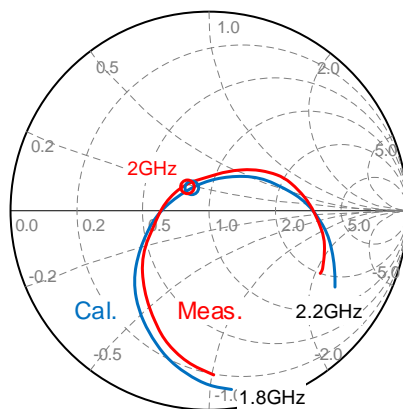
る. 実験値の利得は 6.1dBi, F/B 比は 18.3dB, 半値角は  $100^\circ$  であった. また, シミュレーション結果と実験結果の傾向は, よく一致している. なお, 本アンテナは, 整合回路なしでインピーダンス整合を実現している.

**表 3.1 設計パラメータ**

Parameter	Value (mm)
L1	85
L2	54
L3	18
L4	25
W1	50
W2	1
D	5



**図 3.2 試作アンテナ**



**図 3.3(a) スミスチャート**

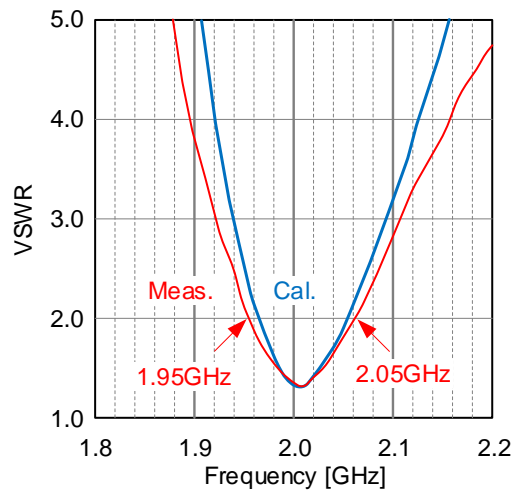


図 3.3(b) VSWR 特性

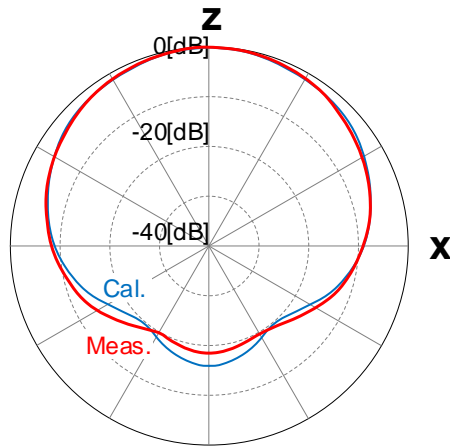


図 3.4(a) x-z 面放射パターン

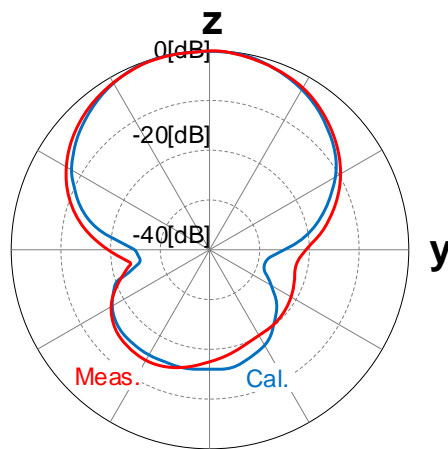


図 3.4(b) y-z 面放射パターン



### 3.4 動作原理

前述の第 3.3 節における数値シミュレーションと実験により、放射器と反射板との距離が  $D=5\text{mm}$  ( $0.033\lambda$  @  $2\text{GHz}$ ) と波長に比べて非常に小さい場合において、単一指向性をもつことが明らかになった。これは、放射器と反射板との近接配置により反射板に流れるイメージ電流が放射器に流れる電流と  $180^\circ$  ずれ、本アンテナがスーパーディレクティブアレーとして動作するためであると考えられる。

この予測が正しいかどうかを見極めるために、はじめに放射器と反射板上における電流分布の数値シミュレーションをおこなった。

図 3.5(a), (b)に、放射器と反射板上における電流分布を示す。

図 3.5(a), (b)に示すように、放射器と反射板上における電流の位相は、逆相になっていることが分かる。

次に、放射器と反射板上における電流分布を詳細に検討するために、図 3.6 に示す電流分布の計算ライン(放射器と反射板の中央線上)において、数値シミュレーションをおこなった。ここで、アンテナの左端を距離  $d=0\text{mm}$ 、右端を  $d=85\text{mm}$  とする。

図 3.7(a), (b)に、中央線上における電流の振幅と位相を示す。ここで、振幅は、最大値で正規化している。

図 3.7(a)に示すように、板状素子上の電流の振幅は、反射板上のものと同様である。線状素子上の電流の振幅は反射板上のものよりも大きい、これは線状素子の幅が反射板の幅と比較して小さいためであると考えられる。

図 3.7(b)に示すように、放射器と反射板上における電流の位相差は、すべての位置で約  $180^\circ$  である。

以上のように、放射器と反射板の両素子上に等振幅の電流が流れ、また電流の位相差が約  $180^\circ$  であることから、本アンテナはスーパーディレクティブ動作であると考えられる。

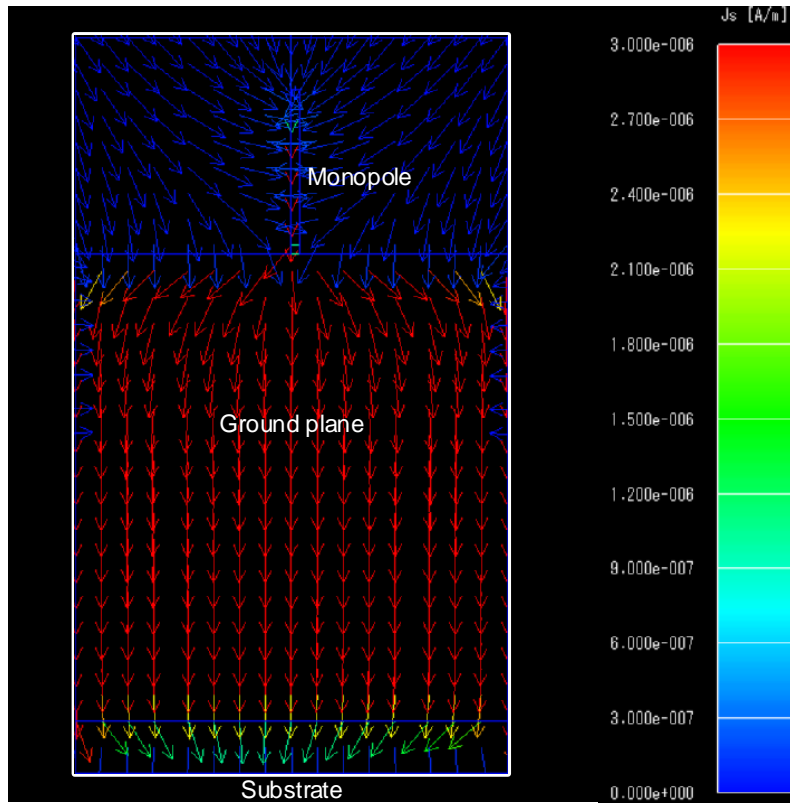


図 3.5(a) 放射器上における電流分布

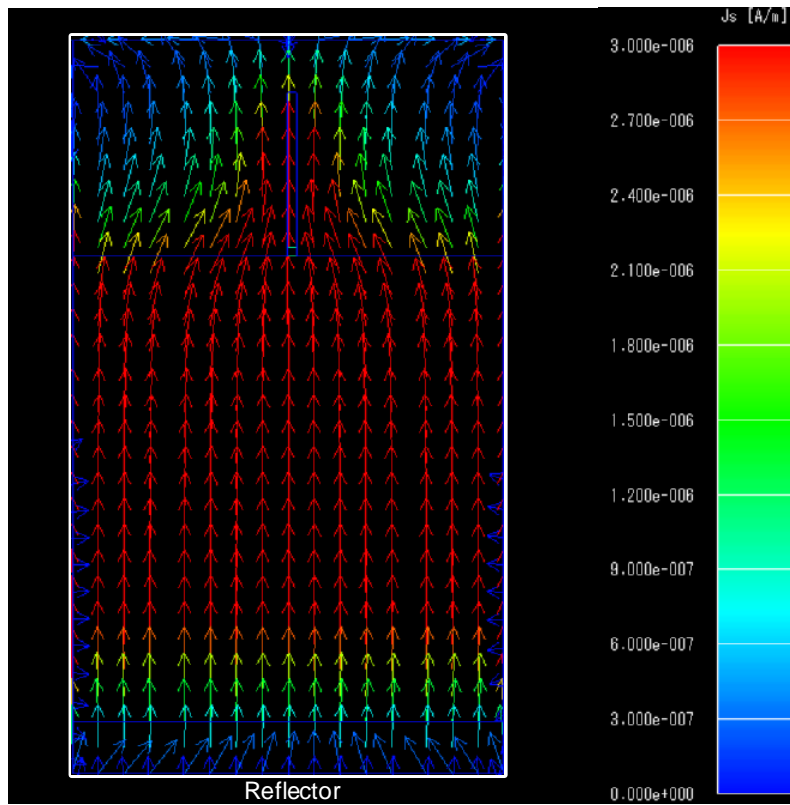


図 3.5(b) 反射板上における電流分布

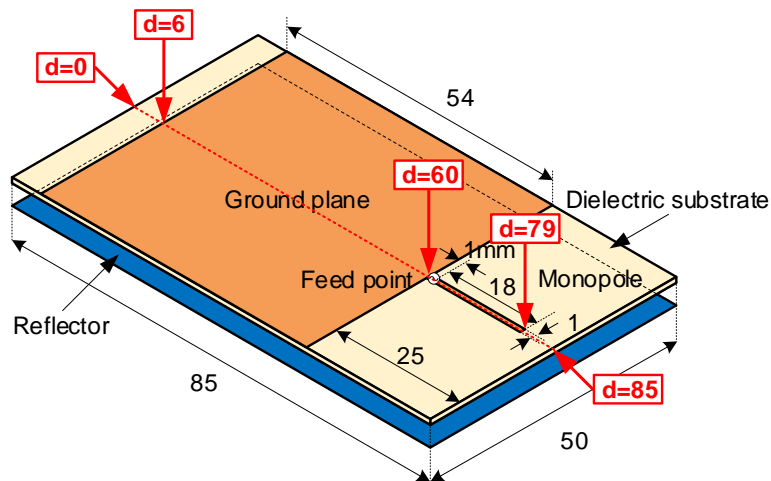


図 3.6 電流分布の計算ライン

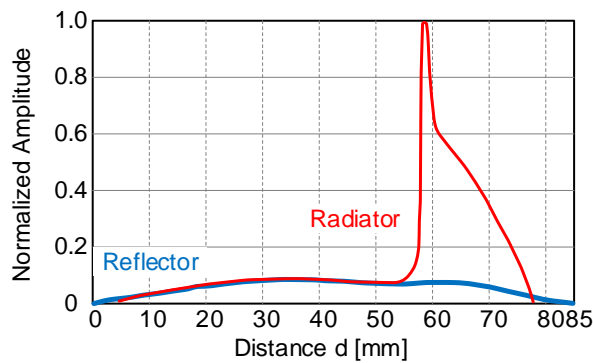


図 3.7(a) 振幅

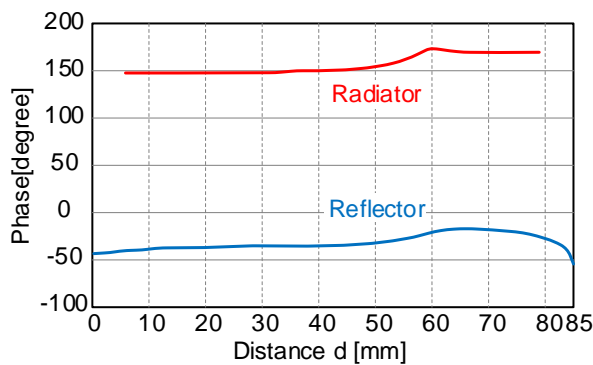


図 3.7(b) 位相

### 3.5 周囲物体による影響

#### 3.5.1 人体頭部による影響

図 3.8 に、人体頭部モデルと接するように配置したアンテナを示す．ここで、アンテナの設計パラメータは、前述の 3.3 節で用いた値と同一とした．また、人体頭部は、比誘電率と導電

率がそれぞれ  $\epsilon_r=43.2$ ,  $\sigma=1.26\text{S/m}$  である脳組織から構成されていると仮定している[60]-[62].

図 3.9(a)~(c)に, 人体頭部の有無によるスミスチャート, 入力インピーダンス特性, および VSWR 特性を示す.

図 3.9(a)~(c)に示すように, 人体頭部の有無による各特性の差異は小さく, 傾向はよく一致している. これは, 図 3.4(a), (b)に示すように, 本アンテナが単一指向性であり(人体頭部と反対方向に強い指向性を持ち), アンテナと人体頭部との相互作用が小さいためであると考えられる.

また, 図 3.10(a), (b)に, 周波数 2GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターンを示す. ここで, 放射パターンは, 最大値で正規化している.

図 3.10(a), (b)に示すように, アンテナを人体頭部に接して配置しても, 放射パターンは z 軸方向に単一指向性を維持していることが分かる.

以上から, 本アンテナは, 人体頭部から受ける影響が非常に小さいと考えられる.

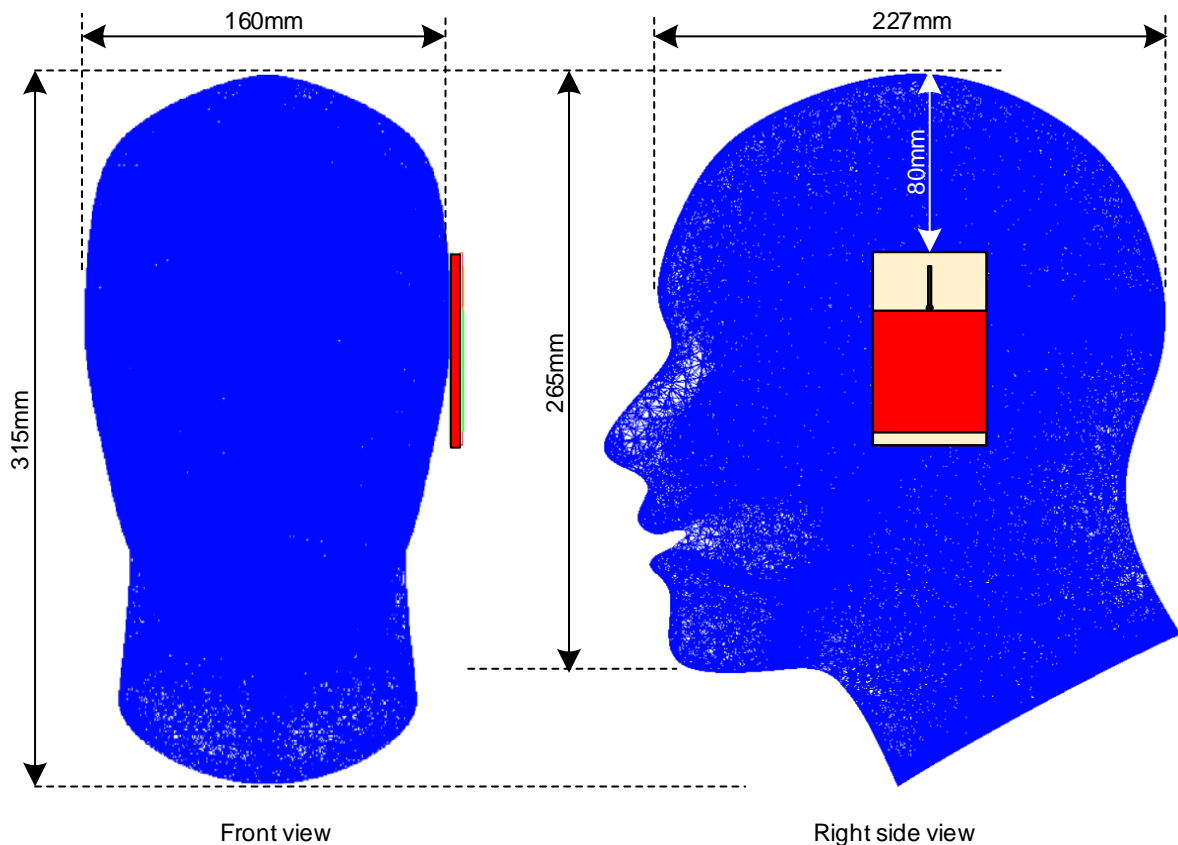


図 3.8 人体頭部に配置したアンテナ

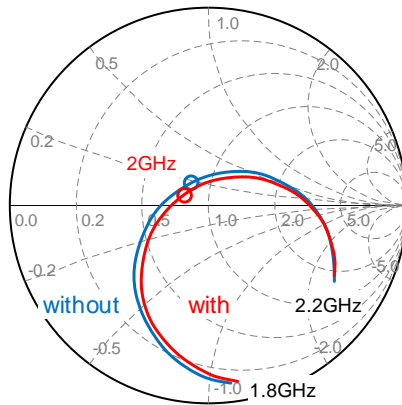


図 3.9(a) 人体頭部の有無によるスミスチャート

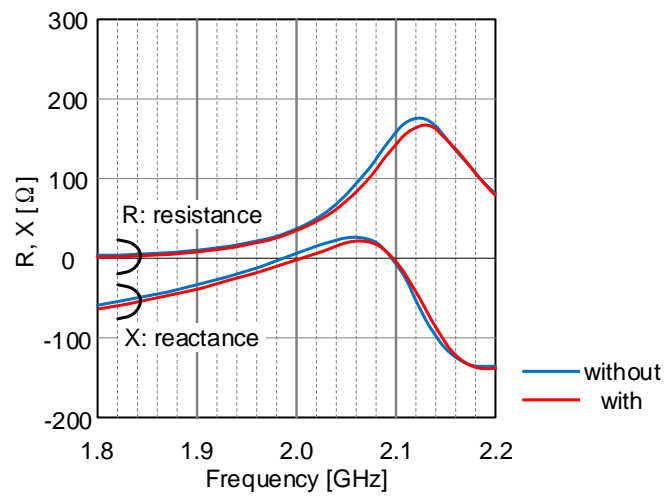


図 3.9(b) 人体頭部の有無による入力インピーダンス特性

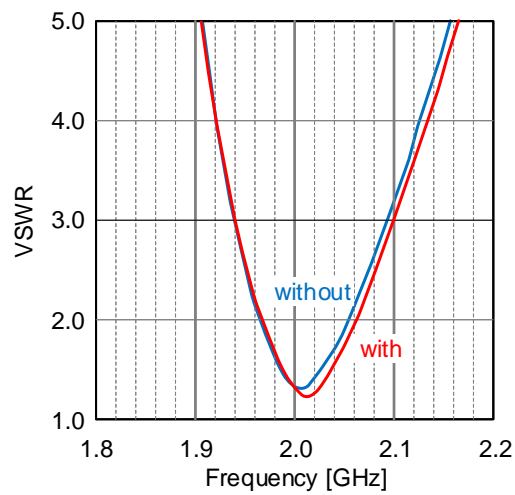


図 3.9(c) 人体頭部の有無による VSWR 特性

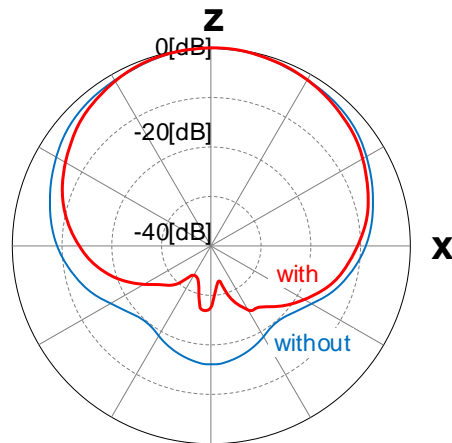


図 3.10(a) 人体頭部の有無による x-z 面放射パターン

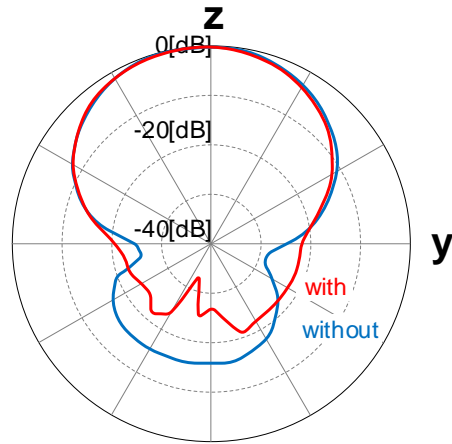


図 3.10(b) 人体頭部の有無による y-z 面放射パターン

### 3.5.2 金属板による影響

図 3.11 に、金属板の中央で接するように配置したアンテナを示す。ここで、金属板は  $300 \times 300\text{mm}$  ( $2\lambda \times 2\lambda$  @2GHz) の薄い PEC とし、アンテナの設計パラメータは前述の 3.3 節で用いた値と同一とした。

図 3.12(a)~(c)に、金属板の有無によるスミスチャート、入力インピーダンス特性、および VSWR 特性を示す。

図 3.12(a)~(c)に示すように、金属板の有無による差異は小さく、傾向はよく一致している。これは、図 3.4(a), (b)に示すように、本アンテナが単一指向性であり(金属板と反対方向に強い指向性を持ち)、アンテナと金属板との相互作用が小さいためであると考えられる。

また、図 3.13(a), (b)に、周波数 2GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターンを示す。ここで、放射パターンは、最大値で正規化している。

図 3.13(a), (b)に示すように、アンテナを金属板上に配置しても、放射パターンは z 軸方向

に単一指向性を維持していることが分かる。

以上から、本アンテナは、金属板から受ける影響が非常に小さいと考えられる。

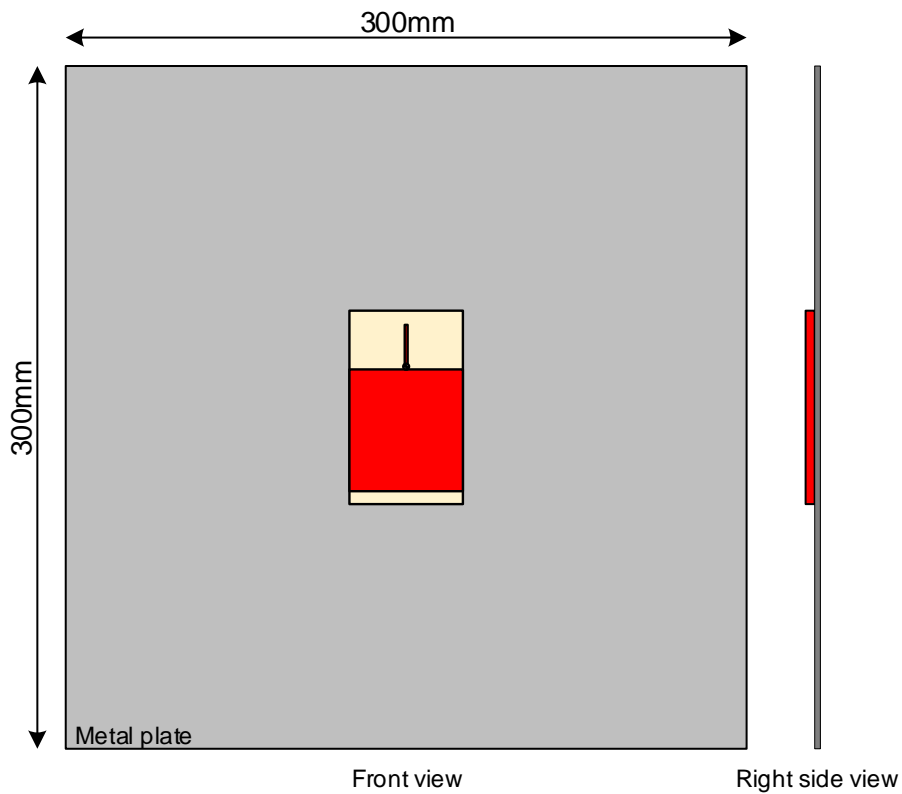


図 3.11 金属板上に配置したアンテナ

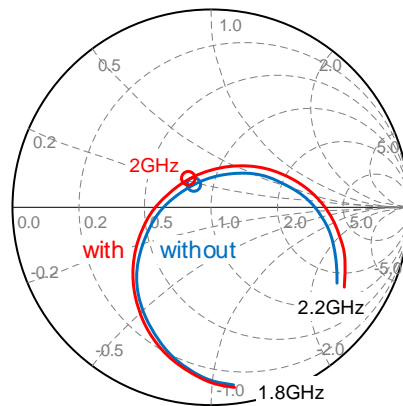


図 3.12(a) 金属板の有無によるスミスチャート

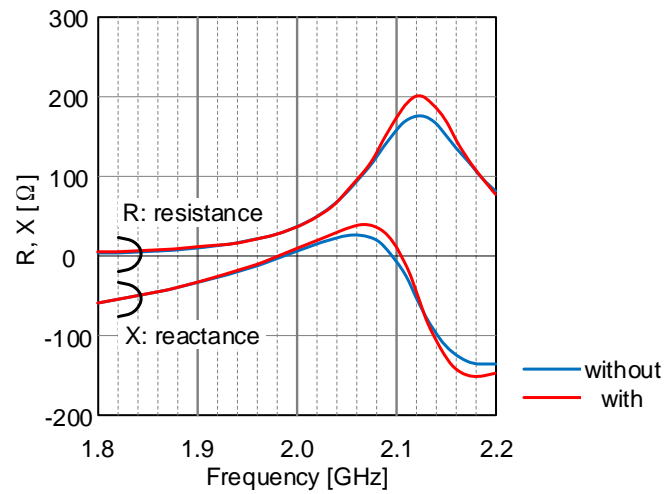


図 3.12(b) 金属板の有無による入力インピーダンス特性

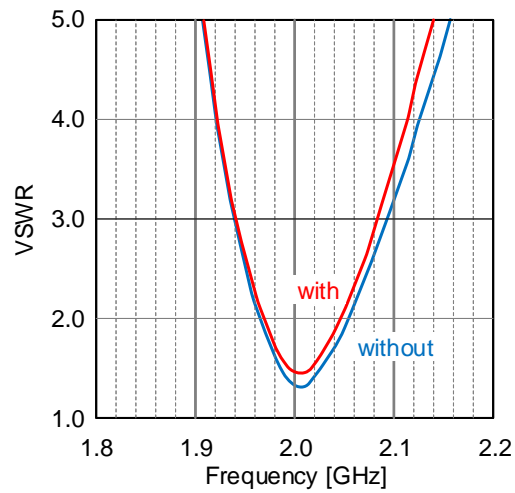


図 3.12(c) 金属板の有無による VSWR 特性

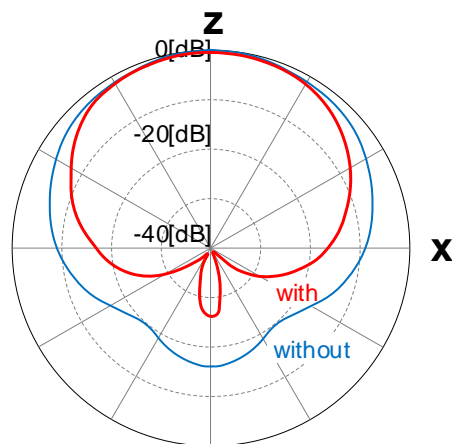


図 3.13(a) 金属板の有無による x-z 面放射パターン



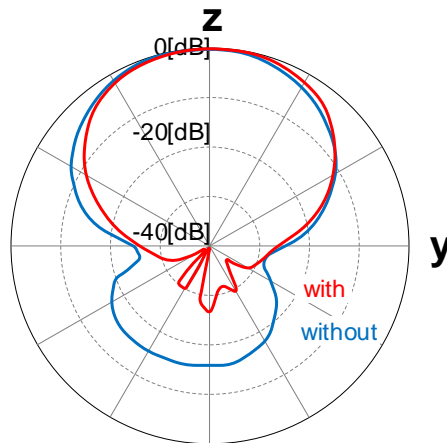


図 3.13(b) 金属板の有無による y-z 面放射パターン

### 3.6 反射板の長さを変化させた場合の F/B 比

反射板と誘電体基板の幅を  $W1=50\text{mm}$ , 板状素子サイズを  $L2=54\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 線状素子サイズを  $L3=18\text{mm}$ ,  $W2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L4=25\text{mm}$ , 放射器と反射板との距離を  $D=5\text{mm}$  とし, 反射板の長さ  $L1$  を  $65\text{mm}$  から  $100\text{mm}$  まで  $5\text{mm}$  ずつ変化させた.

図 3.14 に, 周波数  $2\text{GHz}$  における x-z 面の放射パターンを示す. ここで, 放射パターンは, 最大値で正規化している.

図 3.15 に, x-z 面における F/B 比を示す.

図 3.14 と図 3.15 に示すように, 反射板の長さ  $L1$  が  $75\text{mm}$  ( $\lambda/2$ ) 以上の長さになると, 良好な反射板として機能するようになることが分かる.

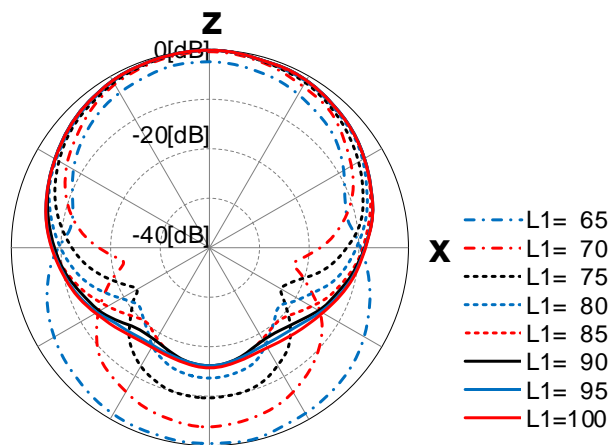


図 3.14 x-z 面放射パターン

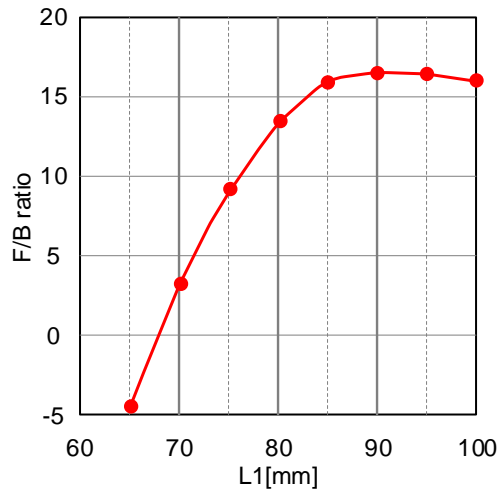


図 3.15 F/B 比

### 3.7 設計パラメータに対する入力インピーダンス特性

前述の第 3.3 節において、数値シミュレーションと実験により、アンテナの基本特性を明らかにした。本アンテナは、放射器と反射板との間隔が  $D=5\text{mm}$  ( $0.033\lambda$  @  $2\text{GHz}$ ) と波長に比べて非常に小さい場合においても、整合回路なしでインピーダンス整合が可能である。このため、本アンテナは、インピーダンスマッチングにスタブ(分布定数線路)を用いていると考えられる。

この予測が正しいかどうかを見極めるとともに、各設計パラメータとアンテナの入力インピーダンス特性の関係を明らかにするために、数値シミュレーションをおこなった。なお、設計パラメータは、図 3.1 に示すものとした。

#### 3.7.1 反射板の有無による特性

図 3.16(a), (b)に、反射板の有無によるスミスチャートと入力インピーダンス特性を示す。ここで、反射板と誘電体基板サイズを  $L1=85\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 板状素子サイズを  $L2=54\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 線状素子サイズを  $L3=18\text{mm}$ ,  $W2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L4=25\text{mm}$  としている。

図 3.16(a), (b)に示すように、反射板を設けると、周波数  $2\text{GHz}$  における入力インピーダンスはスミスチャートの第 4 象限から中央へと移動し、整合回路なしでインピーダンス整合が可能となる。したがって、反射板は、整合素子としても機能している。

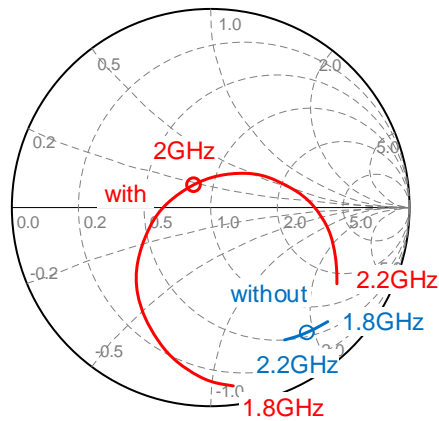


図 3.16(a) 反射板の有無によるスミスチャート

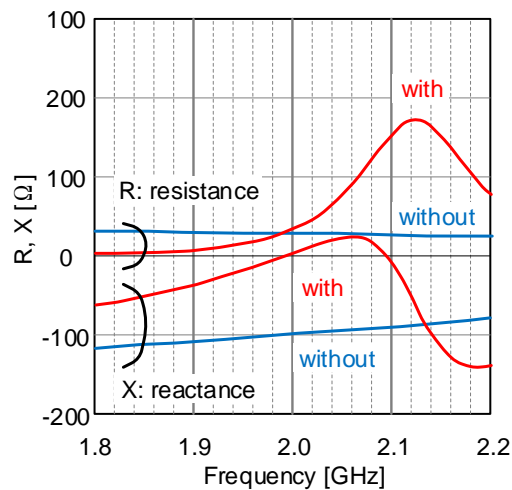


図 3.16(b) 反射板の有無による入力インピーダンス特性

### 3.7.2 反射板と放射器との距離を変化させた場合の特性

反射板と誘電体基板サイズを  $L1=85\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 板状素子サイズを  $L2=54\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 線状素子サイズを  $L3=18\text{mm}$ ,  $W2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L4=25\text{mm}$  とし, 放射器と反射板との距離  $D$  を  $8\text{mm}$  から  $3\text{mm}$  まで  $1\text{mm}$  ずつ変化させた。

図 3.17(a), (b)に, 放射器と反射板との距離  $D$  を変化させた場合のスミスチャートと入力インピーダンス特性を示す。

図 3.17(a), (b)に示すように, 距離  $D$  が小さくなると, スミスチャート上におけるインピーダンスの軌跡は大きくなる(周波数に対するインピーダンスの変化が大きくなる), すなわち狭帯域化する傾向にあることが分かる。

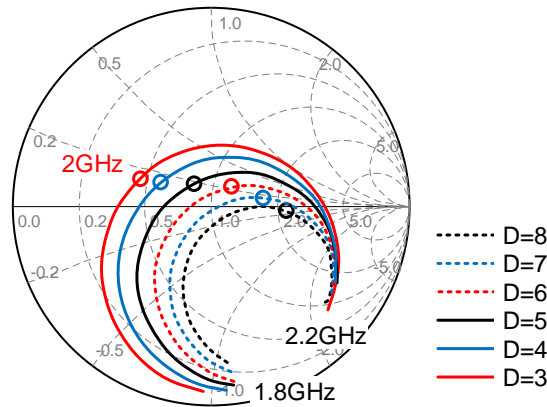


図 3.17(a) 反射板と放射器との距離  $D$  を変化した場合のスミスチャート

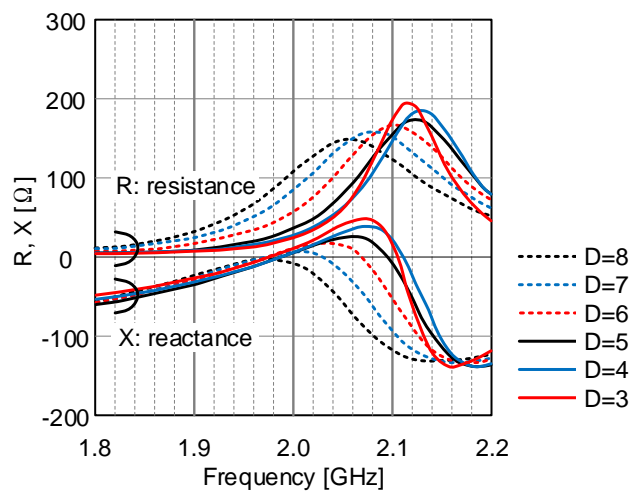


図 3.17(b) 反射板と放射器との距離  $D$  を変化した場合の入力インピーダンス特性

### 3.7.3 板状素子の長さを変化させた場合の特性

反射板と誘電体基板サイズを  $L_1=85\text{mm}$ ,  $W_1=50\text{mm}$ , 板状素子の幅を  $W_1=50\text{mm}$ , 線状素子サイズを  $L_3=18\text{mm}$ ,  $W_2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L_4=25\text{mm}$ , 放射器と反射板との距離を  $D=5\text{mm}$  とし, 板状素子の長さ  $L_2$  を  $56\text{mm}$  から  $52\text{mm}$  まで  $1\text{mm}$  ずつ変化させた.

図 3.18(a)~(c)に, 板状素子の長さ  $L_2$  を変化させた場合のスミスチャート, 入力インピーダンス特性, および VSWR 特性を示す.

図 3.18(a)~(c)に示すように, 板状素子の長さ  $L_2$  が小さくなると, 共振周波数は高周波側にシフトする傾向にあることが分かる.

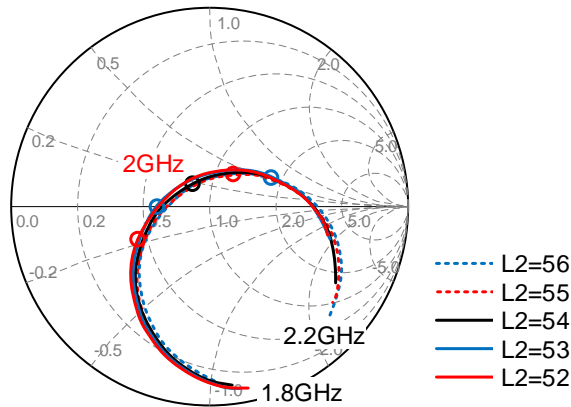


図 3.18(a) 板状素子長  $L_2$  を変化させた場合のスミスチャート

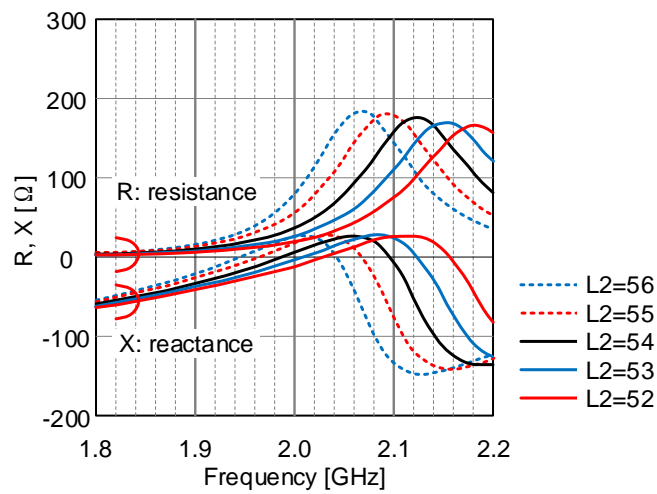


図 3.18(b) 板状素子長  $L_2$  を変化させた場合の入カインピーダンス特性

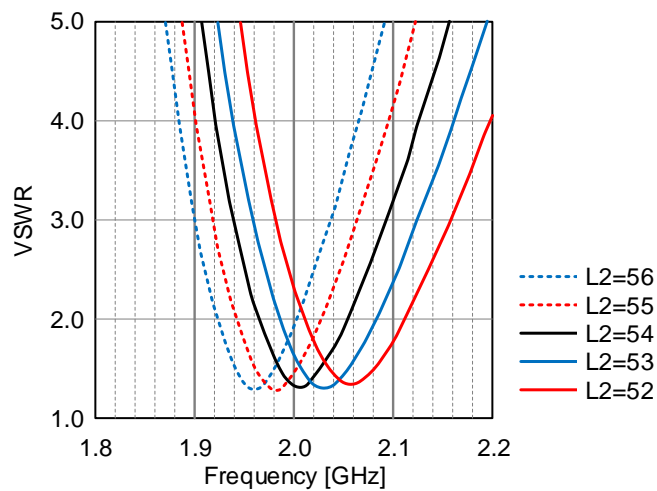


図 3.18(c) 板状素子長  $L_2$  を変化させた場合の VSWR 特性

### 3.7.4 反射板と板状素子の幅を変化させた場合の特性

反射板と誘電体基板の長さを  $L_1=85\text{mm}$ , 板状素子の長さを  $L_2=54\text{mm}$ , 線状素子サイズを  $L_3=18\text{mm}$ ,  $W_2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L_4=25\text{mm}$ , 放射器と反射

板との距離を  $D=5\text{mm}$  とし, 反射板と板状素子(誘電体基板)の幅  $W1$  を  $60\text{mm}$  から  $30\text{mm}$  まで  $10\text{mm}$  ずつ変化させた。

図 3.19(a), (b)に, 反射板と板状素子の幅  $W1$  を変化させた場合のスミスチャートおよび入力インピーダンス特性を示す。

図 3.19(a), (b)に示すように, 反射板と板状素子の幅  $W1$  が小さくなると, スミスチャート上におけるインピーダンスの軌跡は大きくなる(周波数に対するインピーダンスの変化が大きくなる), すなわち狭帯域化する傾向にあることが分かる。

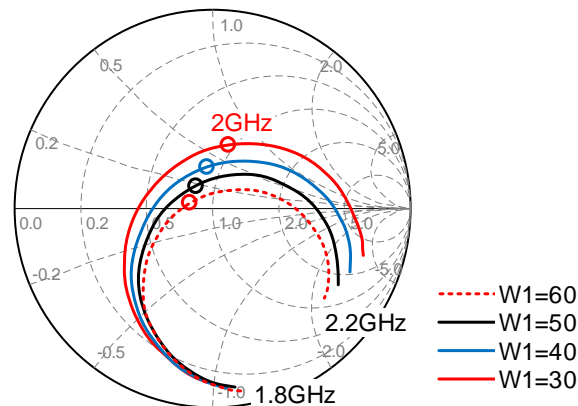


図 3.19(a) 反射板と板状素子の幅  $W1$  を変化させた場合のスミスチャート

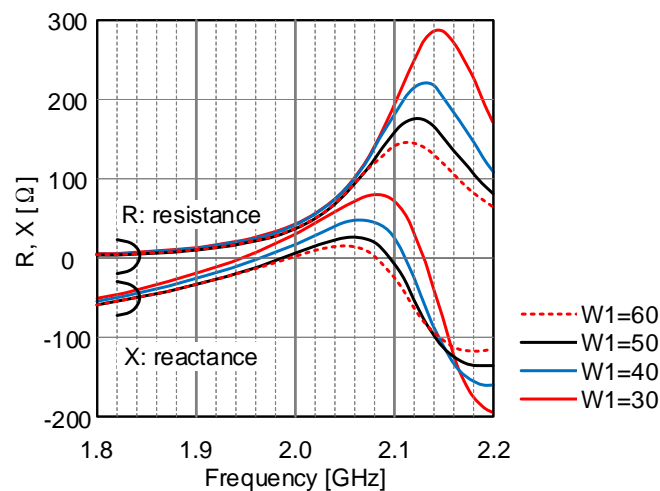


図 3.19(b) 反射板と板状素子の幅  $W1$  を変化させた場合の入力インピーダンス特性

### 3.7.5 線状素子の長さを変化させた場合の特性

反射板と誘電体基板サイズを  $L1=85\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 板状素子サイズを  $L2=54\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 線状素子の幅を  $W2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L4=25\text{mm}$ , 放射器と反射板との距離を  $D=5\text{mm}$  とし, 線状素子の長さ  $L3$  を  $20\text{mm}$  から  $14\text{mm}$  まで  $2\text{mm}$  ずつ変化させた。

図 3.20(a), (b)に, 線状素子の長さ  $L3$  を変化させた場合のスミスチャートと入力インピーダンス特性を示す。

図 3.20(a), (b)に示すように、線状素子の長さ  $L_3$  が小さくなると、入力インピーダンスのリアクタンス成分は低下する傾向にあることが分かる。

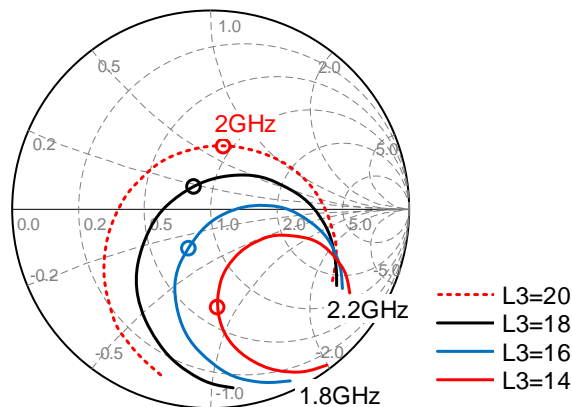


図 3.20(a) 線状素子長  $L_3$  を変化させた場合のスミスチャート

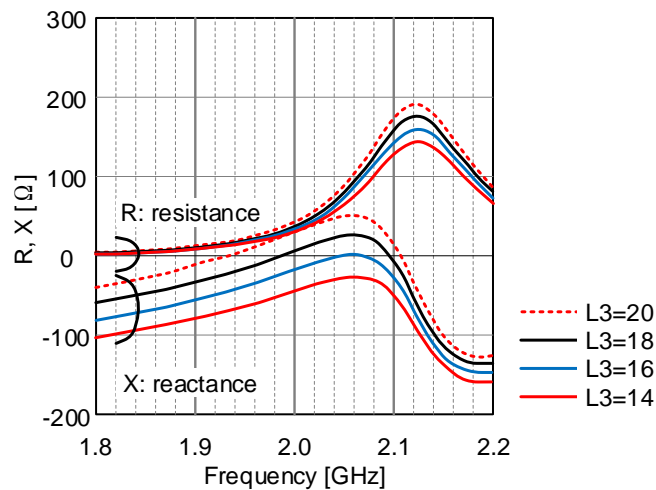


図 3.20(b) 線状素子長  $L_3$  を変化させた場合の入力インピーダンス特性

### 3.7.6 線状素子の幅を変化させた場合の特性

反射板と誘電体基板サイズを  $L_1=85\text{mm}$ ,  $W_1=50\text{mm}$ , 板状素子サイズを  $L_2=54\text{mm}$ ,  $W_1=50\text{mm}$ , 線状素子の長さを  $L_3=18\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L_4=25\text{mm}$ , 放射器と反射板との距離を  $D=5\text{mm}$  とし、線状素子の幅  $W_2$  を  $3\text{mm}$  から  $1\text{mm}$  まで  $1\text{mm}$  ずつ変化させた。

図 3.21(a), (b)に、線状素子の幅  $W_2$  を変化させた場合のスミスチャートと入力インピーダンス特性を示す。

図 3.21(a), (b)に示すように、線状素子の幅  $W_2$  が小さくなると、スミスチャート上におけるインピーダンスの軌跡は、わずかではあるが小さくなる(周波数に対するインピーダンスの変化が小さくなる)、すなわち広帯域化する傾向にあることが分かる。

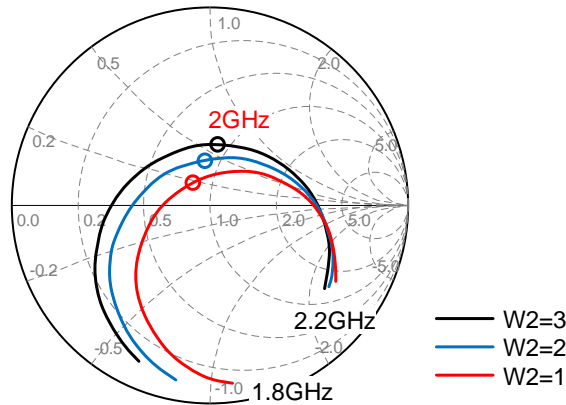


図 3.21(a) 線状素子幅  $W2$  を変化させた場合のスミスチャート

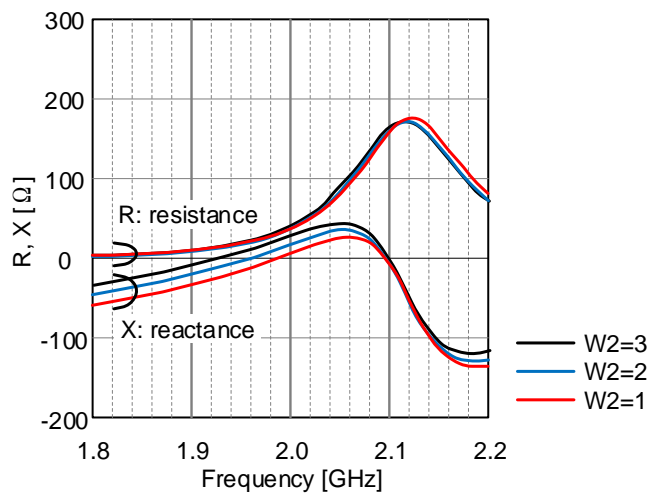


図 3.21(b) 線状素子幅  $W2$  を変化させた場合の入インピーダンス特性

### 3.8 アンテナ設計手法

図 3.1 に示す本アンテナ構成において、前述の第 3.6 節と第 3.7 節から得た設計手法を示す。

反射板は、反射板として機能するように、設計周波数の  $\lambda/2$  以上の長さとする。

帯域幅は、反射板と放射器との距離  $D$ 、反射板と板状素子の幅  $W1$ 、および線状素子の幅  $W2$  に依存する。 $D$  や  $W1$  を大きくする、または  $W2$  を小さくすると広帯域になる。

共振周波数は、板状素子の長さ  $L2$  により決定する。 $L2$  を小さくすると、共振周波数は高周波側にシフトする。

入力インピーダンスのリアクタンス成分は、線状素子の長さ  $L3$  により変更する。 $L3$  を小さくすると、リアクタンス成分は低下する。

以上から、パラメータ設計のフローチャートを図 3.22 に示す。

はじめに、反射板の長さ  $L1$  と線状素子の幅  $W2$  を決定する。ここで、 $L1$  は反射板として



機能するように設計周波数の  $\lambda/2$  以上の長さに設定し, W2 は誘電体基板で信頼性が確保できる最小パターン幅に設定する.

次に, 必要とされる帯域幅を考慮して, D と W1 を決定する.

最後に, L2 と L3 により共振周波数と入力インピーダンスのリアクタンス成分を調整し, インピーダンスマッチングをおこなう. ここで, L4 は, x-y 面において放射器が反射板から突出しないような値にすればよい.

なお, 共振周波数は板状素子長 L2 で決定されるため, 板状素子は放射素子として動作し, 入力インピーダンスのリアクタンス成分は線状素子長 L3 で決定されるため, 線状素子はスタブとして動作していると考えることができる. また, L2 と L3 によりチューニングをおこなうことができるため, 整合回路は不要である.

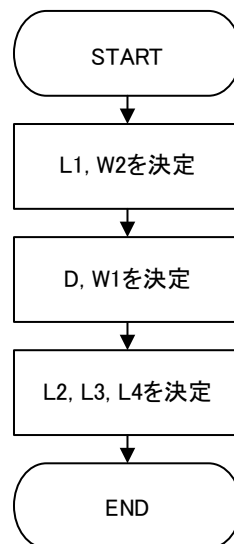


図 3.22 パラメータ設計のフローチャート

### 3.9 まとめ

本章では, 従来にない簡易構造, 低姿勢, および単一指向性を満たすオリジナルアンテナ(低姿勢スーパーディレクティブアンテナ)を実現した.

表 3.2 に, 本アンテナ特性を示す.

従来のアンテナでは, 反射器の近傍に放射器を配置すると放射抵抗の低下を招いていた. これに対し, 本アンテナでは, 放射器を非対称ダイポールアンテナ形状とすることにより, 放射抵抗の低下を抑制できることを見出した.

これにより, 放射器を反射板に近接して配置することが可能となり, 低姿勢化と単一指向性の両立を実現することができた. なお, 本アンテナは, 整合回路を用いずにインピーダンス整合を実現している. 実験結果において,  $VSWR \leq 2$  となる比帯域幅は 5%, 利得は 6.1dBi, F/B 比は 18.3dB, 半値角は  $100^\circ$  であった.

また、本アンテナは、人体頭部や金属板などの周囲物体から受ける影響が非常に小さいことを数値シミュレーションにより明らかにした。さらに、数値シミュレーションにより、各設計パラメータとアンテナ特性の関係を明確化し、設計手法を明らかにした。

このように、本アンテナは簡易構造、低姿勢、および単一指向性を同時に満たし、また周囲物体からの影響を受けにくいいため、IoT 端末用アンテナとして好適であると考えられる。

**表 3.2 アンテナ特性**

Parameter	Value
Frequency	2 GHz
Size	85 × 50 × 5 mm (0.57λ × 0.33λ × 0.033λ @ 2 GHz)
VSWR ≤ 2 Bandwidth	5 %
Gain	6.1 dBi
F/B ratio	18.3 dB
3 dB Beamwidth	100 °

## 第4章 広帯域化

### 4.1 まえがき

近年, IoT (Internet of Things:モノのインターネット) 端末の普及が世界中で急速に進んでいる. IoT は, すべてのものをインターネットに接続するインテリジェントネットワークであり, 既存システムの動作や役割を変える新しい技術として注目を集めている[1]-[6].

IoT を支える技術のひとつとして, アンテナ技術が挙げられる. アンテナは無線通信における情報の出入り口であることから, その性能を大きく左右する重要なファクターといえる. したがって, IoT 社会のニーズに応えるためには, アンテナ技術の研究開発もまた必要不可欠である.

端末用アンテナは, 高い生産性や低コスト化などの観点から簡易構造が要望され, モバイル性やデザイン性などの観点から低姿勢化が要望される. また, 人体や金属体の近傍に設置すると, アンテナ性能が大きく劣化することが知られている. この対策として, アンテナに単一指向性を持たせる手法が有効である[13]-[15]. したがって, 端末用アンテナは簡易構造, 低姿勢, および単一指向性であることが望ましい. なお, 単一指向性は, 電波の方向を制限するため, アンテナ利得を大きくすることができる. また, 不要方向への放射を抑制するため, 他の無線通信システムとの混信を防止することができるという利点もある.

前述の第 3 章において, 簡易構造, 低姿勢, および単一指向性を満たし, また周囲物体からの影響を受けにくいオリジナルアンテナを提案したが, 比較的狭帯域であった.

アンテナの広帯域化には, 無給電素子を給電素子の上下に多層配置するか, 同一面に配置する手法が挙げられる[63]-[70]. しかしながら, 多層配置はアンテナの低姿勢化に反し, 同一面配置は広帯域化の効果が少ない.

自己補対アンテナの定インピーダンス性を用いて広帯域化を図る手法もある[71]-[85]. 自己補対アンテナは, 無限に広い平面導体板の半分で構成するアンテナで, 金属部と空隙部の形状がまったく等しいアンテナ, すなわち自分自身に補対なアンテナをいう. 自己補対アンテナの入力インピーダンスは  $Z=60\pi\Omega$  であり, それを構成する曲線の形状や周波数に関係なく, 常に一定である. なお, 自己補対アンテナの詳細は, 付録 B を参照されたい.

本章では, 前述の第 3 章で提案したオリジナルアンテナに自己補対の原理を導入し, アンテナの広帯域化を図る. また, 放射器の線状素子形状をストレートから T 型に変更することにより, 整合回路なしでインピーダンス整合を取得する. なお, この T 型素子はインピーダンスマッチングが主目的であるため, 他の目的で提案されている T 型モノポール素子を用いたアンテナ[86], [87]とは動作が異なる.

本検討での比較対象アンテナは、前述の第 3 章で提案したオリジナルアンテナとする。また、アンテナの外形寸法は、前述の第 2 章の検討に合わせ、長さ 80mm×幅 50mm×高さ 3mm ( $0.53\lambda \times 0.33\lambda \times 0.020\lambda @2\text{GHz}$ )とする。なお、検討周波数は、2GHz(中心周波数 2GHz, 周波数範囲 1.8GHz~2.2GHz)とする。

はじめに(第 4.2 節において)、比較対象アンテナの特性を示す。第 4.3 節において、本アンテナの構成を示す。第 4.4 節において、数値シミュレーションと実験により、本アンテナの特性を明らかにする。第 4.5 節において、本アンテナの動作原理を示す。第 4.6 節において、周囲物体(人体頭部や金属板)による本アンテナへの影響を検討する。第 4.7 節において、各設計パラメータとアンテナの入力インピーダンス特性の関係を明らかにする。最後に(第 4.8 節において)、本アンテナの設計手法を示す。なお、数値シミュレーションは、FDTD (Finite Difference Time Domain)法に基づく市販のソフトウェア[35]を用いる。FDTD 法の詳細は、付録 C を参照されたい。

## 4.2 比較対象アンテナ特性

図 4.1 に、比較対象アンテナを示す。本アンテナは、前述の第 3 章で提案したオリジナルアンテナを前述の第 2 章の検討に合わせ、外形寸法を長さ 80mm×幅 50mm×高さ 3mm ( $0.53\lambda \times 0.33\lambda \times 0.020\lambda @2\text{GHz}$ )としたものである。すなわち、 $L_1=80\text{mm}$ ,  $W_1=50\text{mm}$ ,  $D=3\text{mm}$ としている。なお、周波数 2GHz における波長  $\lambda$  は、約 150mm である。

他設計パラメータは、板状素子サイズを  $L_2=55.5\text{mm}$ ,  $W_1=50\text{mm}$ , 線状素子サイズを  $L_3=15\text{mm}$ ,  $W_2=1\text{mm}$ , 反射板と板状素子端部との距離を  $L_4=20\text{mm}$  とし、アンテナの数値シミュレーションと試作をおこなった。

表 4.1 に、設計パラメータを示す。

図 4.2 に、試作アンテナを示す。

図 4.3(a), (b)に、スミスチャートと VSWR 特性のシミュレーション結果および実験結果を示す。

図 4.3(a), (b)に示すように、試作アンテナの実験結果において、周波数 2GHz で共振し、 $\text{VSWR} \leq 2$  となる比帯域幅は 3%であった。また、シミュレーション結果と実験結果の傾向は、よく一致している。

図 4.4(a), (b)に、周波数 2GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターンを示す。ここで、各放射パターンは、最大値で正規化している。

図 4.4(a), (b)に示すように、試作アンテナの実験結果において、放射パターンは z 軸方向に単一指向性を有していることが分かる。また、シミュレーション結果と実験結果の傾向は、よく一致している。なお、本アンテナは、インピーダンス整合回路を用いていない。

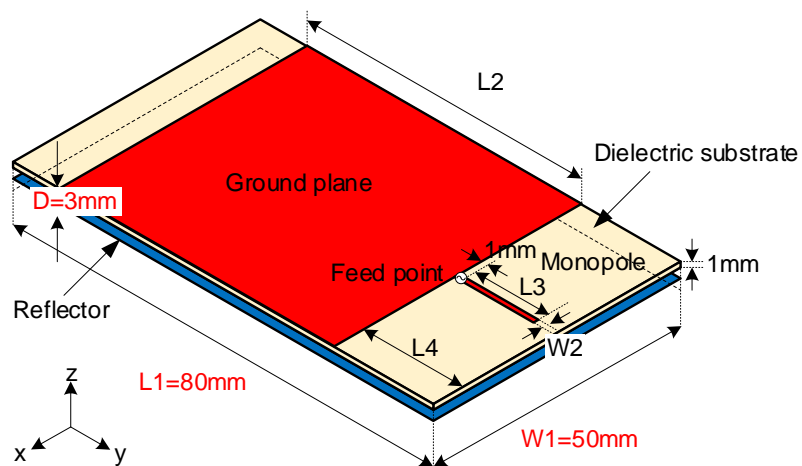


図 4.1 比較対象アンテナ

表 4.1 設計パラメータ

Parameter	Value (mm)
L1	80.0
L2	55.5
L3	15.0
L4	20.0
W1	50.0
W2	1.0
D	3.0

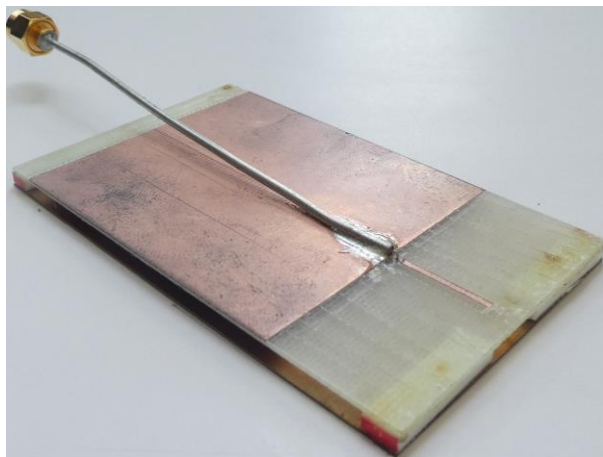


図 4.2 試作アンテナ

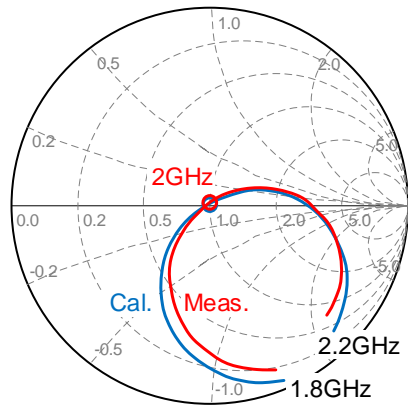


図 4.3(a) スミスチャート

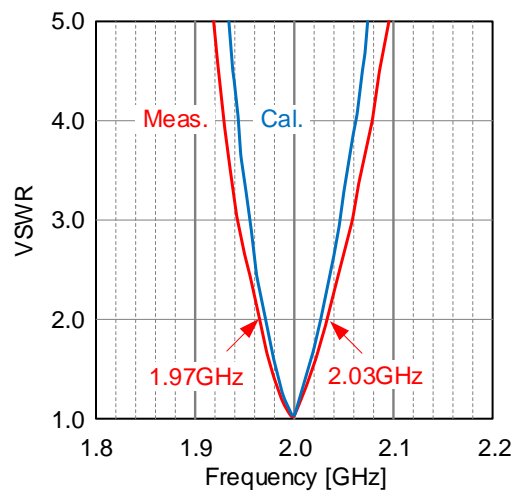


図 4.3(b) VSWR 特性

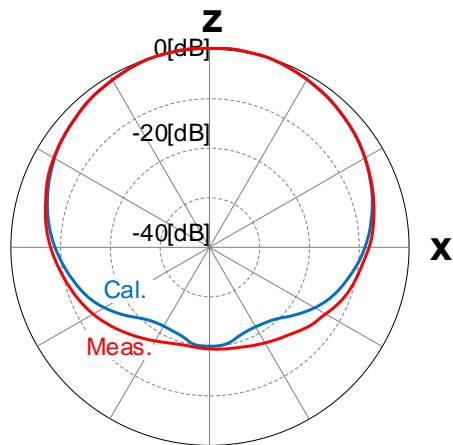


図 4.4(a) x-z 面放射パターン

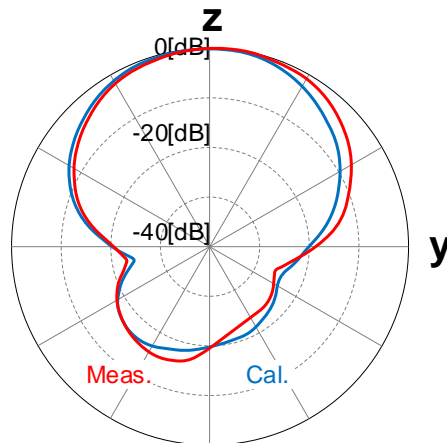


図 4.4(b) y-z 面放射パターン

### 4.3 アンテナ構成

図 4.5 に, アンテナ構成を示す. 本アンテナは, 図 4.1 に示す比較対象アンテナ (原型アンテナ) の板状素子にノッチアンテナ, 板状素子と線状素子との間に抵抗値  $R=60\pi\Omega$  ( $\approx 188\Omega$ ) の抵抗器を追加し, 放射器を自己補対アンテナであるモノポールノッチアンテナ形状に変更することにより広帯域化を図る. また, 線状素子をストレート形状から先端を折り曲げた形状に変更することにより, 整合回路を用いずにアンテナの入力インピーダンス整合を取得する. なお, 線状素子形状は, アンテナの交差偏波成分の低減化から左右対称の T 型とした.

ノッチアンテナは, 長さを  $L5$ , 幅を  $W2$  とし, 線状素子と対向して配置する. 線状素子は長さ  $L3$  の位置で折り曲げ, その折り曲げ部の長さを  $L6$  とする. 線状素子とノッチアンテナとの間隙の一方に給電点を設け, 他方に抵抗値を  $R=60\pi\Omega$  とする抵抗器を設ける. なお, モノポールノッチアンテナは原理的には無限大の導体板を必要とするが, モノポールアンテナとノッチアンテナの間に本抵抗器を設けることにより, 有限の導体板での構成が可能となる.

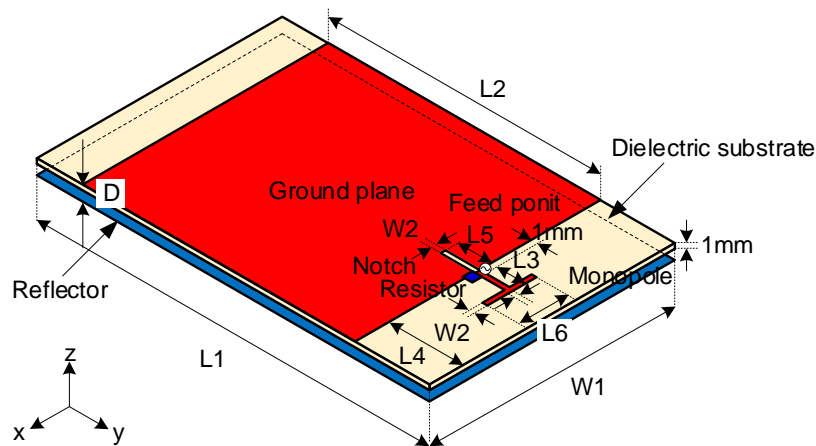


図 4.5 アンテナ構成

#### 4.4 アンテナ特性

図 4.5 に示すアンテナ構成において、外形寸法を長さ 80mm×幅 50mm×高さ 3mm ( $0.57\lambda \times 0.33\lambda \times 0.020\lambda @2\text{GHz}$ )、すなわち反射板と誘電体基板サイズを  $L1=80\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 反射板と給電素子との距離を  $D=3\text{mm}$  とした。ここで、反射板と誘電体基板は、 $x$ - $y$  面で重なるように配置している。なお、誘電体基板は、パナソニック株式会社の FR-4 基板 (R-1766) を用いた。本基板の周波数 2GHz における比誘電率と誘電正接は、それぞれ  $\epsilon_r=4.3$ ,  $\tan \delta=0.018$  である。

他設計パラメータは、板状素子サイズを  $L2=55.5\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 線状素子サイズを  $L3=6\text{mm}$ ,  $L6=10\text{mm}$ ,  $W2=1\text{mm}$ , ノッチアンテナサイズを  $L5=7\text{mm}$ ,  $W2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L4=15\text{mm}$  とし、アンテナの数値シミュレーションと試作をおこなった。なお、抵抗器の抵抗値  $R$  は数値シミュレーションでは  $60\pi \Omega$  に設定したが、試作では  $200\Omega$  を用いた。また、アンテナ導体は、導電率  $\sigma \cong 5.8 \times 10^7 \text{S/m}$  の銅箔であるが、数値シミュレーションでは簡略化して PEC (Perfect Electric Conductor: 完全導体) とした。

表 4.2 に、設計パラメータを示す。

図 4.6 に、試作アンテナを示す。

図 4.7(a), (b) に、スミスチャートと VSWR 特性のシミュレーション結果および実験結果を示す。

図 4.7(a), (b) に示すように、試作アンテナの実験結果において、周波数 2GHz で共振し、 $\text{VSWR} \leq 2$  となる比帯域幅は 6% であった。これは、前述した第 4.2 節の比較対象アンテナ (原型アンテナ) の 2 倍である。また、検討周波数 1.8GHz から 2.2GHz における VSWR は、全て 3 以下となった。なお、シミュレーション結果と実験結果の傾向は、よく一致している。

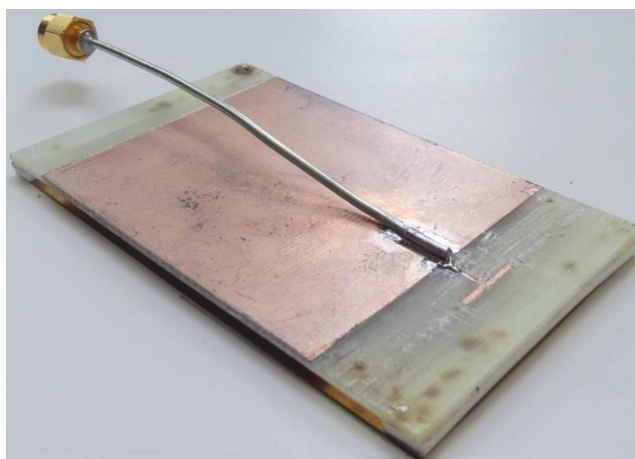
図 4.8(a), (b) に、周波数 2GHz における  $x$ - $z$  面と  $y$ - $z$  面の放射パターンを示す。ここで、各放射パターンは、最大値で正規化している。



図 4.8(a), (b)に示すように, 試作アンテナの実験結果において, 放射パターンは z 軸方向に単一指向性を有していることから, 無給電素子(反射板)は反射板として機能していることが分かる. 実験値の利得は 4.8dBi, F/B 比は 21.8dB, 半値角は  $100^\circ$  であった. また, シミュレーション結果と実験結果の傾向は, よく一致している. なお, 本アンテナは, インピーダンス整合回路を用いていない.

**表 4.2 設計パラメータ**

Parameter	Value
L1	80.0 mm
L2	55.5 mm
L3	6.0 mm
L4	15.0 mm
L5	7.0 mm
L6	10.0 mm
W1	50.0 mm
W2	1.0 mm
D	3.0 mm
R	Calculated: $60\pi \Omega$
	Experimental: $200 \Omega$



**図 4.6 試作アンテナ**

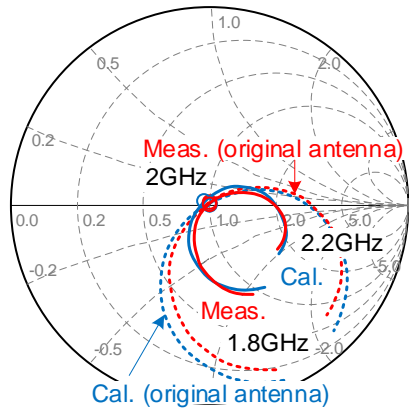


図 4.7(a) スミスチャート

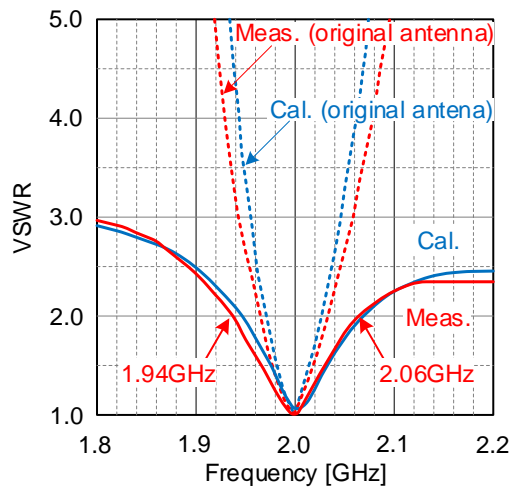


図 4.7(b) VSWR 特性

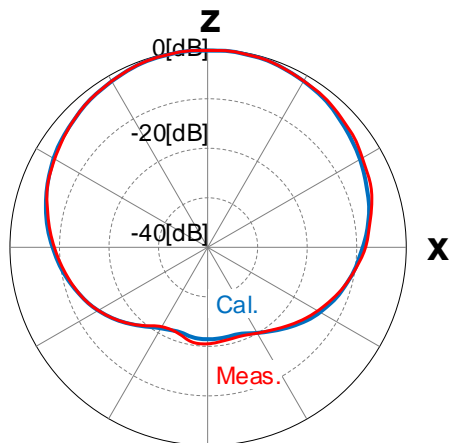


図 4.8(a) x-z 面放射パターン

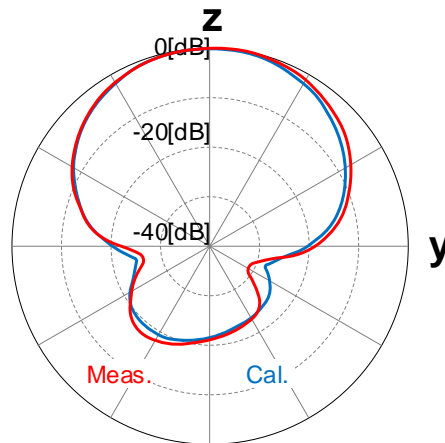


図 4.8(b) y-z 面放射パターン

## 4.5 動作原理

前述の第 3.4 節において、提案した低姿勢スーパーディレクティブアンテナ(原型アンテナ)がスーパーディレクティブ動作をしていることを数値シミュレーションにより明らかにした。

本アンテナは、広帯域化のために放射器を軸対称型自己補対アンテナ(モノポールノッチアンテナ形状)に変更し、また入力インピーダンスの整合から放射器の線状素子形状をストレートから T 型に変更したものである。

前述の第 4.4 節において、反射板と放射器との間隔が  $D=3\text{mm}$  ( $0.020\lambda$  @  $2\text{GHz}$ ) と波長に比べて非常に小さい場合において、単一指向性を有することが明らかとなった。すなわち、放射器が反射板と非常に近接して配置された場合において、エンドファイア方向に最大の指向性が得られている。このため、本アンテナも原型アンテナと同様にスーパーディレクティブ動作をしていると考えられる。

この予測が正しいかどうかを見極めるために、放射器と反射板上における電流分布の数値シミュレーションをおこなった。

図 4.9(a), (b) に周波数  $2\text{GHz}$  における放射器と反射板上の電流分布を示す。

図 4.9(a), (b) に示すように、放射器と反射板上の電流の位相は、逆相となっている。

以上から、本アンテナはスーパーディレクティブ動作をしているといえる。

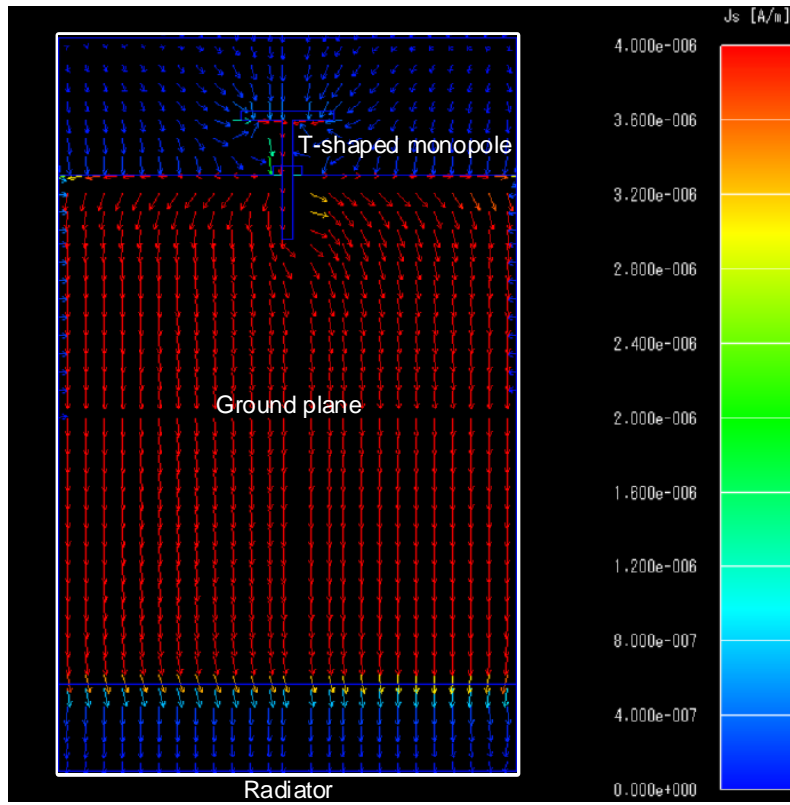


図 4.9(a) 2GHz における放射器上の電流分布

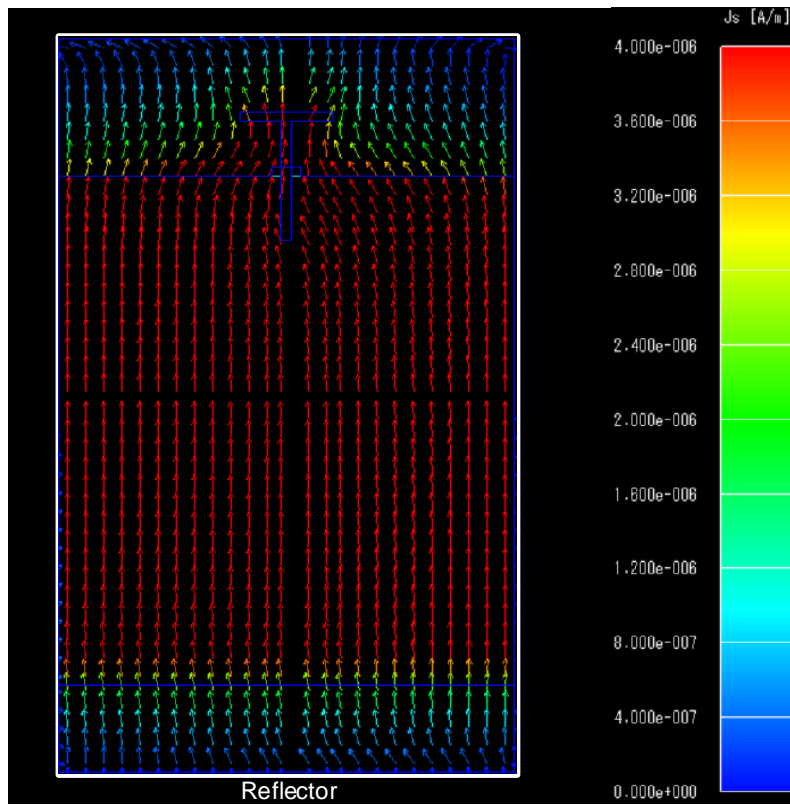


図 4.9(b) 2GHz における反射板上の電流分布

## 4.6 周囲物体による影響

### 4.6.1 人体頭部による影響

図 4.10 に、人体頭部モデルと接するように配置したアンテナを示す。ここで、アンテナの設計パラメータは、前述の 4.4 節で用いた値と同一とした。また、人体頭部は、比誘電率と導電率がそれぞれ  $\epsilon_r=43.2$ 、 $\sigma=1.26\text{S/m}$  である脳組織から構成されていると仮定している [60]-[62]。

図 4.11(a)~(c)に、人体頭部の有無によるスミスチャート、入力インピーダンス特性、および VSWR 特性を示す。

図 4.11(a)~(c)に示すように、人体頭部の有無による各特性の差異は小さく、傾向はよく一致している。これは、図 4.4(a), (b)に示すように、本アンテナが単一指向性であり(人体頭部と反対方向に強い指向性を持ち)、アンテナと人体頭部との相互作用が小さいためであると考えられる。

また、図 4.12(a), (b)に、周波数 2GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターンを示す。ここで、放射パターンは、最大値で正規化している。

図 4.12(a), (b)に示すように、アンテナを人体頭部に接して配置しても、放射パターンは z 軸方向に単一指向性を維持していることが分かる。

以上から、本アンテナは、人体頭部から受ける影響が非常に小さいと考えられる。

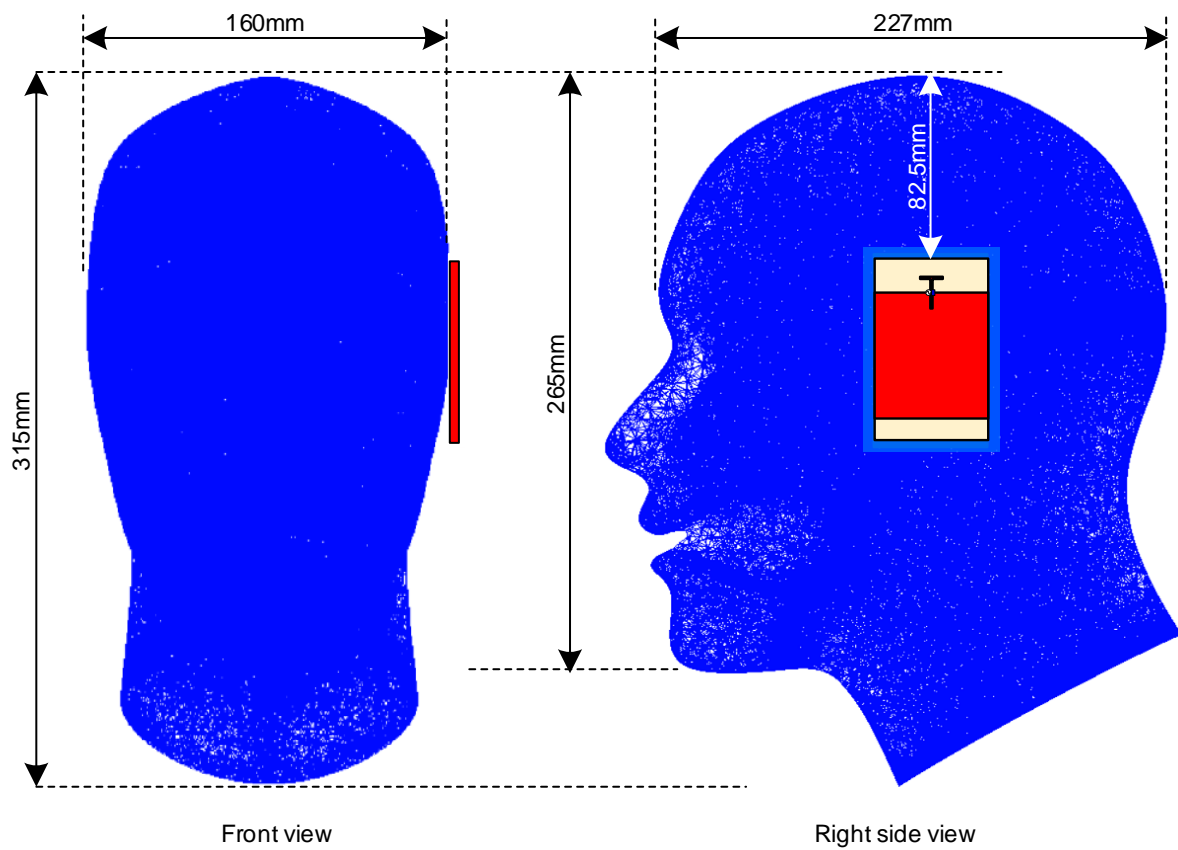


図 4.10 人体頭部に配置したアンテナ

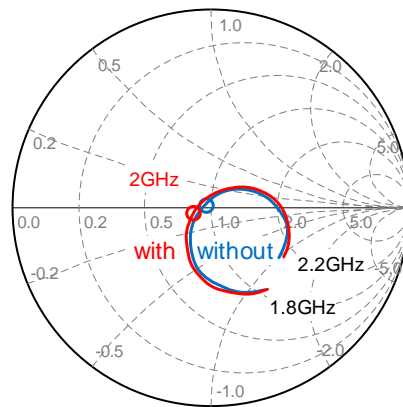


図 4.11(a) 人体頭部の有無によるスミスチャート

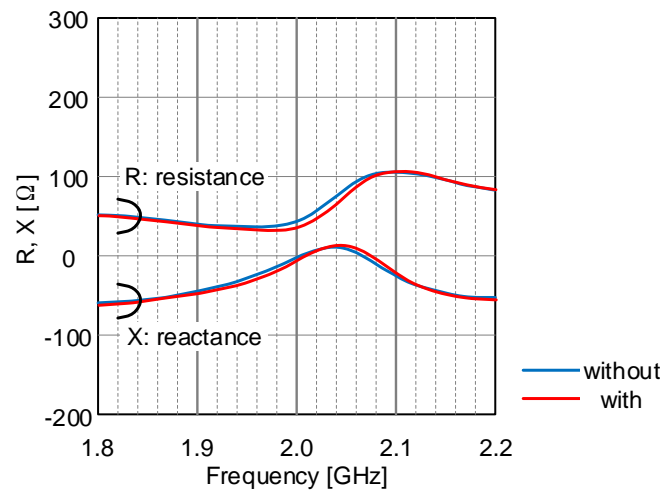


図 4.11(b) 人体頭部の有無による入力インピーダンス特性

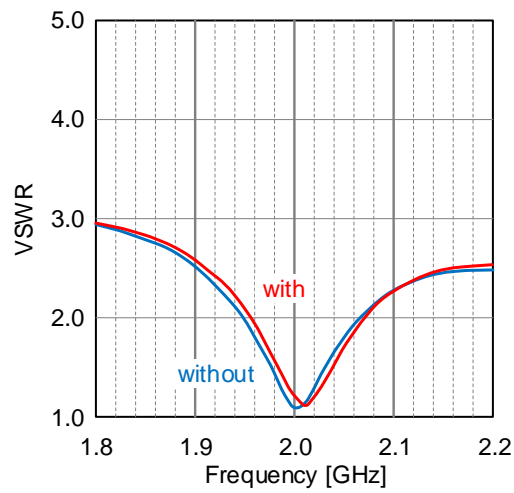


図 4.11(c) 人体頭部の有無による VSWR 特性

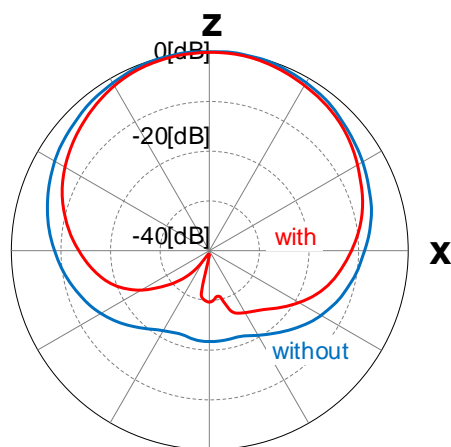


図 4.12(a) 人体頭部の有無による x-z 面放射パターン

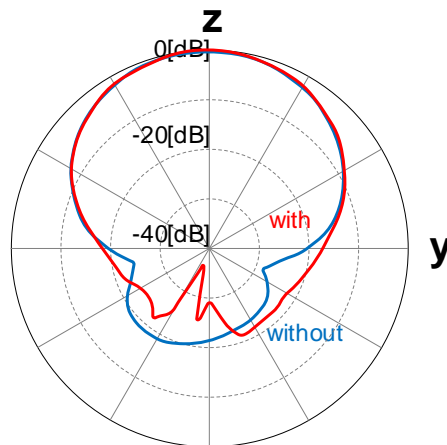


図 4.12(b) 人体頭部の有無による y-z 面放射パターン

#### 4.6.2 金属板による影響

図 4.13 に、金属板の中央で接するように配置したアンテナを示す。ここで、金属板は  $300 \times 300\text{mm}$  ( $2\lambda \times 2\lambda$  @2GHz) の薄い PEC とし、アンテナの設計パラメータは前述の 4.4 節で用いた値と同一とした。

図 4.14(a)~(c)に、金属板の有無によるスミスチャート、入力インピーダンス特性、および VSWR 特性を示す。

図 4.14(a)~(c)に示すように、金属板の有無による差異は小さく、傾向はよく一致している。これは、図 4.8(a), (b)に示すように、本アンテナが単一指向性であり(金属板と反対方向に強い指向性を持ち)、アンテナと金属板との相互作用が小さいためであると考えられる。

また、図 4.15(a), (b)に、周波数 2GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターンを示す。ここで、放射パターンは、最大値で正規化している。

図 4.15(a), (b)に示すように、アンテナを金属板上に配置しても、放射パターンは z 軸方向に単一指向性を維持していることが分かる。

以上から、本アンテナは、金属板から受ける影響が非常に小さいと考えられる。



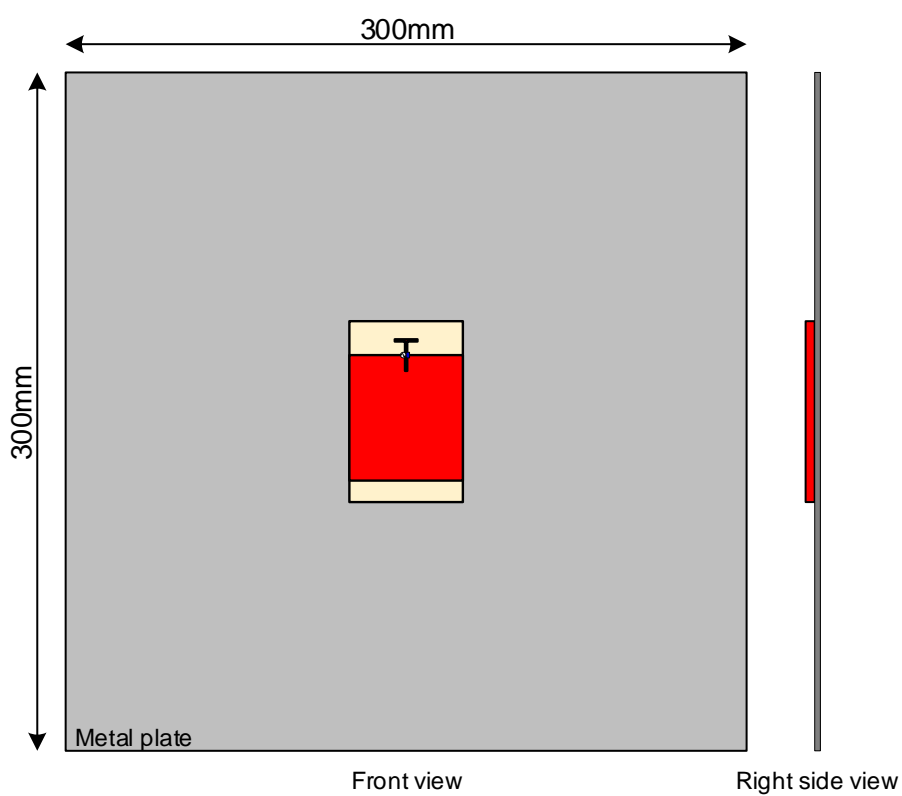


図 4.13 金属板上に配置したアンテナ

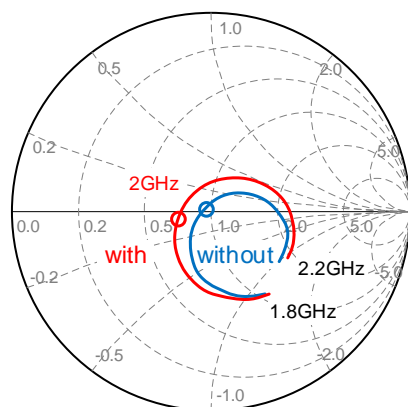


図 4.14(a) 金属板の有無によるスミスチャート

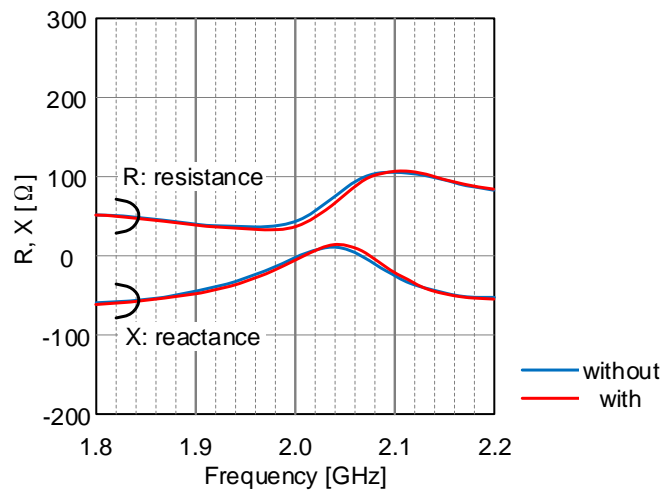


図 4.14(b) 金属板の有無による入力インピーダンス特性

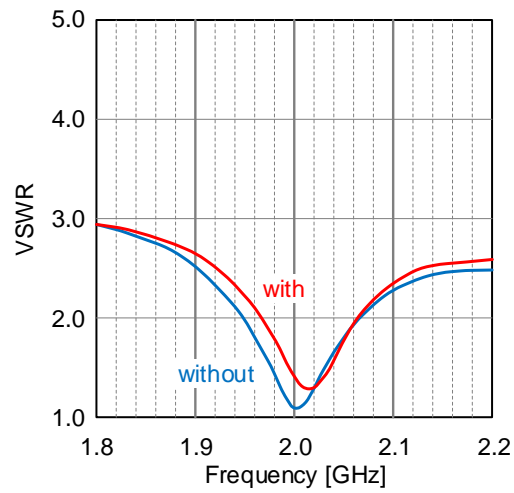


図 4.14(c) 金属板の有無による VSWR 特性

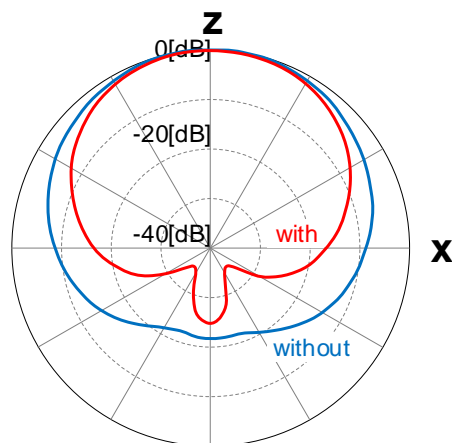


図 4.15(a) 金属板の有無による x-z 面放射パターン

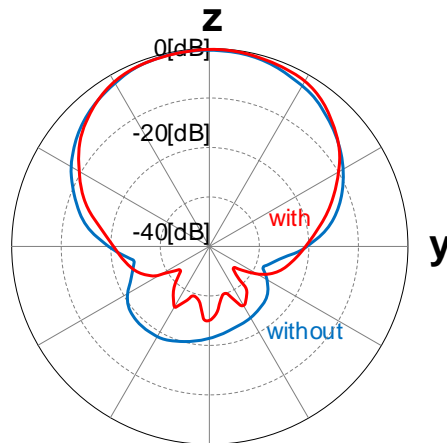


図 4.15(b) 金属板の有無による y-z 面放射パターン

#### 4.7 設計パラメータに対する入力インピーダンス特性

本アンテナは、広帯域化を図るために、前述の第 3 章で提案した低姿勢スーパーディレクティブアンテナ(原型アンテナ)の放射器をモノポールノッチアンテナ形状に変更したものである。また、整合回路なしでインピーダンス整合を取得するために、放射器の線状素子形状をストレートから T 型に変更している。

この設計手法の見極めとともに、各設計パラメータとアンテナの入力インピーダンス特性との関係を明らかにするために数値シミュレーションをおこなう。

数値シミュレーションは、図 4.16 に示す放射器をモノポールノッチアンテナとしたアンテナ(線状素子:ストレート形状)と図 4.5 に示す本アンテナ(線状素子:T 型形状)に対しておこなう。

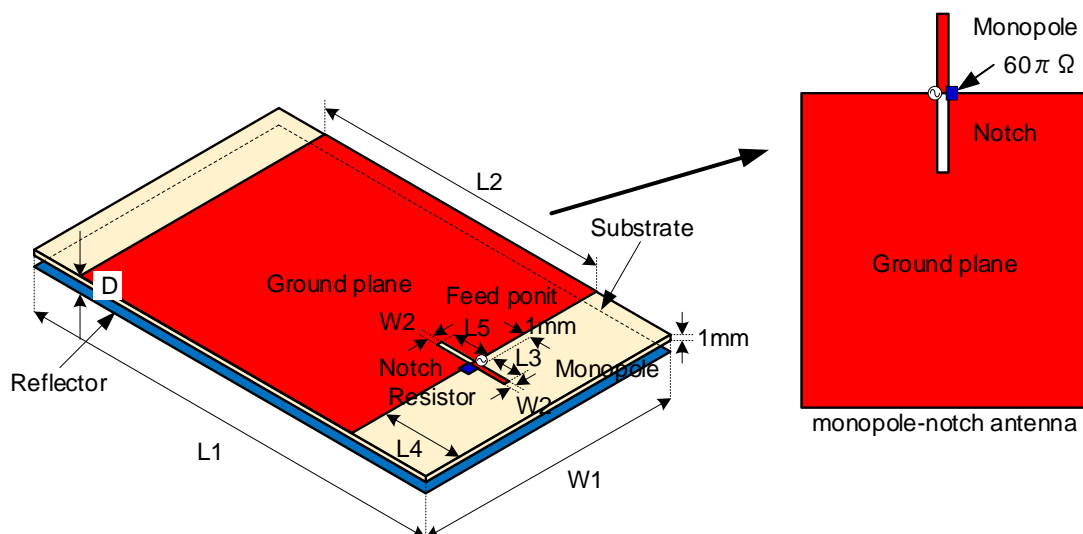


図 4.16 線状素子がストレート形状のアンテナ

#### 4.7.1 線状素子とノッチアンテナの長さを変化させた場合の特性

図 4.16 に示すアンテナにおいて、反射板サイズを  $L1=80\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 板状素子サイズを  $L2=55.5\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 線状素子の幅を  $W2=1\text{mm}$ , ノッチアンテナの幅を  $W2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L4=20\text{mm}$ , 反射板と放射器との距離を  $D=3\text{mm}$ , 抵抗器の抵抗値を  $R=60\pi\ \Omega$  とし、線状素子の長さ  $L3$  を  $15\text{mm}$  から  $1\text{mm}$  まで、ノッチアンテナの長さ  $L5$  を  $16\text{mm}$  から  $2\text{mm}$  まで  $1\text{mm}$  ずつ変化させた。なお、ノッチアンテナの長さ  $L5$  と線状素子の長さ  $L3$  との関係は、ノッチアンテナと線状素子との距離  $1\text{mm}$  を考慮して、 $L5=L3+1$  としている。

図 4.17(a), (b) に、線状素子の長さ  $L3$  とノッチアンテナの長さ  $L5$  を変化させた場合のスミスチャートおよび入力インピーダンス特性を示す。

図 4.17(a), (b) に示すように、線状素子の長さ  $L3$  とノッチアンテナの長さ  $L5$  が小さくなると、周波数に依存することなく、一定の入力インピーダンス ( $Z_{in}=171.3-j39.6\ \Omega$ ) に近づく傾向にある。

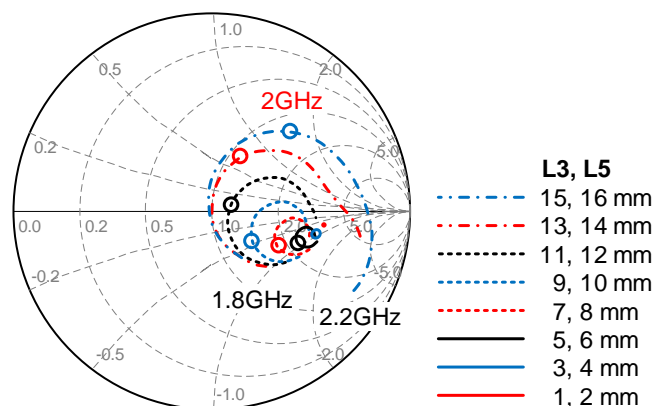


図 4.17(a) 線状素子長  $L3$  とノッチアンテナ長  $L5$  を変化させた場合のスミスチャート

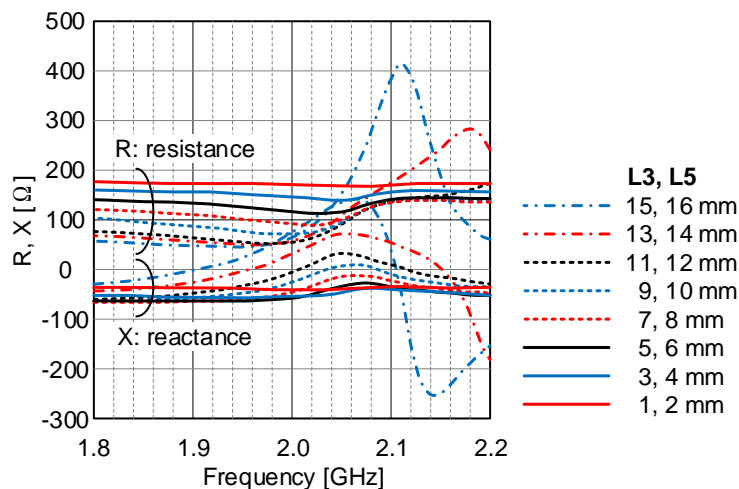


図 4.17(b) 線状素子長  $L3$  とノッチアンテナ長  $L5$  を変化させた場合の入力インピーダンス特性

#### 4.7.2 板状素子の長さを変化させた場合の特性

図 4.16 に示すアンテナにおいて、反射板サイズを  $L1=80\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 板状素子の幅を  $W1=50\text{mm}$ , 線状素子サイズを  $L3=11\text{mm}$ ,  $W2=1\text{mm}$ , ノッチアンテナサイズを  $L3=12\text{mm}$ ,  $W2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L4=20\text{mm}$ , 反射板と放射器との距離を  $D=3\text{mm}$ , 抵抗器の抵抗値を  $R=60\pi\ \Omega$  とし、板状素子の長さ  $L2$  を  $57.5\text{mm}$  から  $53.5\text{mm}$  まで  $1\text{mm}$  ずつ変化させた。

図 4.18(a)~(c)に、板状素子の長さ  $L2$  を変化させた場合のスミスチャート、入力インピーダンス特性、および VSWR 特性を示す。

図 4.18(a)~(c)に示すように、板状素子の長さ  $L2$  が小さくなると、スミスチャート上のインピーダンス特性は反時計回りに回転し、共振周波数は高周波側にシフトする傾向にある。

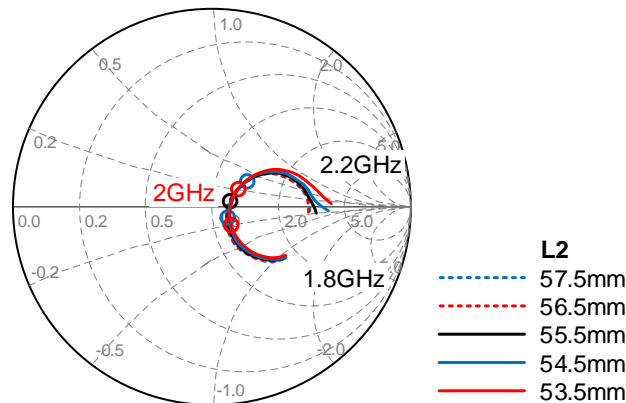


図 4.18(a) 板状素子長  $L2$  を変化させた場合のスミスチャート

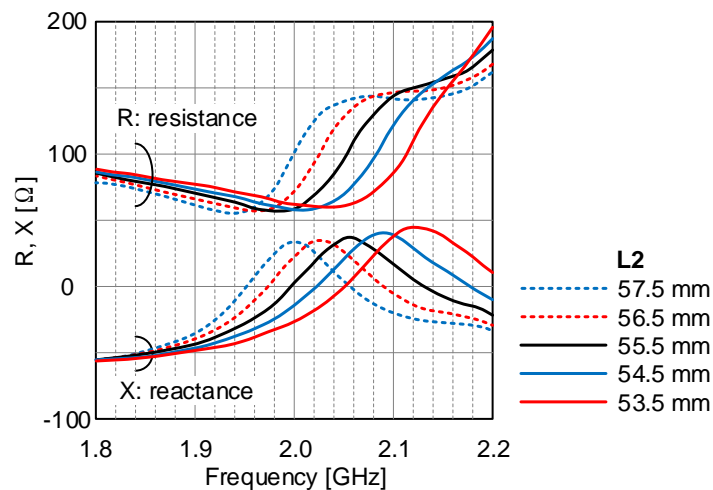


図 4.18(b) 板状素子長  $L2$  を変化させた場合の入力インピーダンス特性

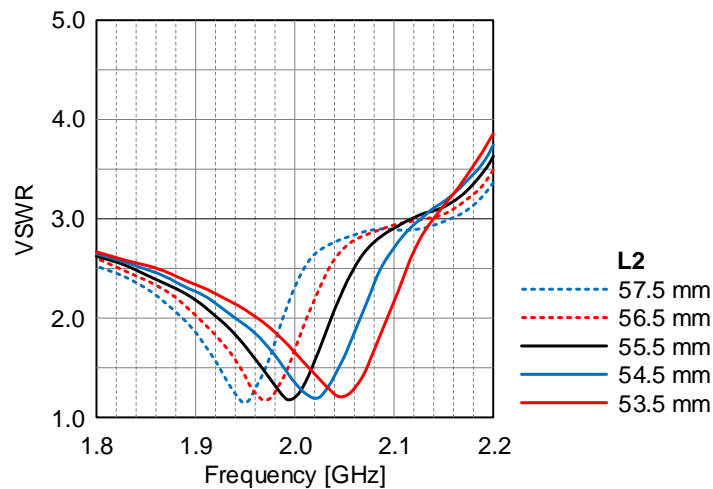


図 4.18(c) 板状素子長を変化させた場合の VSWR 特性

#### 4.7.3 T 型素子とノッチアンテナの長さを変化させた場合の特性

図 4.5 に示すアンテナにおいて、反射板サイズを  $L1=80\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 板状素子サイズを  $L2=55.5\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , T 型素子の折り曲げ部の長さを  $L6=10\text{mm}$ , T 型素子の幅を  $W2=1\text{mm}$ , ノッチアンテナの幅を  $W2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L4=20\text{mm}$ , 反射板と放射器との距離を  $D=3\text{mm}$ , 抵抗器の抵抗値を  $R=60\pi\Omega$  とし, T 型素子の長さ  $L3$  を  $15\text{mm}$  から  $1\text{mm}$  まで, ノッチアンテナの長さ  $L5$  を  $16\text{mm}$  から  $2\text{mm}$  まで  $1\text{mm}$  ずつ変化させた. なお, ノッチアンテナの長さ  $L5$  と T 型素子の長さ  $L3$  との関係は, ノッチアンテナと T 型素子との距離  $1\text{mm}$  を考慮して,  $L5=L3+1$  としている.

図 4.19(a), (b)に, T 型素子の長さ  $L3$  とノッチアンテナの長さ  $L5$  を変化させた場合のスミスチャートおよび入力インピーダンス特性を示す.

図 4.19(a), (b)に示すように, T 型素子の長さ  $L3$  とノッチアンテナの長さ  $L5$  が小さくなると, 周波数に依存することなく, 一定の入力インピーダンス ( $Z_{in}=56.0-j64.3\Omega$ ) に近づく傾向にある. なお, 線状素子は折り曲げ部を有しているため, 図 4.17(a), (b)と比較して周波数  $2\text{GHz}$  における入力インピーダンスの抵抗成分は低下している.

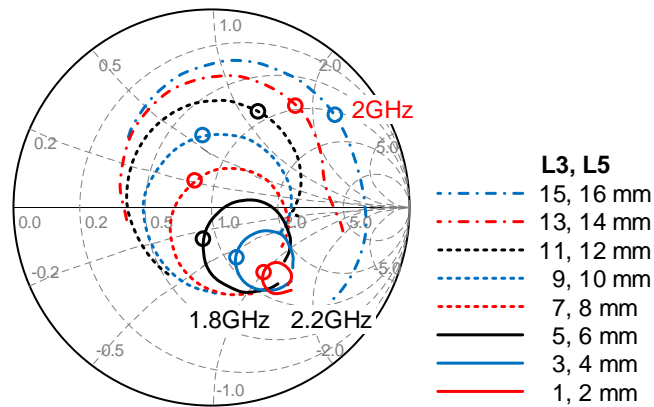


図 4.19(a) T 型素子長 L3 とノッチアンテナ長 L5 を変化させた場合のスミスチャート

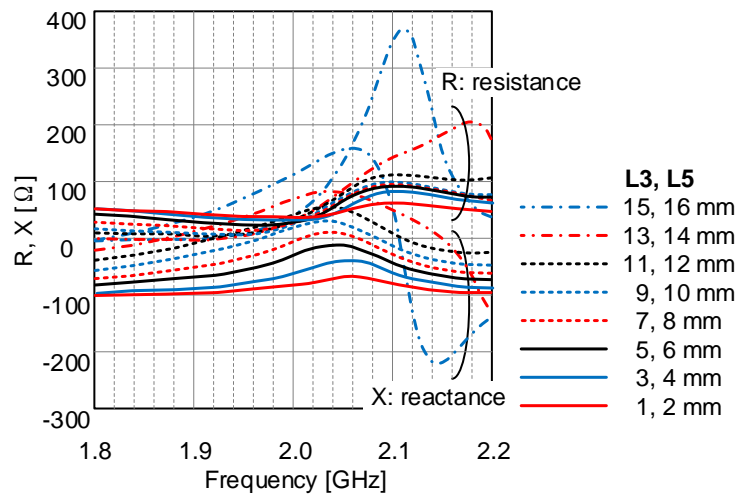


図 4.19(b) T 型素子長 L3 とノッチアンテナ長 L5 を変化させた場合の入力インピーダンス特性

#### 4.7.4 T 型素子の折り曲げ部の長さを変化させた場合の特性

図 4.5 に示すアンテナにおいて、反射板サイズを  $L1=80\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 板状素子サイズを  $L2=55.5\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , T 型素子の長さ  $L3=6\text{mm}$ , T 型素子の幅を  $W2=1\text{mm}$ , ノッチアンテナサイズを  $L5=7\text{mm}$ ,  $W2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L4=20\text{mm}$ , 反射板と放射器との距離を  $D=3\text{mm}$ , 抵抗器の抵抗値を  $R=60\pi\ \Omega$  とし, T 型素子の折り曲げ部の長さ  $L6$  を  $14\text{mm}$  から  $4\text{mm}$  まで  $2\text{mm}$  ずつ変化させた. なお, ノッチアンテナの長さ  $L5$  と T 型素子の長さ  $L3$  との関係は, ノッチアンテナと線状素子との距離  $1\text{mm}$  を考慮して,  $L5=L3+1$  としている.

図 4.20(a), (b) に, T 型素子の折り曲げ部の長さ  $L6$  を変化させた場合のスミスチャートと入力インピーダンス特性を示す.

図 4.20(a), (b) に示すように, T 型素子の折り曲げ部の長さ  $L6$  が小さくなると, スミスチャート上のインピーダンス特性は右下方に移動する, すなわち, 入力インピーダンスの抵抗成分

は大きくなり、リアクタンス成分は小さくなる傾向にある。抵抗成分が大きくなるのは折り曲げ部の長さが小さくなるためであり、リアクタンス成分が小さくなるのは T 型素子の全長が小さくなるためであると考えられる。

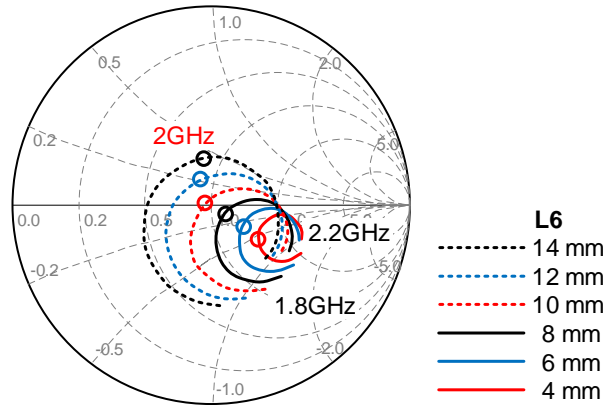


図 4.20(a) T 型素子の折り曲げ部の長さ L6 を変化した場合のスミスチャート

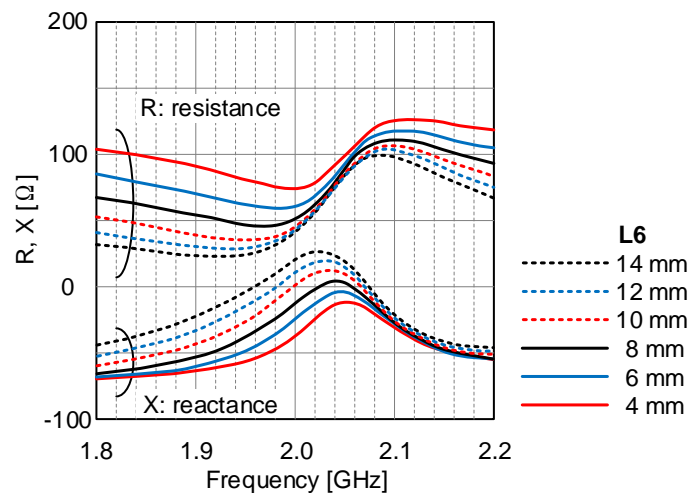


図 4.20(b) T 型素子の折り曲げ部の長さ L6 を変化した場合の入力インピーダンス特性

#### 4.7.5 線状素子の長さを変化させた場合の特性

図 4.16 に示すアンテナにおいて、反射板サイズを  $L1=80\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 板状素子サイズを  $L2=55.5\text{mm}$ ,  $W1=50\text{mm}$ , 線状素子の幅を  $W2=1\text{mm}$ , ノッチアンテナサイズを  $L5=12\text{mm}$ ,  $W2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L4=20\text{mm}$ , 反射板と放射器との距離を  $D=3\text{mm}$ , 抵抗器の抵抗値を  $R=60\pi\ \Omega$  とし、線状素子の長さ  $L3$  を  $15\text{mm}$  から  $1\text{mm}$  まで  $2\text{mm}$  ずつ変化させた。

図 4.21(a), (b) に、線状素子の長さ  $L3$  を変化させた場合のスミスチャートと入力インピーダンス特性を示す。

図 4.21(a), (b) に示すように、線状素子の長さ  $L3$  が小さくなると、周波数  $2\text{GHz}$  における入力インピーダンスの抵抗成分は大きくなる傾向にある。



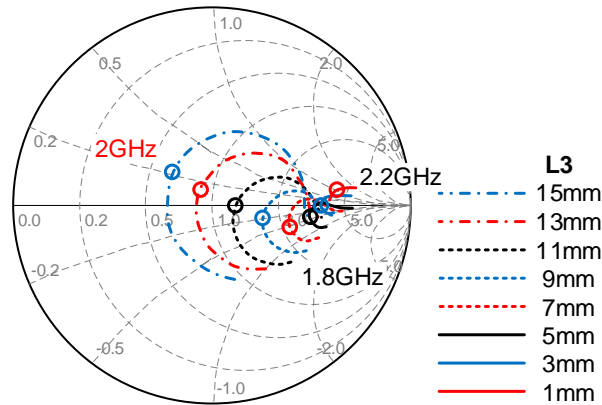


図 4.21(a) 線状素子長  $L_3$  を変化させた場合のスミスチャート

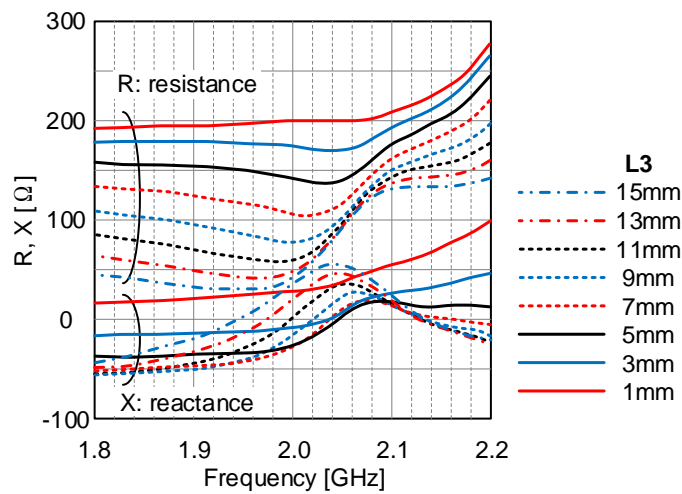


図 4.21(b) 線状素子長  $L_3$  を変化させた場合の入力インピーダンス特性

#### 4.7.6 ノッチアンテナの長さを変化させた場合の特性

図 4.16 に示すアンテナにおいて、反射板サイズを  $L_1=80\text{mm}$ ,  $W_1=50\text{mm}$ , 板状素子サイズを  $L_2=55.5\text{mm}$ ,  $W_1=50\text{mm}$ , 線状素子サイズを  $L_3=11\text{mm}$ ,  $W_2=1\text{mm}$ , ノッチアンテナの幅を  $W_2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L_4=20\text{mm}$ , 反射板と放射器との距離を  $D=3\text{mm}$ , 抵抗器の抵抗値を  $R=60\pi\ \Omega$  とし、ノッチアンテナの長さ  $L_5$  を  $16\text{mm}$  から  $0\text{mm}$  まで  $2\text{mm}$  ずつ変化させた。

図 4.22(a), (b) に、ノッチアンテナの長さ  $L_5$  を変化させた場合のスミスチャートと入力インピーダンス特性を示す。

図 4.22(a), (b) に示すように、ノッチアンテナの長さ  $L_5$  が小さくなると、周波数  $2\text{GHz}$  におけるリアクタンス分は小さくなる傾向にある。

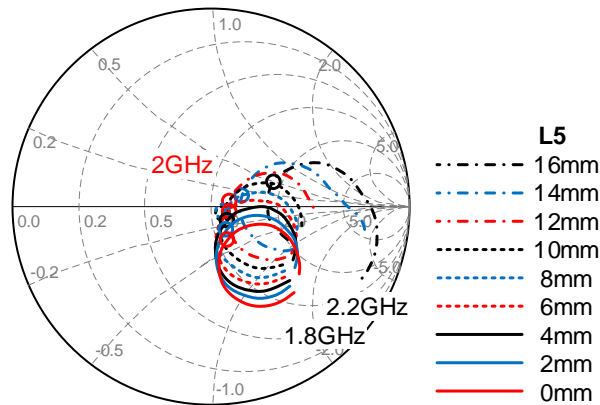


図 4.22(a) ノッチアンテナ長  $L_5$  を変化させた場合のスミスチャート

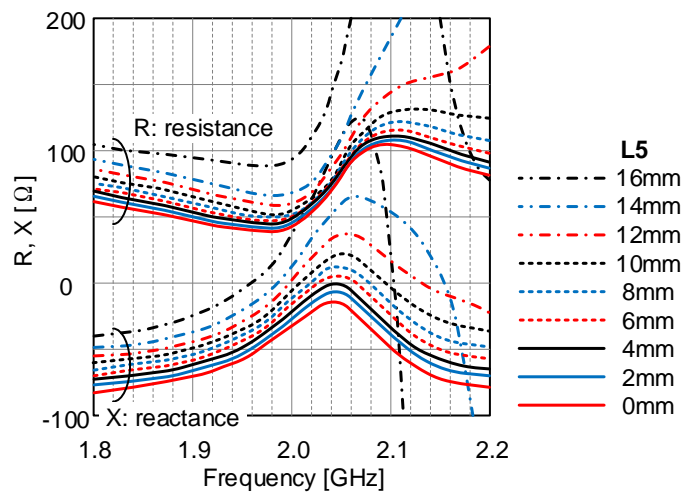


図 4.22(b) ノッチアンテナ長  $L_5$  を変化させた場合の入力インピーダンス特性

#### 4.7.7 抵抗器の抵抗値を変化させた場合の特性

図 4.16 に示すアンテナにおいて、反射板サイズを  $L_1=80\text{mm}$ ,  $W_1=50\text{mm}$ , 板状素子サイズを  $L_2=55.5\text{mm}$ ,  $W_1=50\text{mm}$ , 線状素子サイズを  $L_3=11\text{mm}$ ,  $W_2=1\text{mm}$ , ノッチアンテナサイズを  $L_5=12\text{mm}$ ,  $W_2=1\text{mm}$ , 反射板端部と板状素子端部との距離を  $L_4=20\text{mm}$ , 反射板と放射器との距離を  $D=3\text{mm}$  とし、抵抗器の抵抗値  $R$  を  $0\Omega$  から  $1\text{k}\Omega$  まで変化させた。また、抵抗器を外したオープンな状態にした。

図 4.23(a)~(c) に、抵抗器の抵抗値  $R$  を変化させた場合と抵抗器を外した場合のスミスチャート、入力インピーダンスの抵抗成分、および入力インピーダンスのリアクタンス成分を示す。

図 4.23(a)~(c)に示すように、抵抗器の抵抗値  $R$  が大きくなると、周波数  $2\text{GHz}$  における入力インピーダンスのリアクタンス成分は小さくなる傾向にある。

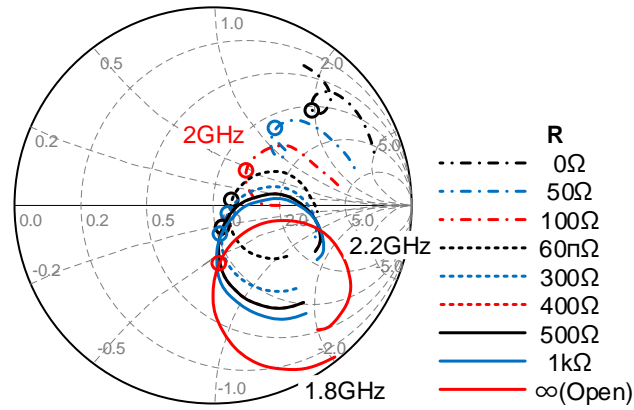


図 4.23(a) 抵抗器の抵抗値  $R$  を変化した場合と抵抗器を外した場合のスミスチャート

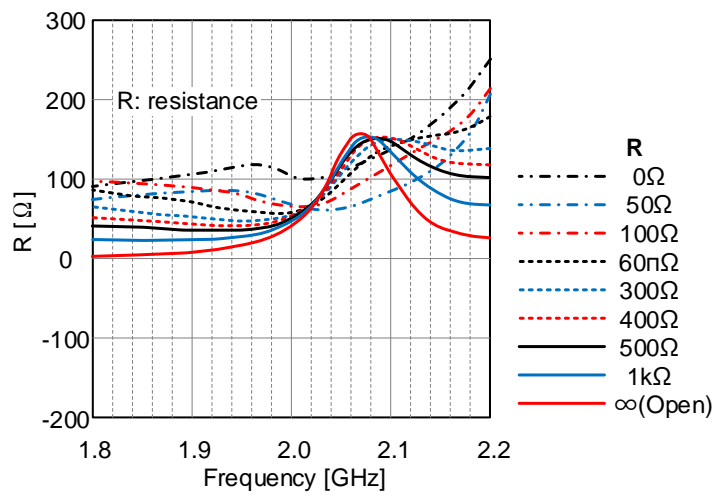


図 4.23(b) 抵抗器の抵抗値  $R$  を変化した場合と抵抗器を外した場合の抵抗成分

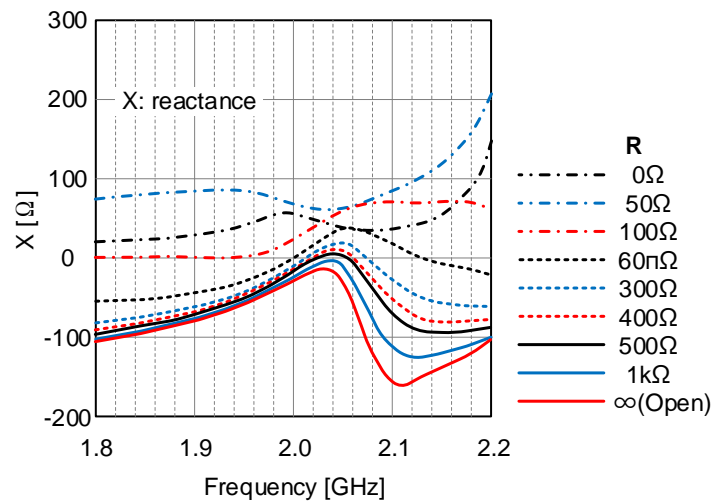


図 4.23(c) 抵抗器の抵抗値  $R$  を変化した場合と抵抗器を外した場合のリアクタンス成分

## 4.8 アンテナ設計手法

本アンテナは、広帯域化を図るために、前述の第 3 章で提案した低姿勢スーパーディレクティブアンテナ(原型アンテナ)の放射器をモノポールノッチアンテナ形状に変更したものである。また、整合回路なしでインピーダンス整合を取得するために、放射器の線状素子形状をストレートから T 型に変更している。

図 4.5 に示す本アンテナ構成と図 4.16 に示す線状素子がストレート形状のアンテナ構成において、前述の第 4.7 節から得た設計手法を示す。

線状素子の長さ  $L3$  とノッチアンテナの長さ  $L5$  を小さくすると、周波数に依存することなく、一定の入力インピーダンスに近づいていく。

共振周波数は、板状素子の長さ  $L2$  により決定する。 $L2$  を小さくすると、共振周波数は高周波側にシフトする。

T 型素子は、折り曲げ部が無いストレート形状と比較して、入力インピーダンスの抵抗成分を低下させることができる。

T 型素子の長さ  $L3$  とノッチアンテナの長さ  $L5$  を小さくすると、周波数に依存することなく、一定の入力インピーダンスに近づいていく。

T 型素子の折り曲げ部の長さ  $L6$  により、入力インピーダンスの抵抗成分を変更することができる。 $L6$  を大きくすると、入力インピーダンスの抵抗成分を小さくすることができる。

線状素子の長さ  $L3$  により、入力インピーダンスの抵抗成分を変更することができる。 $L3$  を小さくすると、入力インピーダンスの抵抗成分を小さくすることができる。

ノッチアンテナの長さ  $L5$  により、入力インピーダンスのリアクタンス成分を変更することができる。 $L5$  を小さくすると、入力インピーダンスのリアクタンス成分を小さくすることができる。

抵抗器の抵抗値  $R$  により、入力インピーダンスのリアクタンス成分を変更することができる。 $R$  を小さくすると、入力インピーダンスのリアクタンス成分を小さくすることができる。

以上および前述の第 3.8 節から、パラメータ設計のフローチャートを図 4.24 に示す。

アンテナの外形寸法を変更することなく、すなわちアンテナの幅  $W1$  やアンテナの高さ  $D$  を大きくすることなく広帯域化を図る場合、ノッチアンテナと抵抗器を追加することにより定インピーダンス化をおこなう。そして、線状素子形状をストレートから T 型に変更することにより、インピーダンス整合を取得すればよい。

はじめに、反射板の長さ  $L1$  と線状素子の幅  $W2$  を決定する。ここで、 $L1$  は反射板として機能するように設計周波数の  $\lambda/2$  以上の長さに設定し、 $W2$  は誘電体基板で信頼性が確保できる最小パターン幅に設定する。

次に、許容されるアンテナの外形寸法を考慮して、 $D$  と  $W1$  を決定する。その後、 $L2$  と  $L3$  により共振周波数と入力インピーダンスのリアクタンス成分を調整し、インピーダンスマッチングをおこなう。 $L4$  は、x-y 面において放射器が反射板から突出しないような値にすればよい。

最後に、帯域幅の確認をおこない問題がなければ終了とする。帯域幅に問題があれば（広帯域化を図る場合は）、ノッチアンテナと抵抗器 ( $R=60\pi\Omega$ ) を追加し、また線状素子をストレートから T 型に変更し、 $L3, L5, L6$  を決定する。なお、必要であれば、抵抗器の抵抗値  $R$  を変更してもよい。

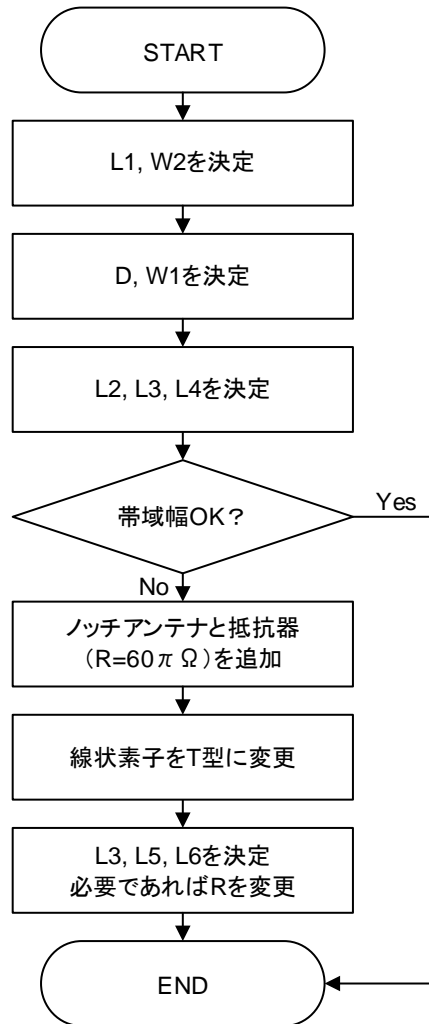


図 4.24 パラメータ設計のフローチャート

## 4.9 まとめ

本章では、前述の第 3 章で提案した低姿勢スーパーディレクティブアンテナ（原型アンテナ）の広帯域化を図った。

表 4.3 に、本アンテナ特性を示す。

本アンテナは、原型アンテナの放射器にノッチアンテナと  $60\pi\Omega$  のチップ抵抗を追加し、また放射器の線状素子形状をストレートから T 型に変更した。このように、自己補対構造を応用することにより、実験結果において  $VSWR \leq 2$  となる比帯域幅は 6%となった。これは、

原型アンテナの2倍である。また、検討周波数 1.8GHz から 2.2GHz における VSWR は、すべて 3 以下となった。これは、比帯域幅 20%以上に相当する。なお、利得は 4.8dBi, F/B 比は 22.0dB, 半値角は 100° であった。

また、本アンテナは、人体頭部や金属板などの周囲物体から受ける影響が非常に小さいことを数値シミュレーションにより明らかにした。さらに、数値シミュレーションにより、各設計パラメータとアンテナ特性の関係を明確化し、設計手法を明らかにした。

このように、本アンテナは簡易構造、低姿勢、および単一指向性ととも広帯域化を満たし、また周囲物体からの影響を受けにくいいため、IoT 端末用アンテナとして好適であると考えられる。

**表 4.3 アンテナ特性**

Parameter	Value
Frequency	2 GHz
Size	80 × 50 × 3 mm (0.53λ × 0.33λ × 0.020λ @ 2 GHz)
VSWR ≤ 2 Bandwidth	6 %
VSWR ≤ 3 Bandwidth	More than 20 %
Gain	4.8 dBi
F/B ratio	22.0 dB
3 dB Beamwidth	100 °

## 第5章 マルチバンド化

### 5.1 まえがき

近年, IoT (Internet of Things: モノのインターネット) 端末の普及が世界中で急速に進んでいる. IoT は, すべてのものをインターネットに接続するインテリジェントネットワークであり, 既存システムの動作や役割を変える新しい技術として注目を集めている[1]-[6].

IoT を支える技術のひとつとして, アンテナ技術が挙げられる. アンテナは無線通信における情報の出入り口であることから, その性能を大きく左右する重要なファクターといえる. したがって, IoT 社会のニーズに応えるためには, アンテナ技術の研究開発もまた必要不可欠である.

端末用アンテナは, 高い生産性や低コスト化などの観点から簡易構造が要望され, モバイル性やデザイン性などの観点から低姿勢化が要望される. また, 人体や金属体の近傍に設置すると, アンテナ性能が大きく劣化することが知られている. この対策として, アンテナに単一指向性を持たせる手法が有効である[13]-[15]. したがって, 端末用アンテナは簡易構造, 低姿勢, および単一指向性であることが望ましい. なお, 単一指向性は, 電波の方向を制限するため, アンテナ利得を大きくすることができる. また, 不要方向への放射を抑制するため, 他の無線通信システムとの混信を防止することができるという利点もある.

前述の第 3 章において, 簡易構造, 低姿勢, および単一指向性を満たし, また周囲物体からの影響を受けにくいオリジナルアンテナを提案したが, シングルバンドで動作するものであった.

無線通信システムによっては, 増大する通信需要に対応するため, 使用する周波数帯域が多岐にわたってきている. このため, これらの周波数帯域に対応するアンテナのマルチバンド化が必要となる. なお, アンテナのマルチバンド化は, 必要なアンテナ数を最小限に抑えることができるため, 端末の省スペース化につながる.

低姿勢のマルチバンドアンテナとして, マイクロストリップアンテナ (Microstrip Antenna: MSA) [88]-[91] や板状逆 F アンテナ (Planar Inverted-F Antenna: PIFA) [92] が挙げられる. しかしながら, これらのアンテナは一般的に狭帯域であり, また前述の第 3 章で提案したオリジナルアンテナと比較すると給電部の構造がやや複雑である.

ダイポールアンテナと AMC (Artificial Magnetic Conductor: 人工磁気導体) を用いたマルチバンドアンテナも検討されている[93]-[95]. AMC は, PMC (Perfect Magnetic Conductor) 特性を備えた人工媒質であり, 特定の周波数で入射する電磁波を位相回転  $0^\circ$  で反射する. このため, AMC を用いることにより, アンテナの低姿勢化が可能となる. しかしながら, ダイポ

ールアンテナと AMC とは異なる基板から構成され、また給電点を二つ備えているため、アンテナ構造は複雑である。

本章では、前述の第 3 章で提案したオリジナルアンテナにトラップ回路を設ける手法[96]-[99]を用い、アンテナのマルチバンド化を図る。

本検討のアンテナは、放射器と反射板との距離、すなわちアンテナ高を  $D=3\text{mm}$  とする。また、検討周波数は、近年普及している無線 LAN 規格 IEEE 802.11n の周波数帯 (2.4GHz/5GHz 帯)とする。なお、2.4GHz 帯の周波数範囲は 2400~2483.5MHz, 5GHz 帯の周波数範囲は 5.2/5.3GHz 帯の 5.15~5.35GHz と 5.6GHz 帯の 5.47~5.725GHz である。

はじめに(第 5.2 節において)、本アンテナの基本構成を示す。第 5.3 節において、数値シミュレーションと実験により、本アンテナ特性を明らかにする。第 5.4 節において、本アンテナの動作原理を示す。最後に(第 5.5 節において)、本アンテナの設計手法を示す。なお、数値シミュレーションは、FDTD (Finite Difference Time Domain) 法に基づく市販のソフトウェア[35]を用いる。FDTD 法の詳細は、付録 C を参照されたい。

## 5.2 アンテナ構成

図 5.1 に、アンテナ構成を示す。給電素子(放射器)と板状の無給電素子(反射板)は、電磁結合するように互いに近接して配置する。放射器は板状素子と線状素子から構成される非対称ダイポールアンテナとし、この形状により放射抵抗の低下を抑制する。板状の無給電素子(反射板)は、波長を  $\lambda$  とすると、反射板として機能するように  $\lambda/2$  以上の長さで設定する。なお、非対称ダイポールアンテナは、板状素子を地板、線状素子をモノポール素子とする、いわゆるモノポールアンテナ形状と考えてもよい。ただし、モノポールアンテナとは動作原理が異なる。

反射板は、長さ  $L1 \times$  幅  $W1$  の薄い銅板とする。放射器は長さ  $L4 \times$  幅  $W1$  の板状素子と長さ  $L6 \times$  幅  $W2$  の線状素子から構成し、両素子は長さ  $L1 \times$  幅  $W1$ 、厚さ  $1\text{mm}$  の誘電体基板上に銅箔で形成する。

板状素子と線状素子との間隔は  $1\text{mm}$  とし、ここに給電点を配置する。反射板端部と板状素子端部との距離を  $L7$ 、放射器と反射板との距離を  $D$  とする。

放射器の板状素子と線状素子にはトラップ回路を装荷し、板状素子は第 1 領域から第 3 領域の三つの領域、線状素子は二つの領域に分割する。ここで、板状素子は素子長  $L2$  と  $L3$  において  $2\text{mm}$  幅のスリットで分割し、線状素子は素子長  $L5$  において  $2\text{mm}$  幅のスリットで分割している。

トラップ回路はインダクタ  $L$ 、コンデンサ  $C1$ 、およびコンデンサ  $C2$  から構成される LCC タイプとし、各スリット部に配置する。ここで、トラップ回路は線状素子には一つ、板状素子には幅が広い中央および両端の三つとした。なお、各定数は、 $L=4.7\text{nH}$ 、 $C1=0.15\text{pF}$ 、



$C2=0.75\text{pF}$ とし、株式会社村田製作所のLQWタイプのインダクタとNGKエレクトロニクスデバイス株式会社のチップコンデンサを用いた。

図 5.2 に、トラップ回路のリアクタンス特性の計算値を示す。

図 5.2 に示すように、リアクタンス値は、 $2.4\text{GHz}$  帯では小さく(ゼロに近づけ)、 $5\text{GHz}$  帯では大きくなるように設計している。すなわち、トラップ回路は、 $2.4\text{GHz}$  帯の電流を通過させ、 $5\text{GHz}$  帯の電流を遮断する機能を有する。これにより、 $2.4\text{GHz}$  帯では給電点、 $L4 \times W1$  の板状素子、 $L6 \times W2$  の線状素子、および  $L1 \times W1$  の反射板がアンテナとして動作し、 $5\text{GHz}$  帯では給電点、 $L2 \times W1$  の板状素子、 $L5 \times W2$  の線状素子、および  $L1 \times W1$  の反射板がアンテナとして動作する。なお、 $L3$  にトラップ回路が無い(スリットが無い)、すなわち第 2 領域と第 3 領域を一体化した場合、後述の第 5.5 節に示すように、この領域に  $5\text{GHz}$  帯の電流が反射板から誘起される。このため、素子長  $L3$  にトラップ回路を設け、素子を分割している。また、 $2.4\text{GHz}$  帯と  $5\text{GHz}$  帯の給電点は共通(給電点は一つ)である。

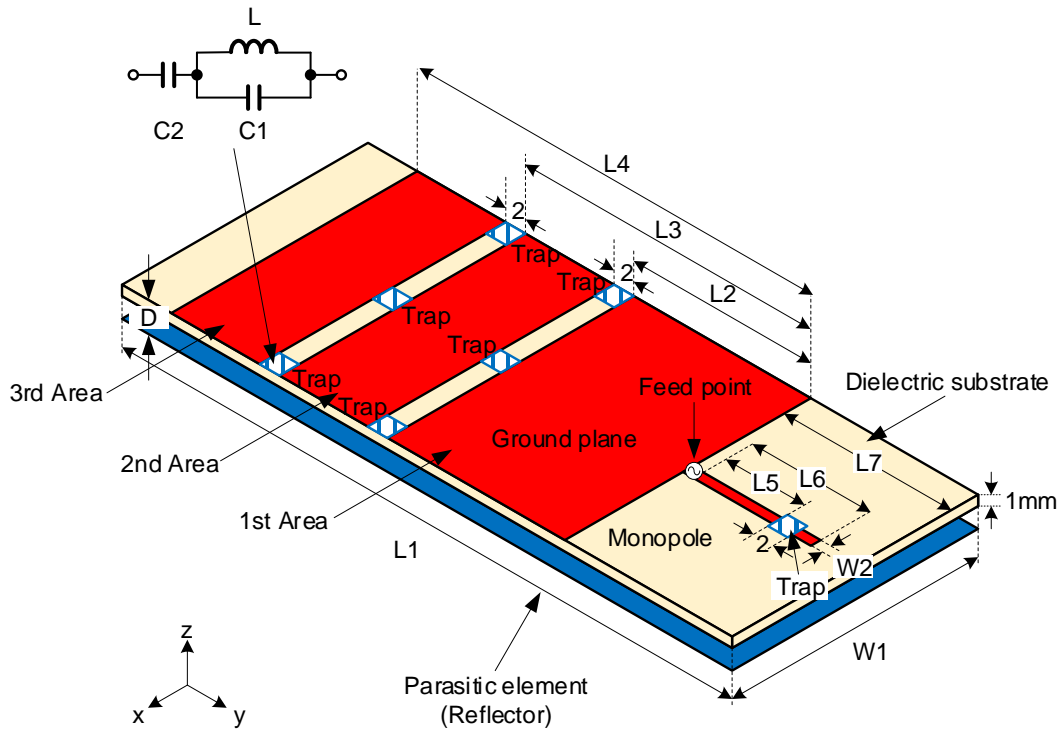


図 5.1 アンテナ構成

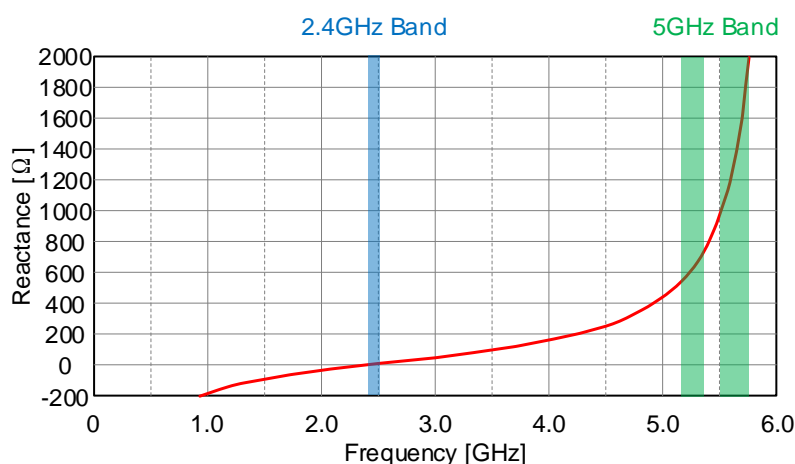


図 5.2 トラップ回路のリアクタンス特性

### 5.3 アンテナ特性

図 5.1 に示すアンテナ構成において、外形寸法を長さ 62mm×幅 25mm×高さ 3mm ( $0.50\lambda \times 0.20\lambda \times 0.024\lambda$  @2.4GHz), すなわち反射板と誘電体基板サイズを  $L1=62\text{mm}$ ,  $W1=25\text{mm}$ , 反射板と給電素子との距離を  $D=3\text{mm}$  とした. ここで, 反射板と誘電体基板は, x-y 面で重なるように配置している. なお, 誘電体基板はパナソニック株式会社の FR-4 基板 (R-1766) を用いた. 本基板の周波数 2.4GHz における比誘電率と誘電正接は, それぞれ  $\epsilon_r=4.3$ ,  $\tan \delta = 0.018$  である.

他設計パラメータは,  $L2=18\text{mm}$ ,  $L3=29\text{mm}$ ,  $L4=40\text{mm}$ ,  $L5=9\text{mm}$ ,  $L6=13\text{mm}$ ,  $L7=17\text{mm}$ ,  $W2=1\text{mm}$  とし, アンテナの数値シミュレーションと試作をおこなった. なお, アンテナ導体は, 導電率  $\sigma \doteq 5.8 \times 10^7 \text{S/m}$  の銅箔であるが, 数値シミュレーションでは簡略化して PEC (Perfect Electric Conductor: 完全導体) とした.

表 5.1 に, 設計パラメータを示す.

図 5.3 に, 試作アンテナを示す.

図 5.4 に, VSWR 特性のシミュレーション結果と実験結果を示す.

図 5.4 に示すように, 試作アンテナの実験結果において, 2.4GHz 帯と 5GHz 帯で共振し, 2.4GHz 帯において VSWR が 3 以下, 5GHz 帯において VSWR が 2 以下となった. また, シミュレーション結果と実験結果の傾向は, よく一致している.

図 5.5(a), (b) に, 2.4GHz 帯 (2400~2483.5MHz) の略中心周波数 2.44GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターンを示す. 図 5.6(a), (b) に, 5.2/5.3GHz 帯 (5.15~5.35GHz) の中心周波数 5.25GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターンを示す. 図 5.7(a), (b) に, 5.6GHz 帯 (5.47~5.725GHz) の略中心周波数 5.6GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターンを示す. ここで, 放射パターンは, 最大値で正規化している.

図 5.5(a), (b), 図 5.6(a), (b), および図 5.7(a), (b)に示すように, 試作アンテナの実験結果において, 放射パターンは z 軸方向に単一指向性を有しており, 無給電素子は反射板として機能していることが分かる. ここで, 2.44GHz における利得は 3.0dBi, F/B 比は 13.0dB, 半値角は  $100^\circ$ , 5.25GHz における利得は 5.3dBi, F/B 比は 13.0dB, 半値角は  $100^\circ$ , 5.6GHz における利得は 5.8dBi, F/B 比は 3.0dB, 半値角は  $100^\circ$  となった. また, シミュレーション結果と実験結果の傾向は, よく一致している. なお, 本アンテナは, インピーダンス整合回路を用いていない.

**表 5.1 設計パラメータ**

Parameter	Value (mm)
L1	62
L2	18
L3	29
L4	40
L5	9
L6	13
L7	17
W1	25
W2	1
D	3

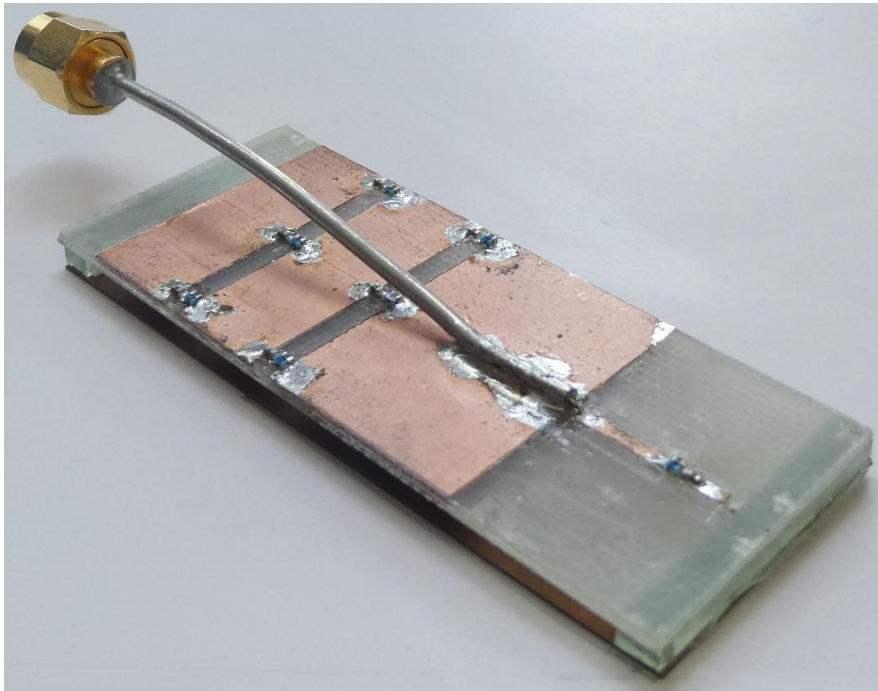


図 5.3 試作アンテナ

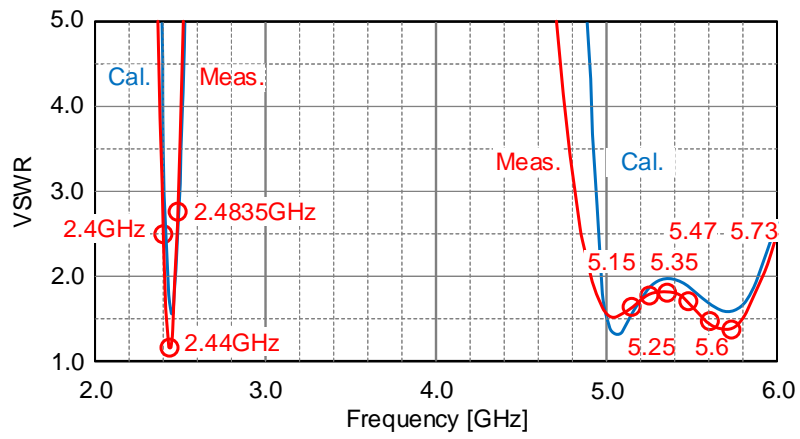


図 5.4 VSWR

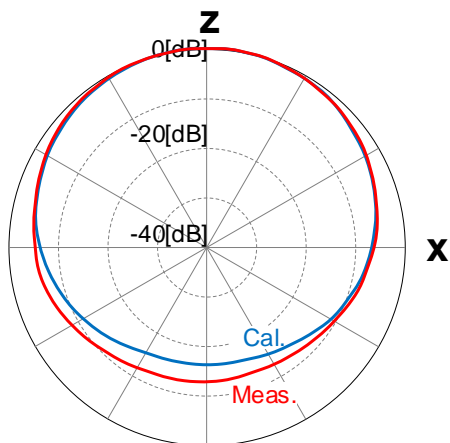


図 5.5(a) 2.44GHz における x-z 面放射パターン

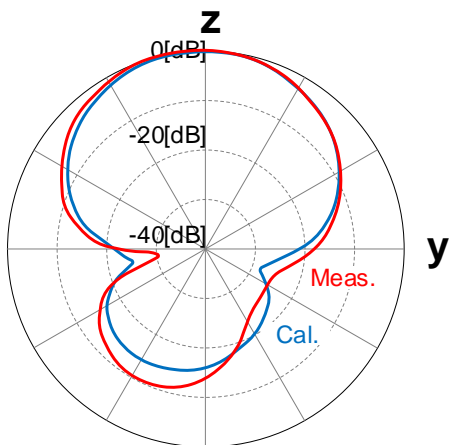


図 5.5(b) 2.44GHz における y-z 面放射パターン

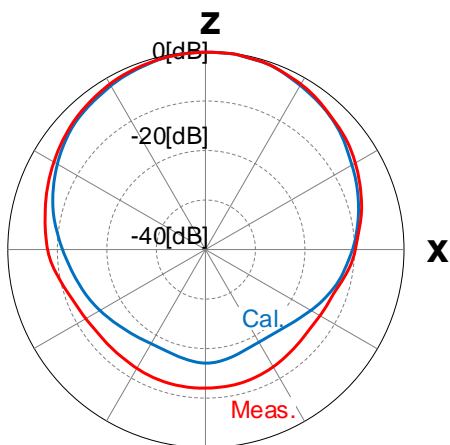


図 5.6(a) 5.25GHz における x-z 面放射パターン

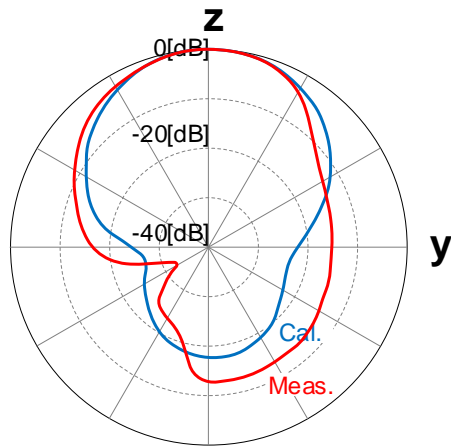


図 5.6(b) 5.25GHz における y-z 面放射パターン

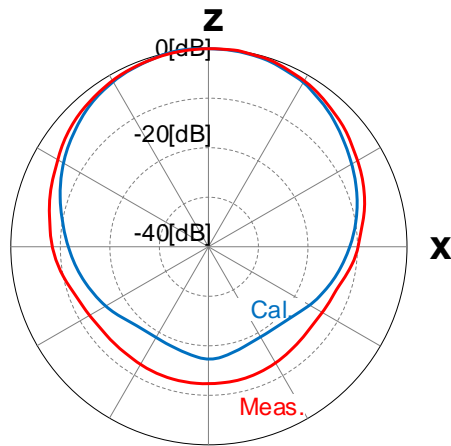


図 5.7(a) 5.6GHz における x-z 面放射パターン

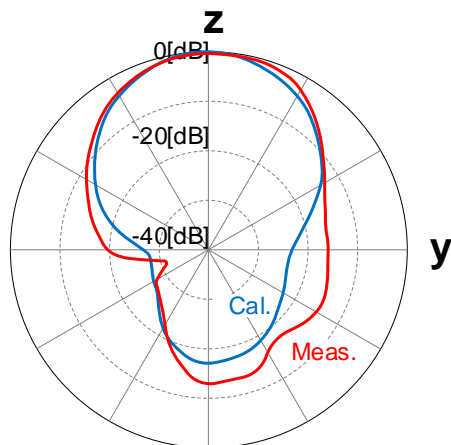


図 5.7(b) 5.6GHz における y-z 面放射パターン

## 5.4 動作原理

前述の第 3.4 節において、提案した低姿勢スーパーディレクティブアンテナ(原型アンテナ)がスーパーディレクティブ動作をしていることを数値シミュレーションにより明らかにした。

本アンテナは、マルチバンド化のためにアンテナ素子にトラップ回路を装荷したものである。

前述の第 5.3 節において、反射板と放射器との間隔が  $D=3\text{mm}$  ( $0.024\lambda$  @  $2.4\text{GHz}$ )と波長に比べて非常に小さい場合において、単一指向性を有することが明らかとなった。すなわち、放射器が反射板と非常に近接して配置された場合において、エンドファイア方向に最大の指向性が得られている。このため、本アンテナも原型アンテナと同様にスーパーディレクティブ動作をしていると考えられる。

この予測が正しいかどうかを見極めるために、放射器と反射板上における電流分布の数値シミュレーションをおこなった。

図 5.8(a), (b)に周波数  $2.44\text{GHz}$ , 図 5.9(a), (b)に周波数  $5.25\text{GHz}$ , 図 5.10(a), (b)に周波数  $5.6\text{GHz}$  における放射器と反射板上の電流分布を示す。

図 5.8(a), (b)に示すように、周波数  $2.44\text{GHz}$  において、板状素子上には第 1 領域から第 3 領域のすべての領域に電流が流れている。また、放射器と反射板上の電流の位相は、逆相となっている。

図 5.9(a), (b)と図 5.10(a), (b)に示すように、周波数  $5.25\text{GHz}$  および  $5.6\text{GHz}$  において、板状素子上には第 1 領域のみに電流が流れている。また、放射器と反射板上の電流の位相は、逆相となっている。

以上から、 $2.4\text{GHz}$  帯では第 1 領域から第 3 領域の全ての板状素子を用い、 $5\text{GHz}$  帯では第 1 領域の板状素子を用いることにより、マルチバンド化を図っている。また、放射器と反射板の電流の位相は逆相であることから、本アンテナは、スーパーディレクティブ動作をしているといえる。

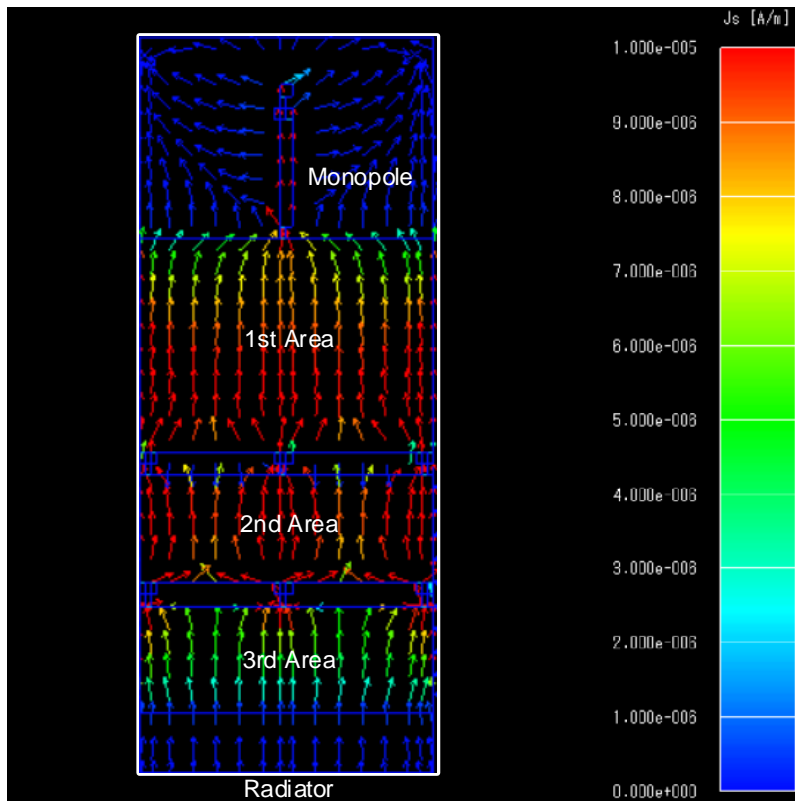


図 5.8(a) 2.44GHz における放射器上の電流分布

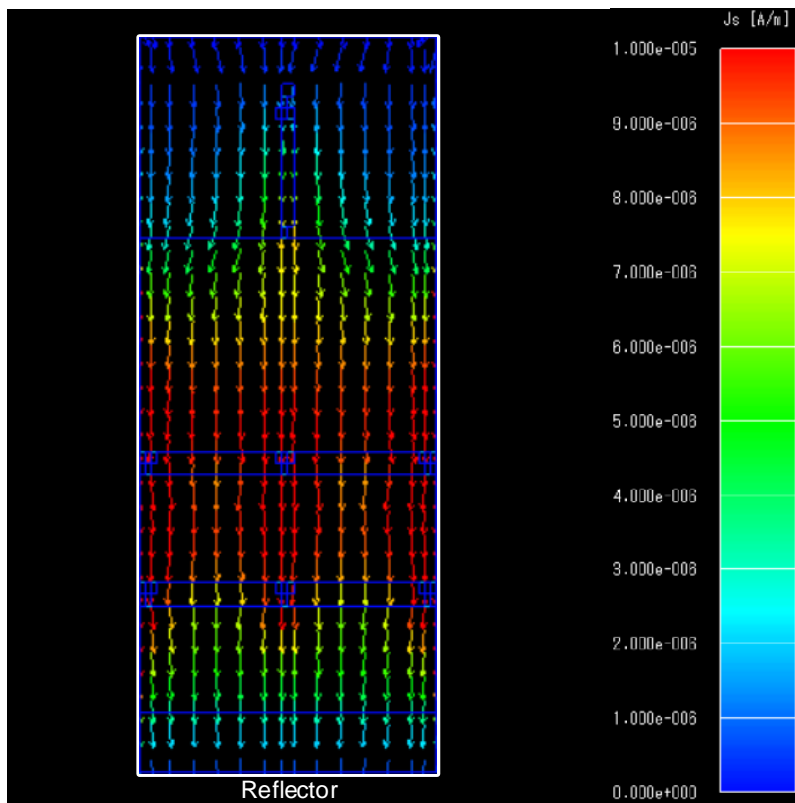


図 5.8(b) 2.44GHz における反射板上の電流分布



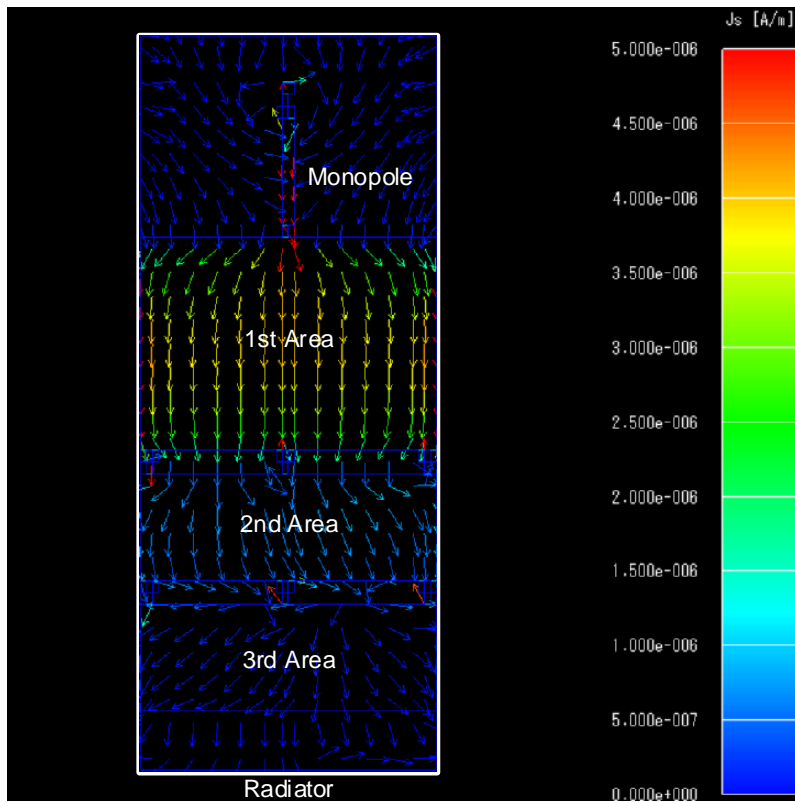


図 5.9(a) 5.25GHz における放射器上の電流分布

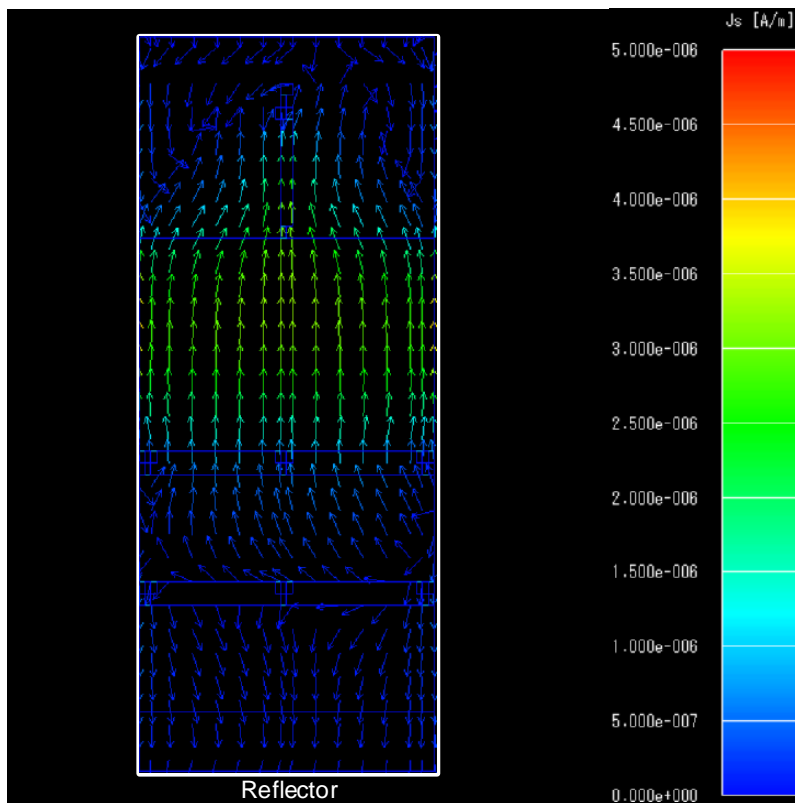


図 5.9(b) 5.25GHz における反射板上の電流分布

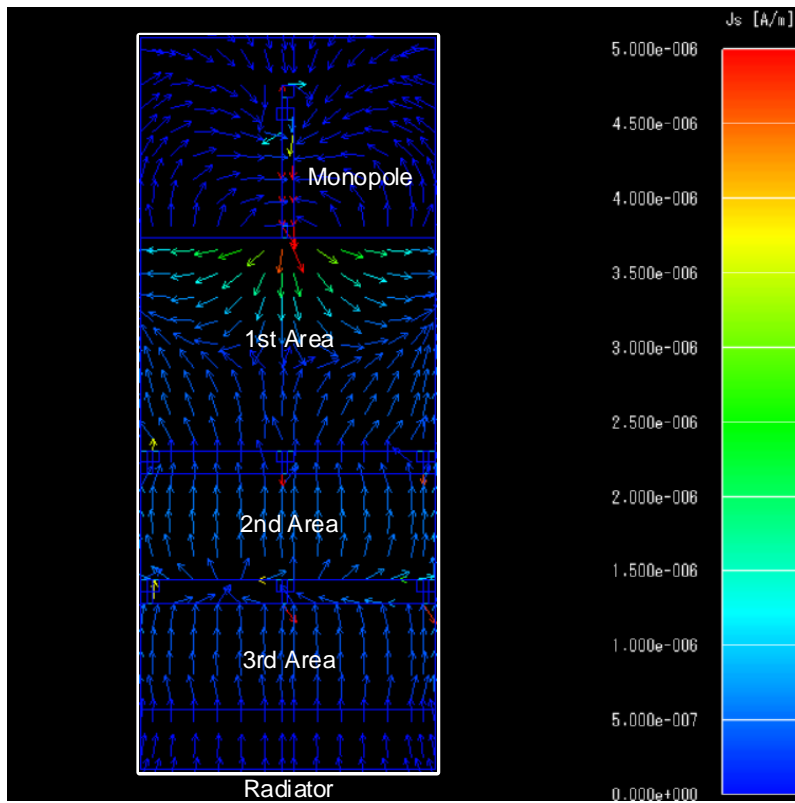


図 5.10(a) 5.6GHz における放射器上の電流分布

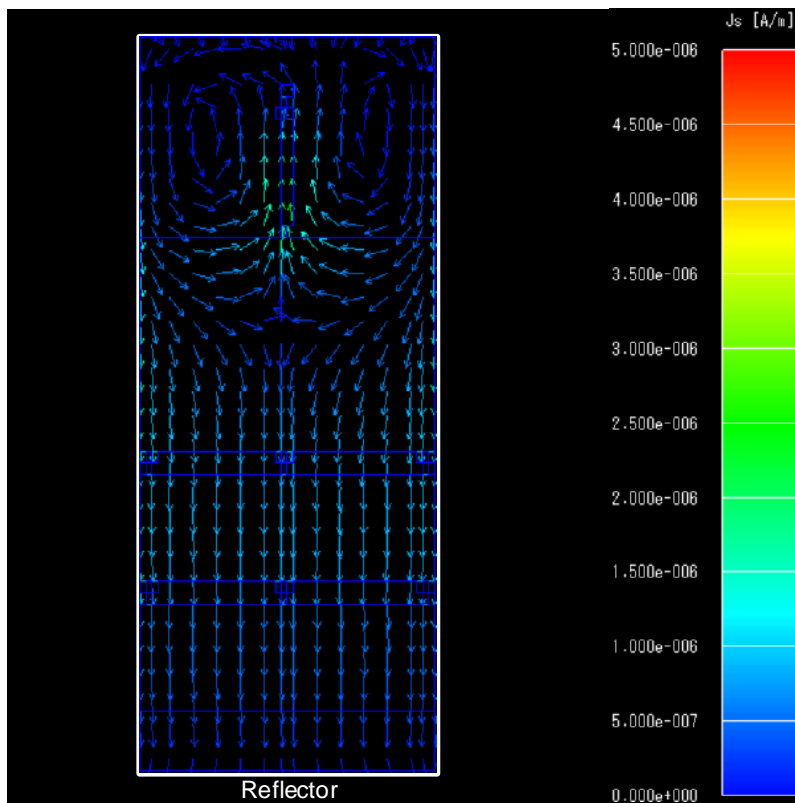


図 5.10(b) 5.6GHz における反射板上の電流分布

## 5.5 板状素子を2分割とした場合のアンテナ特性

図 5.11 に、板状素子を2分割とした場合のアンテナを示す。トラップ回路によりマルチバンド(デュアルバンド)化を図る場合、板状素子と線状素子は基本的に2分割にすればよい。これは、2.4GHz帯では給電点、 $L4 \times W1$ の板状素子、 $L6 \times W2$ の線状素子、および $L1 \times W1$ の反射板がアンテナとして動作し、5GHz帯では給電点、 $L2 \times W1$ の板状素子、 $L5 \times W2$ の線状素子、および $L1 \times W1$ の反射板がアンテナとして動作すると想定されるためである。

本アンテナ構成において、設計パラメータは、 $L1=62\text{mm}$ 、 $L2=20\text{mm}$ 、 $L4=41.5\text{mm}$ 、 $L5=9\text{mm}$ 、 $L6=12\text{mm}$ 、 $L7=18\text{mm}$ 、 $W1=25\text{mm}$ 、 $W2=1\text{mm}$ 、 $D=3\text{mm}$ とした。また、トラップ回路定数は前述の第5.2節で用いた値と同一とし、数値シミュレーションをおこなった。

図 5.12(a)~(c)に周波数 2.44GHz、5.25GHz、および 5.6GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターンを示す。なお、各放射パターンは、最大値で正規化している。

図 5.12(a)に示すように 2.4GHz 帯では所望の放射パターンとなっているが、図 5.12(b), (c)に示すように 5GHz 帯では z 軸方向の放射パターンが割れている。

この原因を特定するために、電流分布の数値シミュレーションをおこなった。図 5.13(a), (b)に周波数 2.44GHz、図 5.14(a), (b)に周波数 5.25GHz、図 5.15(a), (b)に周波数 5.6GHz における放射器と反射板上の電流分布を示す。

図 5.13(a), (b)に示すように、2.4GHz 帯では板状素子の第1領域と第2領域に電流が流れ、また放射器と反射板上における電流の位相は逆相となっていることから所望通りの特性であることが分かる。

これに対し、図 5.14(a), (b)と図 5.15(a), (b)に示すように、5GHz 帯では遮断したい板状素子の第2領域に電流が流れ、また第1領域とは逆相の電流になっている。これが 5GHz 帯の放射パターンが割れる原因であり、この第2領域のサイズが 5GHz 帯で共振するような長さになっているために生じていると考えられる。

以上から、5GHz 帯では共振しないような長さにするために第2領域を分割し、前述の第5.2節に示すように、板状素子は三つの領域としている。

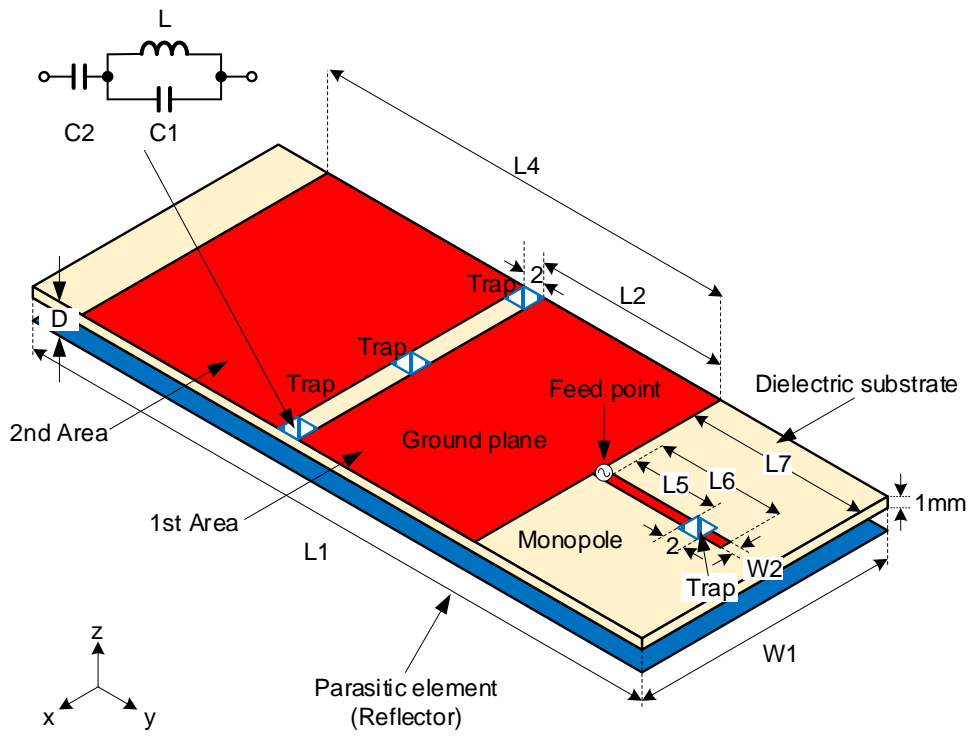


図 5.11 板状素子を 2 分割とした場合のアンテナ

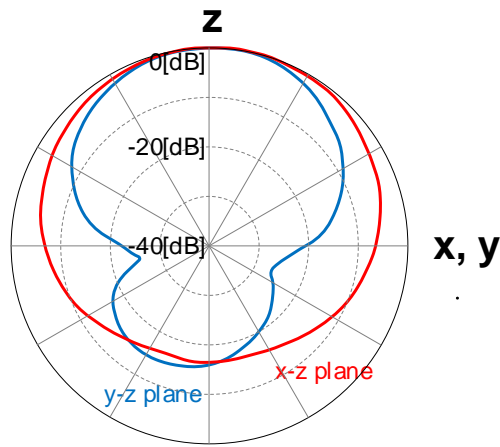


図 5.12(a) 2.44GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターン

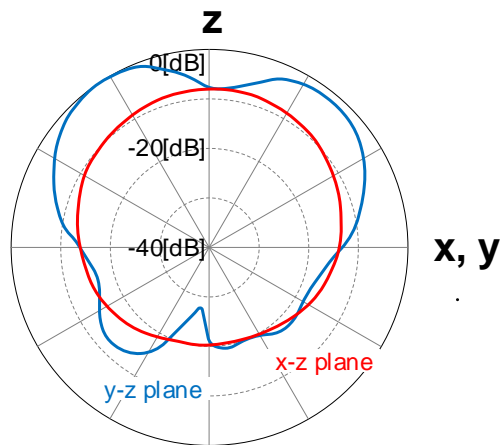


図 5.12(b) 5.25GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターン

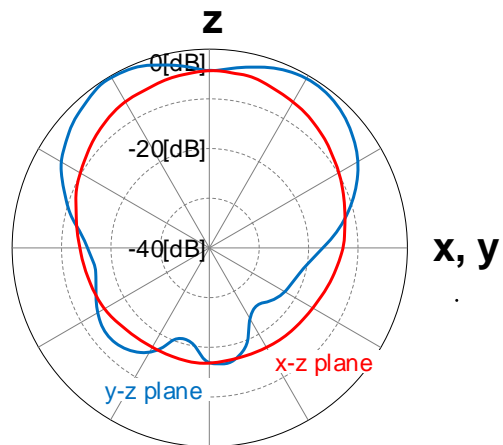


図 5.12(c) 5.6GHz における x-z 面と y-z 面の放射パターン

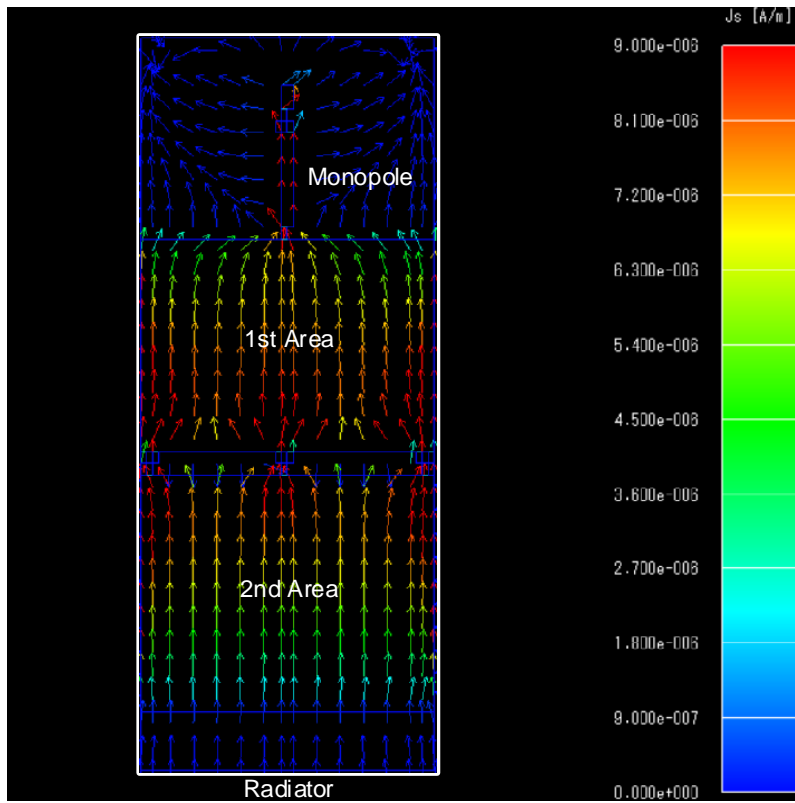


図 5.13(a) 2.44GHz における放射器上の電流分布

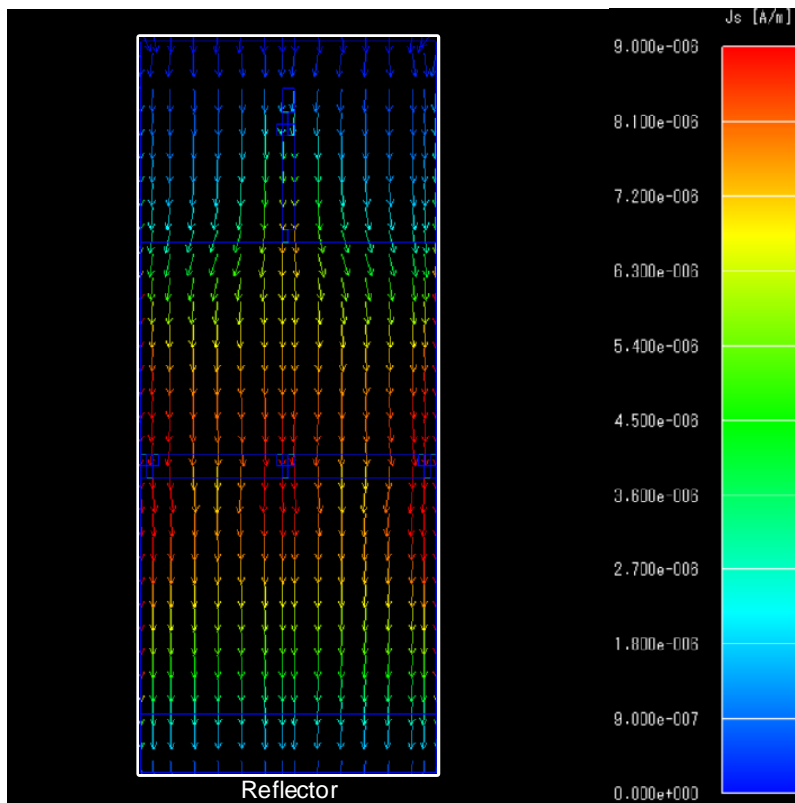


図 5.13(b) 2.44GHz における反射板上の電流分布

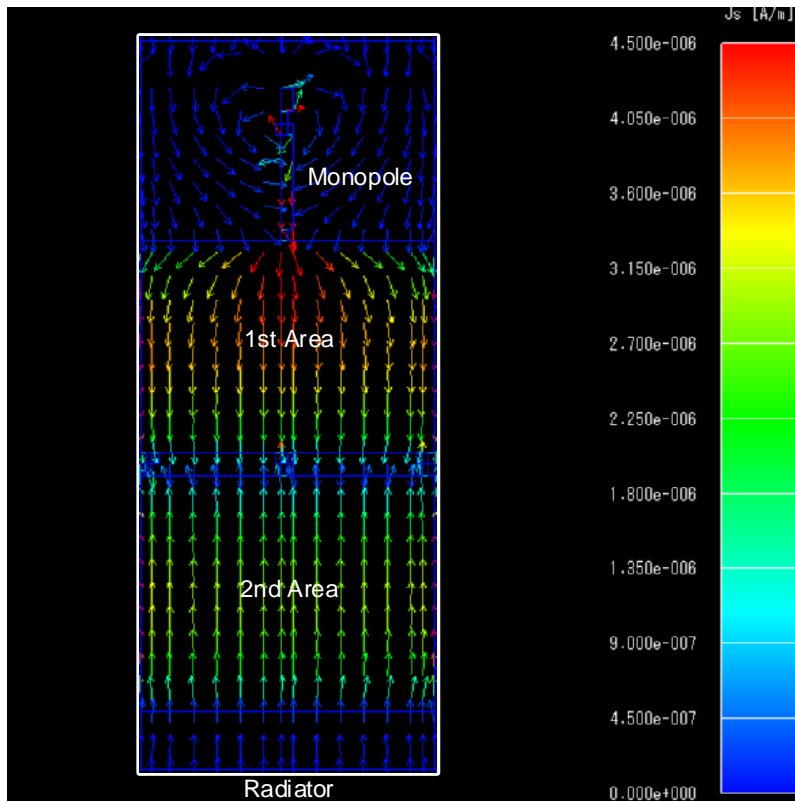


図 5.14(a) 5.25GHz における放射器上の電流分布

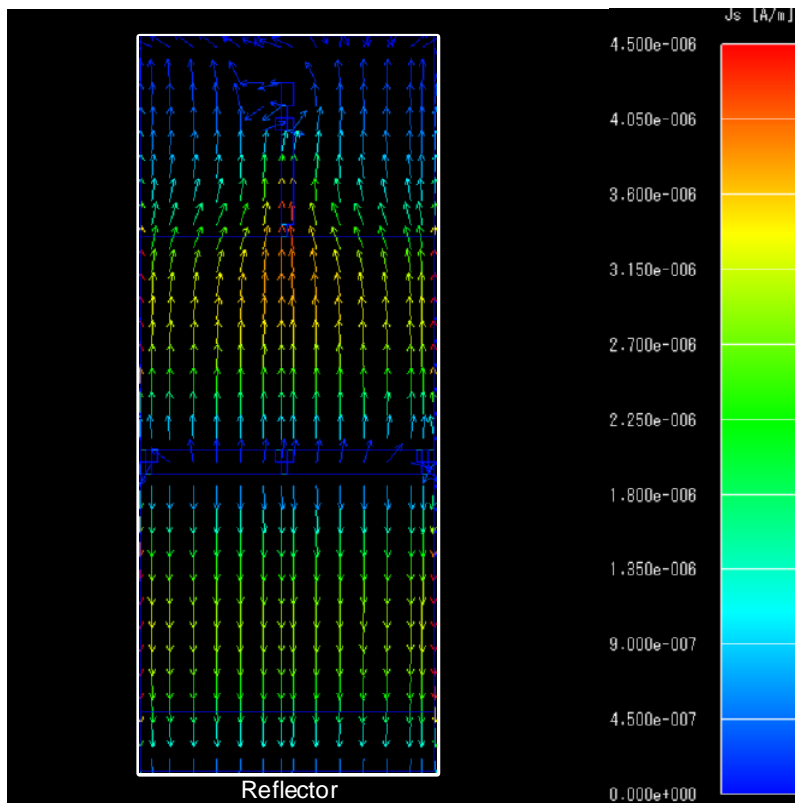


図 5.14(b) 5.25GHz における反射板上の電流分布

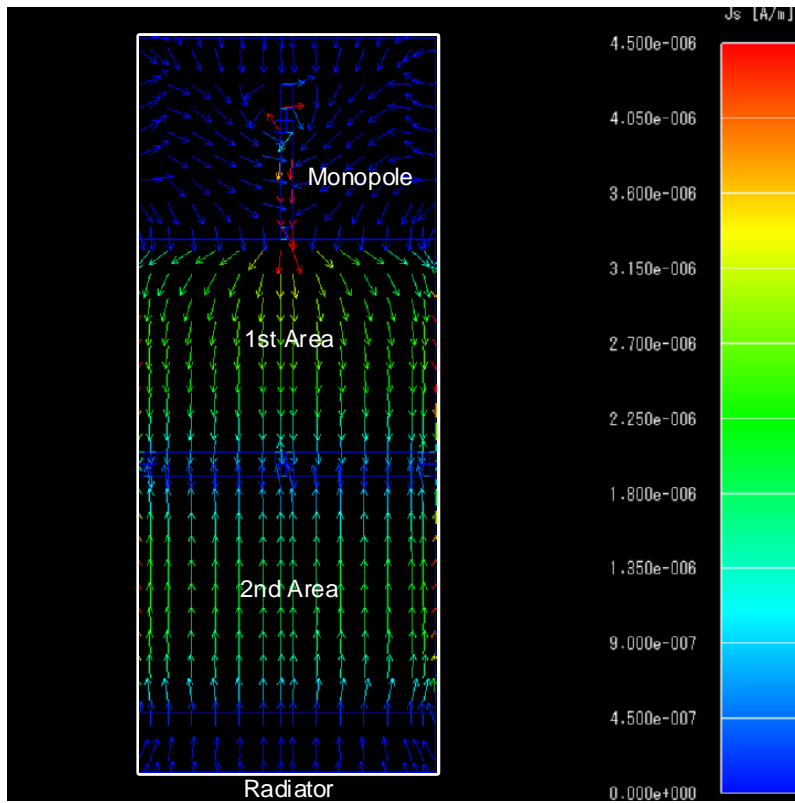


図 5.15(a) 5.6GHz における放射器上の電流分布

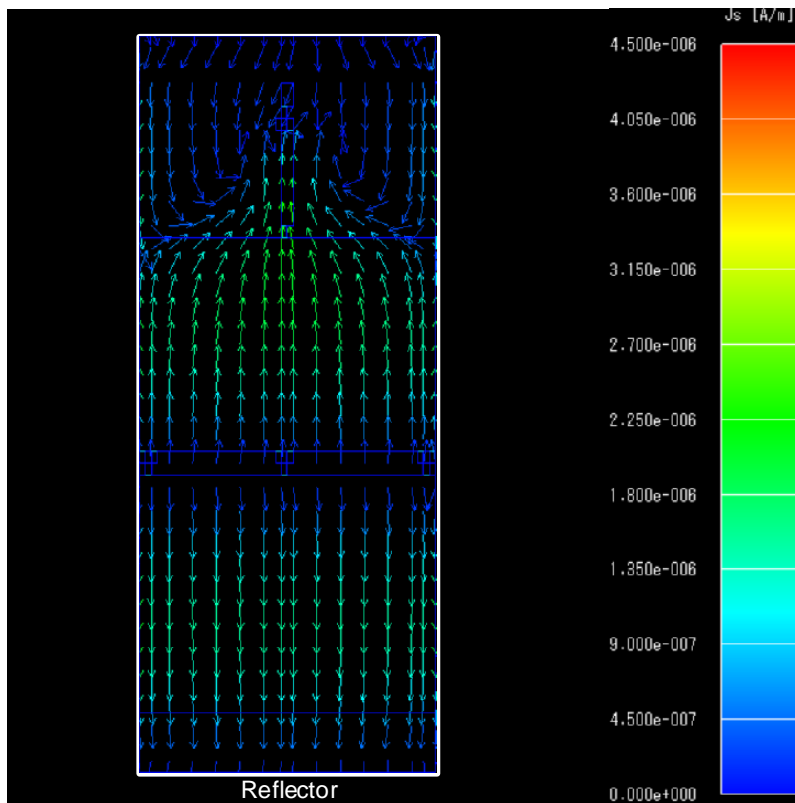


図 5.15(b) 5.6GHz における反射板上の電流分布



## 5.6 アンテナ設計手法

本アンテナは、前述の第 3 章において提案した低姿勢スーパーディレクティブアンテナ（原型アンテナ）の放射器にトラップ回路を装荷したものである。トラップ回路は放射器の板状素子と線状素子に装荷し、板状素子は三つの領域、線状素子は二つの領域に分割することにより、マルチバンド化を図っている。

マルチバンド（デュアルバンド）化を図る場合、基本的に板状素子と線状素子はそれぞれ 2 分割でよいが、本検討周波数帯（2.4GHz/5GHz 帯）では、トラップ回路で遮断されているはずの板状素子に 5GHz 帯の電流が流れていた。これは、前述の第 5.5 節に示すように、遮断した板状素子が 5GHz 帯で共振する長さの無給電素子となり、ここに反射板によって電流が誘起されるためである。このため、さらなる分割をおこない、本周波数帯（2.4GHz/5GHz 帯）では、板状素子を三つの領域に分割した。

以上および前述の第 3.8 節から、パラメータ設計のフローチャートを図 5.16 に示す。ここで、マルチバンド化の周波数帯は周波数帯  $f_1$  と周波数帯  $f_2$  とし、これらの関係は  $f_1 < f_2$  とする。

はじめに、反射板の長さ  $L_1$  と線状素子の幅  $W_2$  を決定する。ここで、 $L_1$  は反射板として機能するように  $f_1$  の  $\lambda/2$  以上の長さに設定し、 $W_2$  は誘電体基板で信頼性が確保できる最小パターン幅に設定する。そして、必要とされる帯域幅を考慮して、 $D$  と  $W_1$  を決定する。

次に、 $L_4$  と  $L_6$  により共振周波数と入力インピーダンスのリアクタンス成分を調整し、 $f_1$  におけるインピーダンスマッチングをおこなう。 $L_7$  は、 $x$ - $y$  面において放射器が反射板から突出しないような値にすればよい。

その後、トラップ回路定数  $L, C_1, C_2$  を決定する。ここで、トラップ回路は、 $f_1$  の電流を通過させ、 $f_2$  の電流を遮断させる機能をもつようにする。そして、 $L_2$  と  $L_5$  により共振周波数と入力インピーダンスのリアクタンス成分を調整し、 $f_2$  におけるインピーダンスマッチングをおこなう。

最後に、 $f_1$  と  $f_2$  における放射パターンの検討をおこない、放射パターンに問題がなければ終了とする。放射パターンに問題があれば（ $f_2$  の放射パターンが割れていれば）、長さ  $L_3$  で板状素子をさらに分割すればよい。

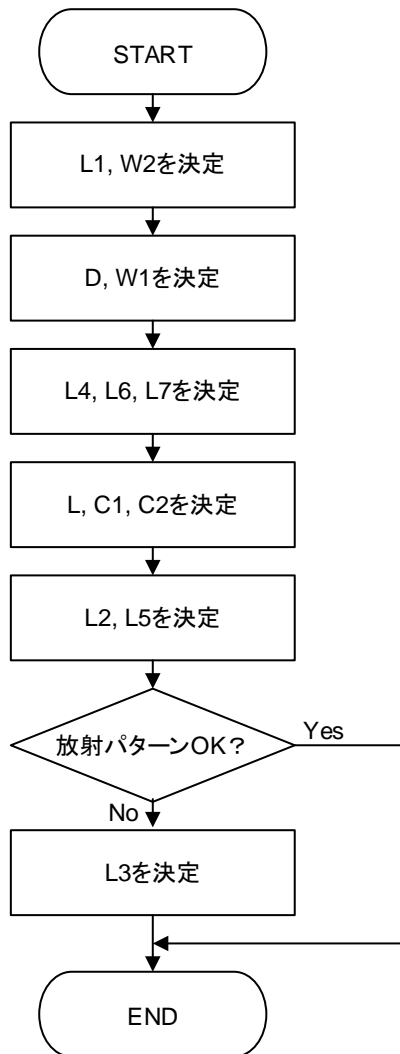


図 5.16 パラメータ設計のフローチャート

## 5.7 まとめ

本章では、前述の第 3 章で提案した低姿勢スーパーディレクティブアンテナ(原型アンテナ)のマルチバンド化を図った。本アンテナは、原型アンテナの放射器にトラップ回路を装荷する手法を用いることにより、2.4GHz/5GHz 帯無線 LAN 対応を実現した。

表 5.2 に、本アンテナ特性を示す。

試作アンテナの実験結果は、2.4GHz 帯において VSWR が 3 以下、5GHz 帯において VSWR が 2 以下となった。また、周波数 2.44GHz における利得は 3.0dBi, F/B 比は 13.0dB, 半値角は  $100^\circ$  , 周波数 5.25GHz における利得は 5.3dBi, F/B 比は 13.0dB, 半値角は  $100^\circ$  , 周波数 5.6GHz における利得は 5.8dBi, F/B 比は 13.0dB, 半値角は  $100^\circ$  であった。

また、数値シミュレーションにより、各設計パラメータとアンテナ特性の関係を明確化し、設

計手法を明らかにした。

このように、本アンテナは簡易構造、低姿勢、および単一指向性を満たすとともに、マルチバンド化を実現できることから、IoT 端末用アンテナとして好適であると考えられる。

**表 5.2 アンテナ特性**

Parameter	Value
Frequency Band	2.4GHz, 5GHz
Size	62 × 25 × 3 mm (0.50λ × 0.20λ × 0.024λ @ 2.4 GHz)
VSWR	2.4 GHz Band ≤ 3 5 GHz Band ≤ 2
Gain	3.0 dBi @ 2.44 GHz 5.3 dBi @ 5.25 GHz 5.8 dBi @ 5.60 GHz
F/B ratio	13.0 dB @ 2.44 GHz 13.0 dB @ 5.25 GHz 13.0 dB @ 5.60 GHz
3 dB Beamwidth	100 ° @ 2.44 GHz 100 ° @ 5.25 GHz 100 ° @ 5.60 GHz

## 第6章 結論

近年、テレビ、冷蔵庫、エアコン、照明、洗濯機などの家電(スマートホーム)をはじめとして、電力、ガス、水道などの社会インフラ(スマートインフラ)、工場(スマートファクトリー)、さらには街づくり(スマートシティ)などの領域で、あらゆるモノがインターネットにつながる IoT (Internet of Things:モノのインターネット)が注目を集めており、その普及はグローバル規模で進んでいる。

IoT を支える技術のひとつとして、アンテナ技術が挙げられる。アンテナは無線通信における情報の出入り口であることから、その性能を大きく左右する重要なファクターといえる。したがって、IoT 社会のニーズに応えるためには、アンテナ技術の研究開発もまた必要不可欠である。

第 1 章では、研究の背景、研究の目的、および本論文の構成について示した。

第 2 章では、パッチアンテナ、板状逆 F アンテナ、および反射板付きダイポールアンテナといった従来の低姿勢アンテナを示した。また、長さ  $80 \times$  幅  $50 \times$  高さ  $3\text{mm}$  ( $0.53 \lambda \times 0.33 \lambda \times 0.020 \lambda$  @2GHz) の領域内に構成した各アンテナのアンテナ解析をおこない、これらの課題を明らかにした。

第 3 章では、IoT 端末用アンテナとして好適な簡易構造、低姿勢、および単一指向性を満たすオリジナルアンテナ(低姿勢スーパーディレクティブアンテナ)を提案した。

従来のアンテナでは、反射板の近傍に放射器を配置すると放射抵抗が低下し、狭帯域化や効率の劣化を招いていた。

これに対し、本章では、放射器を板状素子と線状素子から構成される非対称ダイポールアンテナとすることにより、放射抵抗が低下しないことを見出した。これにより、放射器を反射板に近接して配置することが可能となり、アンテナの低姿勢化と単一指向性の両立を実現した。なお、本アンテナは、整合回路を用いずにインピーダンス整合を実現している。また、本アンテナは、人体頭部や金属板から受ける影響が非常に小さいことを数値シミュレーションにより明らかにした。

第 4 章では、第 3 章で提案した原型アンテナの広帯域化を実現した。広帯域化には、自己補対アンテナであるモノポールノッチアンテナの原理を導入し、定インピーダンス化を図った。また、放射器の片側素子(線状素子)形状を T 型とすることにより、整合回路なしでアンテナのインピーダンス整合を実現した。

第 5 章では、第 3 章で提案した原型アンテナのマルチバンド化を実現した。マルチバンド化には新たにトラップ回路を追加する手法を用い、また給電点はひとつ(共通)とした。

以上のように、本研究では簡易構造、低姿勢、および単一指向性を満たす従来にない新

しいタイプのアンテナ(低姿勢スーパーディレクティブアンテナ)を提案し、その基本特性と有用性を明らかにした。また、本アンテナにおいて、アンテナの主要課題である広帯域化やマルチバンド化を実現した。

次に、今後の課題と展望を示す。

本アンテナは、簡易構造、低姿勢、および単一指向性を有する、すなわち周囲物体からの影響を受けにくい(設置場所が限定されない)ため、さまざまな IoT 端末への搭載が期待できる。

一般的にアンテナは小型、軽量であることが要望される。本アンテナは低姿勢化を実現しているため、次は長さ方向(素子長)の短縮化を図る必要がある。このためには、大きな誘電率を有する基板の適用や基板厚を大きくするといった波長短縮効果による手法、または素子にスリットを入れてアンテナ電流を湾曲化させる手法などが挙げられる。

アンテナは、安価であることも重要な条件のひとつである。このため、商用化に向けて高い信頼度で安価に組み立てられる手法を確立する必要がある。また、本アンテナは、アンテナを搭載する物体の金属部を反射板として代用することも可能であると考えている。このため、搭載物によっては反射板が不要となり、低コスト化できる可能性がある。たとえば、金属製のボディを備える冷蔵庫や洗濯機などに搭載する場合は、これらの金属部を反射板として適用可能であると考えられるが、その適用可否の見極めをおこないたい。

アンテナの設置場所が曲面である場合は、アンテナもそれに沿って湾曲化させることが望ましい。このため、アンテナを湾曲化した場合の諸特性を明らかにするとともに、アンテナ部材の選定や組立手法を考案する必要がある。

設置したアンテナが景観を損ねるという観点から可視光透過アンテナも開発されてきている。これは、アンテナ導体に透明導電性フィルムを用いた透明アンテナをガラスやポリカーボネートなどに形成するものである。本アンテナは、放射器と反射板を物理的に接続する必要がないため、パッチアンテナや板状逆 F アンテナといった従来の低姿勢アンテナと比較して製造や組み立てを容易におこなうことができる。このため、本アンテナが可視光透過アンテナとして適用可能であるかの見極めをおこないたい。

衛星通信などでは、衛星と端末の位置関係に応じてアンテナの向き(偏波)を変更する必要がないように、円偏波アンテナが用いられている。このため、本アンテナにおいても円偏波化が可能であるか検討する必要がある。

2020 年 3 月に日本で商用サービスを開始した 5G (Fifth-Generation Mobile Communications System: 第 5 世代移動通信システム)は、IoT の普及をさらに加速させるものと期待されている。5G のキー技術として、多数のアンテナ素子を用いる Massive(大規模) MIMO (Multi-Input Multi-Output) が挙げられる。LTE (Long Term Evolution) の 2×2 MIMO では 2 本、4×4 MIMO では 4 本のアンテナ素子が送信側と受信側で用いられているが、

Massive MIMO では送信側に数十から数百のアンテナ素子が配置される。これら多数のアンテナ素子によるビームフォーミング技術により指向性ビームを形成し、5G の特徴である高速大容量(最大伝送速度の理論値 20Gbit/s)、低遅延(高速移動時で 1ms 以下)、および多数同時接続(1km<sup>2</sup> あたり 100 万台以上)が実現できるようになる。このようなアレーアンテナを構成する素子アンテナとして、本アンテナの適用が可能であるか検討をおこないたい。

このように、研究課題は山積しており、また今後予想を超える課題が発生する可能性もある。さらに、世界ではすでに 5G の次の世代である 6G (Sixth-Generation Mobile Communications System: 第 6 世代移動通信システム)の研究開発が進められており、やるべきことは無限にあると考える。

今後、アンテナの重要性はますます高まっていくと考えられるが、本アンテナは簡単な構造で高い性能を有するため、より一層の高性能化やあらゆる用途に対応する高柔軟性に対して、有用な一方式となり得ると考える。

本アンテナ技術が人々の豊かな暮らしや稔りある人生に貢献する優れた技術になることを願い、引き続き本研究を邁進していきたい。

## 謝辞

本研究の推進にあたり、御懇切なる御指導と御助言を賜りました東京農工大学大学院 宇野亨教授に深く感謝いたします。

本研究の推進にあたり、御懇切なる御助言を賜りました東京農工大学大学院 有馬卓司准教授に深く感謝いたします。

本研究の実験にあたり、御懇切なる御助言を賜りました東京農工大学 宇野・有馬研究室 櫛山裕次郎助教に深く感謝いたします。

最後に、これまであたたかく見守ってくれた両親と、長年にわたり全面的に協力してくれた妻と子供たちに心から感謝します。

## 付録 A スーパーディレクティブアレー

### A.1 スーパーディレクティブアレー

図 A.1 に、2 素子スーパーディレクティブアレー (2-element superdirective array) を示す [27]-[33].

図 A.1 に示すように、 $y$  軸方向を向き、電流  $I_1$ ,  $I_2$  が流れる微小ダイポール素子を  $z$  軸上に素子間隔を  $d$  として配置している. ここで、素子間隔  $d$  をゼロに近づけ、各アンテナの振幅と位相を適切に調整すると、エンドファイア方向 ( $z$  軸方向) に最大利得が得られる. このように、素子間隔  $d$  がゼロに近いときでも大きな利得をもつ効果をスーパーディレクティブ (superdirective: 超指向性) またはスーパーゲイン (supergain) という.

一例として、最も簡単な 2 素子スーパーディレクティブアレーを示したが、 $N$  素子の場合には同様にして素子数を  $N$  とすればよい. なお、 $N$  素子の理論上の最大利得は、 $N^2$  となる.

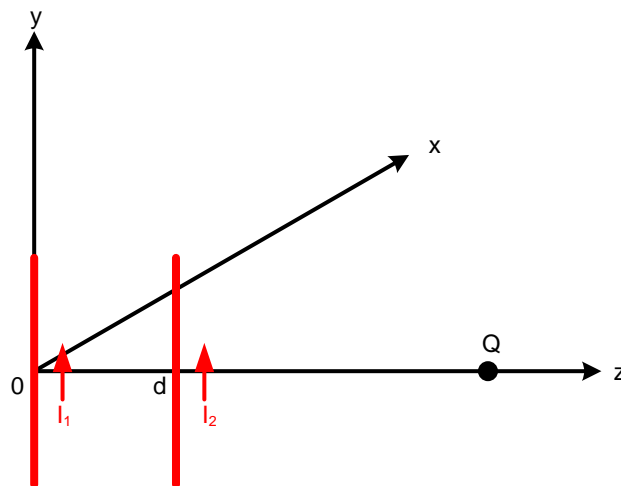


図 A.1 2 素子エンドファイアアレー

### A.2 スーパーディレクティブアレーの利得

図 A.1 の電流  $I_1$ ,  $I_2$  が遠方の点  $Q$  につくる電界  $E_\alpha$  は、次のようになる.

$$E_\alpha = \frac{\eta j k l e^{-jkr}}{4\pi r} (I_1 + I_2 e^{j\Psi}), \quad \Psi = kd \quad (\text{A-1})$$

ここで、 $\eta$  は電波インピーダンス ( $\sqrt{\mu/\epsilon}$ ),  $k$  は位相定数 ( $2\pi/\lambda$ ),  $l$  は素子長,  $r$  は原点と点  $Q$  との距離である. また、点  $Q$  にできる電力密度  $S_0$  と電流  $I_1$ ,  $I_2$  が放射する電力  $P$  は、次のようになる.



$$S_0 = E_\alpha E_\alpha^* / \eta = \frac{\eta(kl)^2}{(4\pi r)^2} (I_1 + I_2 e^{j\psi})(I_1^* + I_2^* e^{-j\psi}) \quad (\text{A-2})$$

$$P = R_{11} I_1 I_1^* + R_{12} I_1^* I_2 + R_{21} I_2^* I_1 + R_{22} I_2 I_2^* \quad (\text{A-3})$$

ここで、 $R_{11}$ ,  $R_{22}$ は各素子の放射抵抗、 $R_{12}$ ,  $R_{21}$ は各素子の相互放射抵抗である。  
アンテナの利得 $G$ は、電力の比 $P_0/P (= 4\pi r^2 S_0/P)$ であるから、次のようになる。

$$G = \frac{\eta(kl)^2 (I_1 + I_2 e^{j\psi})(I_1^* + I_2^* e^{-j\psi})}{I_1^*(r_{11}I_1 + r_{12}I_2) + I_2^*(r_{21}I_1 + r_{22}I_2)} \quad (\text{A-4})$$

ここで、変数 $I_1$ ,  $I_2$ を $a_1$ ,  $a_2$ とし、また規格化放射抵抗 $r_{11} = R_{11}/\eta(kl)^2$ ,  $r_{22} = R_{22}/\eta(kl)^2$ , 規格化相互放射抵抗 $r_{12} = R_{12}/\eta(kl)^2$ ,  $r_{21} = R_{21}/\eta(kl)^2$ を用いると、式(A-4)は次のように表すことができる。これが2素子スーパーディレクティブアレーの利得を表す式である。

$$G = \frac{(a_1 + a_2 e^{j\psi})(a_1^* + a_2^* e^{-j\psi})}{a_1^*(r_{11}a_1 + r_{12}a_2) + a_2^*(r_{21}a_1 + r_{22}a_2)} \quad (\text{A-5})$$

式(A-5)の分母を $f$ , 分子を $g$ とすると、次のようになる。

$$Gf = g \quad (\text{A-6})$$

$$f = a_1^*(r_{11}a_1 + r_{12}a_2) + a_2^*(r_{21}a_1 + r_{22}a_2) \quad (\text{A-7})$$

$$g = (a_1 + a_2 e^{j\psi})(a_1^* + a_2^* e^{-j\psi}) \quad (\text{A-8})$$

ここで、複素数 $a_1, a_2$ を実数 $u_1, v_1$ と $u_2, v_2$ を用いて、 $a_1 = u_1 + jv_1$ ,  $a_2 = u_2 + jv_2$ とし、式(A-6)を変数 $u_1, v_1, u_2, v_2$ で偏微分すると次のように表すことができる。

$$G \frac{\partial f}{\partial u_1} = \frac{\partial g}{\partial u_1} \quad (\text{A-9})$$

$$G \frac{\partial f}{\partial v_1} = \frac{\partial g}{\partial v_1} \quad (\text{A-10})$$

$$G \frac{\partial f}{\partial u_2} = \frac{\partial g}{\partial u_2} \quad (\text{A-11})$$

$$G \frac{\partial f}{\partial v_2} = \frac{\partial g}{\partial v_2} \quad (\text{A-12})$$

はじめに、式(A-7)と式(A-8)を変数 $u_1$ で偏微分する。

$$\frac{\partial f}{\partial u_1} = r_{11}a_1 + r_{12}a_2 + a_1^*r_{11} + a_2^*r_{21} = 2\text{Re}(r_{11}a_1 + r_{12}a_2) \quad (\text{A-13})$$

$$\because r_{21} = r_{12}$$

$$\frac{\partial g}{\partial u_1} = a_1^* + a_2^* e^{-j\psi} + a_1 + a_2 e^{j\psi} = 2\text{Re}(a_1 + a_2 e^{j\psi}) \quad (\text{A-14})$$

これらを式(A-9)に代入すると、次の式が得られる。

$$G\text{Re}(r_{11}a_1 + r_{12}a_2) = \text{Re}(a_1 + a_2 e^{j\psi}) \quad (\text{A-15})$$

次に、式(A-7)と式(A-8)を変数 $v_1$ で偏微分する。

$$\frac{\partial f}{\partial v_1} = -j(r_{11}a_1 + r_{12}a_2) + ja_1^*r_{11} + ja_2^*r_{21} = -j2\text{Im}(r_{11}a_1 + r_{12}a_2) \quad (\text{A-16})$$

$$\because r_{21} = r_{12}$$

$$\frac{\partial g}{\partial v_1} = j(a_1^* + a_2^*e^{-j\psi}) - j(a_1 + a_2e^{j\psi}) = -j2\text{Im}(a_1 + a_2e^{j\psi}) \quad (\text{A-17})$$

これらを式(A-10)に代入すると、次の式が得られる。

$$G\text{Im}(r_{11}a_1 + r_{12}a_2) = \text{Im}(a_1 + a_2e^{j\psi}) \quad (\text{A-18})$$

式(A-15)は実部、式(A-18)は虚部を表すから、 $a_1, a_2$ を複素数として次の式が成り立つ。

$$(r_{11}a_1 + r_{12}a_2)G = a_1 + a_2e^{j\psi} \quad (\text{A-19})$$

同様に、式(A-11)と式(A-12)の条件を適用する。

はじめに、式(A-7)と式(A-8)を変数 $u_2$ で偏微分する。

$$\frac{\partial f}{\partial u_2} = r_{21}a_1 + r_{22}a_2 + a_1^*r_{12} + a_2^*r_{22} = 2\text{Re}(r_{21}a_1 + r_{22}a_2) \quad (\text{A-20})$$

$$\because r_{21} = r_{12}$$

$$\frac{\partial g}{\partial u_2} = e^{j\psi}(a_1^* + a_2^*e^{-j\psi}) + e^{-j\psi}(a_1 + a_2e^{j\psi}) = 2\text{Re}\{(a_1 + a_2e^{j\psi})e^{-j\psi}\} \quad (\text{A-21})$$

これらを式(A-11)に代入すると、次の式が得られる。

$$G\text{Re}(r_{21}a_1 + r_{22}a_2) = \text{Re}\{(a_1 + a_2e^{j\psi})e^{-j\psi}\} \quad (\text{A-22})$$

次に、式(A-7)と式(A-8)を変数 $v_2$ で偏微分する。

$$\frac{\partial f}{\partial v_2} = -j(r_{21}a_1 + r_{22}a_2) + ja_1^*r_{12} + ja_2^*r_{22} = -j2\text{Im}(r_{21}a_1 + r_{22}a_2) \quad (\text{A-23})$$

$$\because r_{21} = r_{12}$$

$$\frac{\partial g}{\partial v_2} = je^{j\psi}(a_1^* + a_2^*e^{-j\psi}) - je^{-j\psi}(a_1 + a_2e^{j\psi}) = -j2\text{Im}\{(a_1 + a_2e^{j\psi})e^{-j\psi}\} \quad (\text{A-24})$$

これらを式(A-12)に代入すると、次の式が得られる。

$$G\text{Im}(r_{21}a_1 + r_{22}a_2) = \text{Im}\{(a_1 + a_2e^{j\psi})e^{-j\psi}\} \quad (\text{A-25})$$

式(A-22)は実部、式(A-25)は虚部を表すから、 $a_1, a_2$ を複素数として次の式が成り立つ。

$$(r_{21}a_1 + r_{22}a_2)G = (a_1 + a_2e^{j\psi})e^{-j\psi} \quad (\text{A-26})$$

式(A-19)と式(A-26)から分かるように、未知数 $a_1, a_2$ は等号の両辺にあるため、絶対値の大きさを自由に選ぶことができる。 $a_1, a_2$ の絶対値の大きさは、次の式を満足するものとする。

$$G = a_1 + a_2e^{j\psi} \quad (\text{A-27})$$

これを式(A-19)と式(A-26)に代入すると、次の式が得られる。

$$\begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j\Psi} \end{pmatrix} \quad (\text{A-28})$$

式(A-28)から,  $a_1, a_2$ は次のようになる.

$$a_1 = \left| \frac{1}{e^{-j\Psi}} \quad r_{12} \right| / \left| r_{21} \quad r_{22} \right| = \frac{1 - \alpha e^{-j\Psi}}{1 - \alpha^2} \quad (\text{A-29})$$

$$r_{11} = 1, \quad r_{12} = \alpha = \frac{\sin\Psi}{\Psi}, \quad \Psi = kd$$

$$a_2 = \left| r_{11} \quad 1 \right| / \left| r_{21} \quad r_{22} \right| = \frac{e^{-j\Psi} - \alpha}{1 - \alpha^2} \quad (\text{A-30})$$

$$G = a_1 + a_2 e^{j\Psi} = \frac{2(1 - \alpha \cos\Psi)}{1 - \alpha^2}$$

スーパーディレクティブアレーには, 素子間隔 $d$ がゼロに近づくと利得が大きくなるという特異な性質がある.

$\Psi \rightarrow 0$ がのとき, 式(A-29)の $e^{-j\Psi}$ と $\sin\Psi$ は次のように近似できる.

$$e^{-j\Psi} = 1 - j\Psi - \frac{\Psi^2}{2}, \quad \sin\Psi = \Psi - \frac{\Psi^3}{6} \quad (\text{A-31})$$

$$\therefore \alpha = \frac{\sin\Psi}{\Psi} = 1 - \frac{\Psi^2}{6}$$

これらの近似式から次の式が得られる.

$$1 - \alpha^2 = \frac{\Psi^3}{3}, \quad 1 - \alpha e^{-j\Psi} = j\Psi + \frac{2\Psi^2}{3} \quad (\text{A-32})$$

$$e^{-j\Psi} - \alpha = -j\Psi - \frac{\Psi^2}{3}$$

これらと式(A-30)から近似式 $\cos\Psi = 1 - \frac{\Psi^2}{2}$ を利用して次の式が得られる. なお, 右端の絶対値は式(A-29)および式(A-30)から求めた.

$$a_1 = j\frac{3}{\Psi^2} + \frac{2}{\Psi}, \quad a_2 = -j\frac{3}{\Psi^2} - \frac{1}{\Psi}$$

$$G = 4 \quad (\text{A-33})$$

$$|a_1| = |a_2| = \frac{\sqrt{1 - 2\alpha \cos\Psi + \alpha^2}}{1 - \alpha^2}$$

このように, 2素子スーパーディレクティブアレーの理論上の最大利得は4となる.

## 付録 B 自己補対アンテナ

### B.1 自己補対アンテナ

周波数に関係なく、常に一定の入力インピーダンスをもつアンテナを定インピーダンスアンテナといい、たとえば自己補対アンテナによって実現することができる[71]-[85]。自己補対アンテナ (self-complementary antenna) は、無限に広い平面導体板の半分で構成されるアンテナで、金属部と空隙部の形状がまったく等しいアンテナ、すなわち自分自身に補対なアンテナをいう。

図 B.1(a), (b)に、回転対称型と軸対称型の自己補対アンテナを示す。

図 B.1(a)に示すように、回転対称型の自己補対アンテナは、それを構成する4本の曲線が任意の形の1本の曲線の片側を中心として互いに $90^\circ$ ずつ回転した構造である。また、図 B.1(b)に示すように、軸対称型の自己補対アンテナは、アンテナを構成する任意の2本の曲線を互いに軸対称とした構造である。

無限導体板上のアンテナの入力インピーダンスを $Z_1$ 、それと補対なアンテナの入力インピーダンスを $Z_2$ とすると、バビネの原理 (Babinet's principle) から次のようになる。

$$Z_1 \cdot Z_2 = \frac{Z_0^2}{4} \cong (60\pi)^2 \quad (\text{B-1})$$

ただし、 $Z_0$ は自由空間の特性インピーダンス( $\cong 120\pi \Omega$ )である。

ここで、自己補対アンテナは $Z_1$ と $Z_2$ が等しいので、自己補対アンテナの入力インピーダンス $Z$ は、

$$Z = \frac{Z_0}{2} \cong 60\pi[\Omega] \quad (\text{B-2})$$

と表すことができる。すなわち、自己補対アンテナの入力インピーダンスは、それを構成する曲線の形状や周波数に関係なく、常に一定である。

この関係式(B-2)は、虫明の関係式 (Mushiake's relationship) と呼ばれている。また、自己補対構造が定入力インピーダンスをもつという性質は、自己補対の原理 (principle of self-complementarity) と呼ばれ、超広帯域アンテナの実現に威力を発揮する極めて有効な原理である。

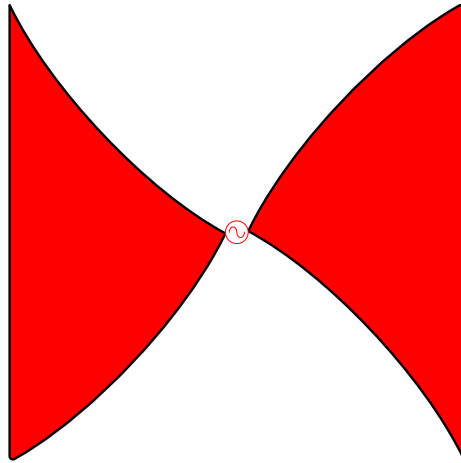


図 B.1(a) 回転対称型自己補対アンテナ

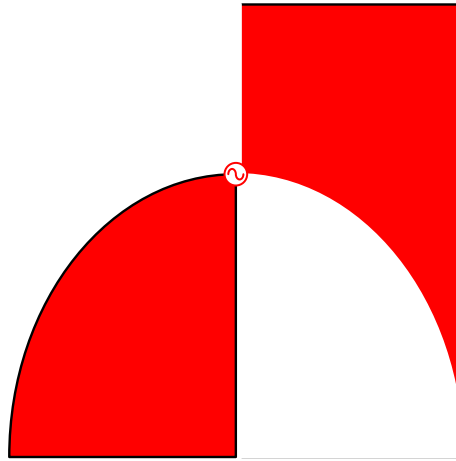


図 B.1(b) 軸対称型自己補対アンテナ

## B.2 モノポールノッチアンテナ

軸対称型の自己補対アンテナとして、モノポールノッチアンテナが知られている。

図 B.2 に、モノポールノッチアンテナを示す。図 B.2 に示すように、モノポールノッチアンテナは、モノポールアンテナとノッチアンテナを軸対称にした構造である。ここで、定インピーダンス特性をもつためには無限構造が必要であるが、アンテナ間に  $60\pi\Omega$  の抵抗を装荷することにより有限構造でも定インピーダンス化を図ることができる。

なお、モノポールノッチアンテナは、入力インピーダンスは周波数に依存しないが放射効率は周波数に応じて変化するという課題がある。これは、モノポールアンテナの長さが  $1/4$  波長となる周波数で共振するためである。このため、図 B.3 に示すように、放射効率が周波数に依存しないようにアレー化したアンテナの研究もおこなわれている。

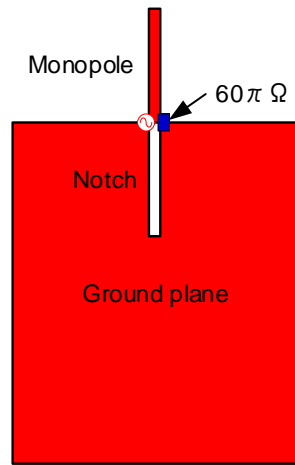


図 B.2 モノポールノッチアンテナ

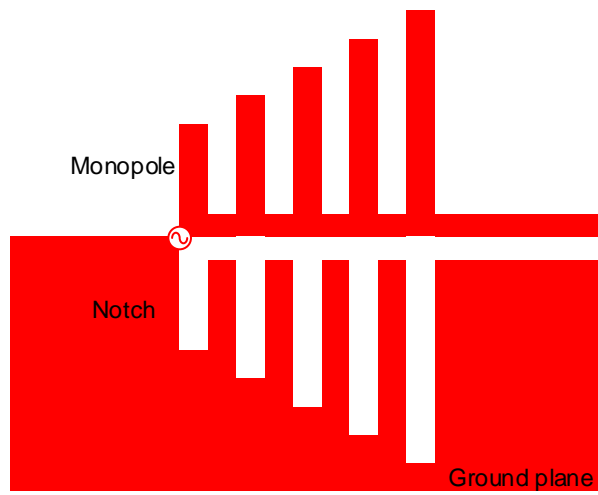


図 B.3 モノポールノッチアレー

## 付録 C FDTD 法

### C.1 基本概念

図 C.1 に示すように, FDTD (Finite Difference Time Domain) 法[100]では, はじめにアンテナを囲むように解析領域をとり, 解析領域を微小セル (cell) で分割する. 次に, 全セルに対しマクスウェルの微分方程式

$$\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = -\sigma \mathbf{E} + \nabla \times \mathbf{H} \quad (\text{C-1})$$

$$\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\nabla \times \mathbf{E} \quad (\text{C-2})$$

または, その積分形

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_S \mathbf{D} \cdot \mathbf{n} ds = - \int_S \sigma \mathbf{E} \cdot \mathbf{n} ds + \oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} \quad (\text{C-3})$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} ds = - \oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} \quad (\text{C-4})$$

を適用する.

この定式化の基本は, 後述の第 C.2 節に示す Yee アルゴリズムにある.

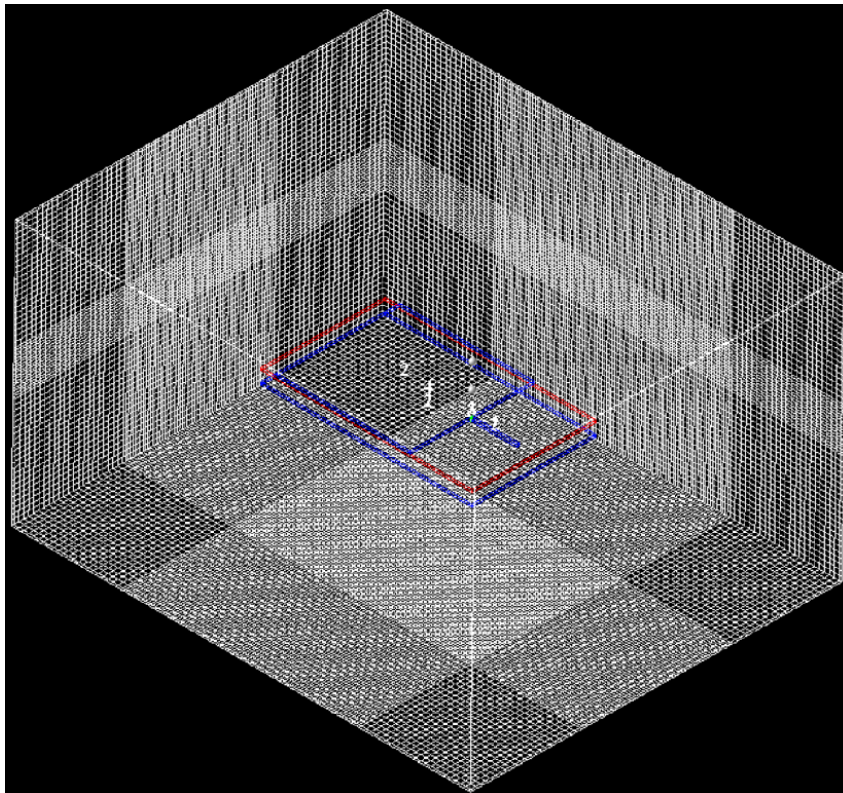


図 C.1 解析領域

## C.2 Yee アルゴリズム

Yee のアルゴリズムは 3 つのステップからなる。本節では各ステップに従い、FDTD 法の定式化をおこなう。

### C.2.1 ステップ 1

ステップ 1 では、電磁界の全成分を時間、空間について差分化する。

電磁界のある成分を例えば  $F$  とすると、中心差分は、

$$\frac{\partial F}{\partial x} \approx \frac{F\left(x + \frac{\Delta x}{2}, y, z, t\right) - F\left(x - \frac{\Delta x}{2}, y, z, t\right)}{\Delta x} \quad (\text{C-5})$$

$$\frac{\partial F}{\partial t} \approx \frac{F\left(x, y, z, t + \frac{\Delta t}{2}\right) - F\left(x, y, z, t - \frac{\Delta t}{2}\right)}{\Delta t} \quad (\text{C-6})$$

となる。

図 C.1 に示すように、FDTD 法では解析領域を微小セルに分割し、時間も離散化されるため、点  $(x, y, z, t)$  は

$$(x, y, z, t) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (\text{C-7})$$

のように各格子点に割り当てられる。  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  は、セルの長さであり、セルサイズと呼ばれる。

FDTD 法の表記法では、  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$ , および  $\Delta t$  を省略し、

$$F(x, y, z, t) = F^n(i, j, k) \quad (\text{C-8})$$

と記載する。したがって、添字  $(i, j, k)$  は格子点の座標を表わす。

式(C-8)を用いると、式(C-5), 式(C-6)は

$$\frac{\partial F}{\partial x} \approx \frac{F^n\left(i + \frac{1}{2}, j, k\right) - F^n\left(i - \frac{1}{2}, j, k\right)}{\Delta x} \quad (\text{C-9})$$

$$\frac{\partial F}{\partial t} \approx \frac{F^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - F^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (\text{C-10})$$

となる。

### C.2.2 ステップ 2

図 C.2 に示すように、ステップ 2 では時間に対して電界と磁界を交互に配置する。

電界は、  $t = \dots, (n-1)\Delta t, n\Delta t, (n-1)\Delta t, \dots$  の時刻に割り当てる。実際の計算では、  $t = (n-1)\Delta t$  の電界  $E^{n-1}$  と  $t = (n-1/2)\Delta t$  の磁界  $H^{n-\frac{1}{2}}$  とを用いて  $E^n$  を、  $H^{n-\frac{1}{2}}$  と  $E^n$  とを用



いて $H^{n+\frac{1}{2}}$ を計算する, というように順次電界, 磁界を計算する.

式(C-1), 式(C-2)を電界, 磁界の式に直すと,

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = -\frac{\sigma}{\varepsilon} \mathbf{E} + \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \mathbf{H} \quad (\text{C-11})$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{E} \quad (\text{C-12})$$

となる. 左辺の電界に関する時間微分は, 電界の存在する時刻が $t = \dots, (n-1)\Delta t, n\Delta t, \dots$ であることから $t = (n-1/2)\Delta t$ でおこなう必要がある. 同様に磁界に関する時間微分は, 磁界の存在する時刻が $t = \dots, (n-\frac{1}{2})\Delta t, (n+\frac{1}{2})\Delta t, \dots$ であることから,  $t = n\Delta t$ でおこなう必要があり, ステップ 1 の表記法を用いると,

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \Big|_{t=(n-\frac{1}{2})\Delta t} = \frac{\mathbf{E}^n - \mathbf{E}^{n-1}}{\Delta t} \quad (\text{C-13})$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \Big|_{t=n\Delta t} = \frac{\mathbf{H}^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} \quad (\text{C-14})$$

となる.

式(C-13), 式(C-14)を式(C-11), 式(C-12)に代入すると,

$$\frac{\mathbf{E}^n - \mathbf{E}^{n-1}}{\Delta t} = -\frac{\sigma}{\varepsilon} \mathbf{E}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}} \quad (\text{C-15})$$

$$\frac{\mathbf{H}^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{E}^n \quad (\text{C-16})$$

となる. ただし, 式(C-15)の右辺の電界は $t = (n-1/2)\Delta t$ における値となっているため, このままでは FDTD 法の定式化ができない. これを回避するために,  $\sigma \mathbf{E}^{n-1/2}$ を以下のように書き換える方法がある.

$$\sigma \mathbf{E}^{n-\frac{1}{2}} \rightarrow \begin{cases} \sigma \mathbf{E}^{n-1} & (\text{C-17a}) \\ \sigma \frac{\mathbf{E}^{n-1} + \mathbf{E}^n}{2} & (\text{C-17b}) \\ \sigma \mathbf{E}^n & (\text{C-17c}) \end{cases}$$

式(C-17a)は, 半ステップ前の時刻で置き換える方法であるが, 収束が遅いだけでなく発散する可能性があるため, 一般的には用いられない. 式(C-17b)は, 平均値で置き換えるものであり最も良さそうであるが, 式(C-17c)と同程度の精度である.

式(C-17b)を採用した場合, 式(C-15)は

$$\frac{\mathbf{E}^n - \mathbf{E}^{n-1}}{\Delta t} = -\frac{\sigma}{\varepsilon} \frac{\mathbf{E}^{n-1} + \mathbf{E}^n}{2} + \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}} \quad (\text{C-18})$$

となり,  $\mathbf{E}^n$ について解くと

$$\mathbf{E}^n = \frac{2\varepsilon - \sigma\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} \mathbf{E}^{n-1} + \frac{2\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} \nabla \times \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}} \quad (\text{C-19})$$

となる。

式(C-17c)を採用した場合には

$$\frac{\mathbf{E}^n - \mathbf{E}^{n-1}}{\Delta t} = -\frac{\sigma}{\varepsilon} \mathbf{E}^n + \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}} \quad (\text{C-20})$$

から

$$\mathbf{E}^n = \frac{\varepsilon}{\varepsilon + \sigma\Delta t} \mathbf{E}^{n-1} + \frac{\Delta t}{\varepsilon + \sigma\Delta t} \nabla \times \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}} \quad (\text{C-21})$$

となり、式(C-19)と式(C-21)とは右辺の係数が異なる。式(C-19)を用いている論文もあれば、式(C-21)を用いている論文もある。本ソフトウェア[35]では、以下の理由から式(C-21)を採用している。

導電率 $\sigma$ が非常に大きな媒質中では、電磁界は時間経過とともに指数関数的に減衰し、その極限である完全導体では 0 となるはずである。ところが、式(C-19)は $\sigma\Delta t/\varepsilon \gg 1$ で、

$$\mathbf{E}^n \approx -\mathbf{E}^{n-1} \quad (\text{C-22})$$

となり、 $\mathbf{E}^0 = \mathbf{0}$ でない限り時間と共に振動するだけで 0 に収束しない。これに対して式(C-21)は

$$\mathbf{E}^n \frac{\varepsilon}{\sigma\Delta t} \mathbf{E}^{n-1} + \frac{1}{\sigma} \nabla \times \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}} \rightarrow 0 \quad (\text{C-23})$$

となり、時間と共に 0 に収束する。これが式(C-21)を採用する理由である。なお損失がない場合には、両者が一致することは明らかである。

一方、磁界は式(C-16)より

$$\mathbf{H}^{n+\frac{1}{2}} = \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \nabla \times \mathbf{E}^n \quad (\text{C-24})$$

となる。

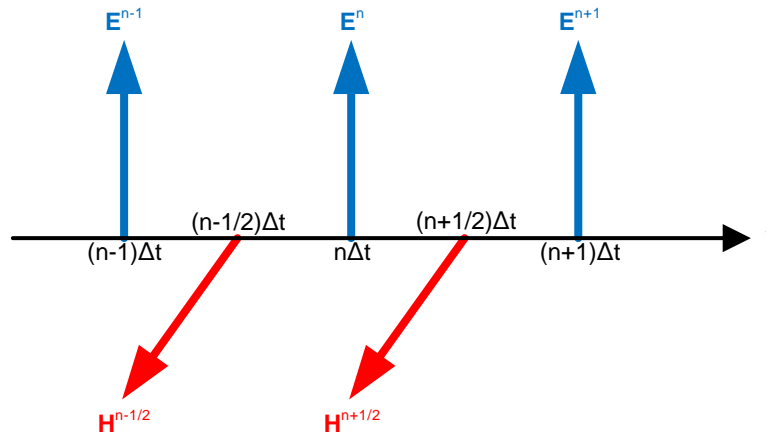


図 C.2 電磁界の時間配置

### C.2.3 ステップ 3

図 C.3 に示すように、電界の周りに磁界を、磁界の周りに電界を配置し、電界は式(C-1)または式(C-3)のアンペアの法則から、磁界は式(C-2)または式(C-4)のファラデーの法則から求める。

基本的には電界はセルの各辺に沿って、磁界は面の中心に垂直に割り当てればよい。

図 C.4 に、FDTD 法の計算フローチャートを示す。なお、解析空間は仮想的な無反射境界(吸収境界)で囲む必要があり、この条件を吸収境界条件という。また、吸収境界条件は一般に電界に適用されるので、その種類に応じて電界の計算の直前または直後におく。

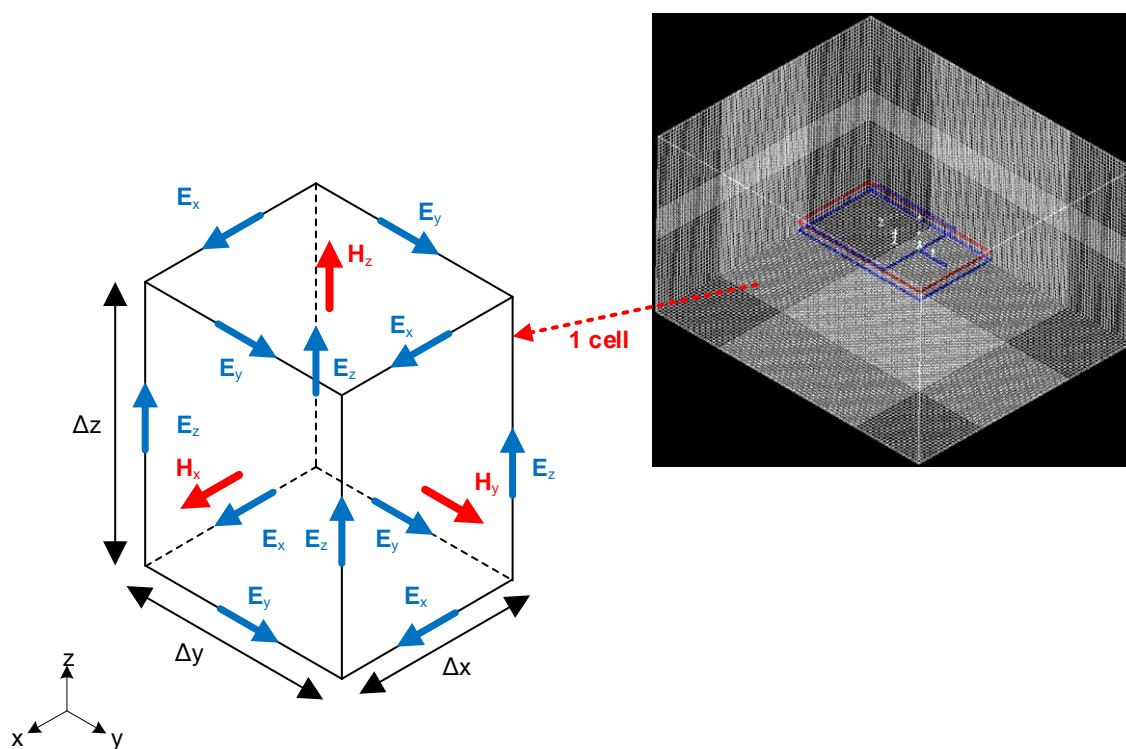


図 C.3 FDTD 単位セルと電磁界の配置

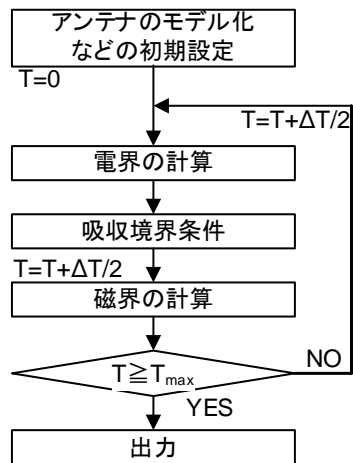


図 C.4 FDTD 法の計算フローチャート

## 参考文献

- [1] 総務省, 令和元年版 情報通信白書, Jul. 2019.
- [2] 松井 進, “IoT システムの技術動向と実用化に向けた取り組み,” 信学論(C), vol. J100-C, no.4, pp.151-158, Apr. 2017.
- [3] 新熊亮一, 岩井孝法, 里田浩三, “5G 研究のための IoTトラヒックモデル,” 信学論(B), vol.J101-B, no.5, pp.310-319, May 2018.
- [4] L. Tan and N. Wang, “Future internet: The Internet of Things,” Proc. 3rd Int. Conf. Adv. Comput. Theory Eng. (ICACTE), vol.5, pp.376-380, Aug. 2010.
- [5] J. Gubbi, R. Buyya, S. Marusic, and M. Palaniswami, “Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions,” Future Generation Computer Systems, vol.29, no.7, pp.1645-1660, Sep. 2013.
- [6] L. D. Xu, W. He, and S. Li, “Internet of Things in industries: A survey,” IEEE Trans. Ind. Informat., vol.10, no.4, pp.2233-2243, Nov. 2014.
- [7] 江坂直紀, 安次富大介, “スマート家電の遠隔制御技術,” 東芝レビュー, vol.70, No.6, pp.23-26 2015.
- [8] 工藤 真, 掛川晋司, 志磨 健, 栗山 哲, 内田吉孝, 早瀬茂規, “自動運転実現に向けた車両周辺センシング技術の高度化,” 日立評論, Vol.99, No.05, pp.496-501, 2017.
- [9] 向山路一, “「モビリティ革命」の実現をめざして,” JR EAST Technical Review, No.58, pp.21-28, 2017.
- [10] 増田悦夫, “スマート・デジタルロジスティクスの実際: 情報システムはこれからの物流をいかに支援するか,” 情報管理, 60 巻, 11 号, pp.788-797, 2018.
- [11] 板生 清, 駒澤真人, “ウェアラブルデバイスの応用と近未来の展開,” エレクトロニクス実装学会誌, vol.18, no.6, pp.384-389, 2015.
- [12] 安岡澄人, “スマート農業の推進,” 日本ロボット学会誌, Vol.35, No.5, pp.362-365, 2017.
- [13] G. F. Pedersen and J. B. Andersen, “Integrated antennas for hand-held telephones with low absorption,” in Proc. 44th IEEE Veh. Technol. Conf., Stockholm, Sweden, pp.1537-1541, Jun. 1994.
- [14] K. Noguchi, M. Ando, N. Goto, M. Hirose, T. Uno, and Y. Kamimura, “Directional antenna for portable telephones,” IEICE Trans. Commun., vol.E79-B, no.9, pp.1234-1241, Sep. 1996.
- [15] R. Y-S Tay, Q. Balzano, and N. Kuster, “Dipole configurations with strongly improved

- radiation efficiency for hand-held transceivers,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.AP-46, no.6, pp.798-806, Jun. 1998.
- [16]羽石 操, 平澤一紘, 鈴木康夫, 小形・平面アンテナ, 電子情報通信学会, Aug. 1996.
- [17]木崎一廣, “2.4GHz 帯パッチアンテナの設計と製作,” *RF ワールド No.14*, CQ 出版社, pp.58-65, May 2011.
- [18]山本 学, “プリントアンテナの基礎と実際,” *信学論 (B)*, vol.J97-B, no.9, pp.714-730, Sep. 2014.
- [19]山本 学, “知識の森 4 群 2 編 5 章 平面アンテナ,” 電子情報通信学会, [http://www.ieice-hbkb.org/files/04/04gun\\_02hen\\_05.pdf](http://www.ieice-hbkb.org/files/04/04gun_02hen_05.pdf)
- [20]K. F. Lee and W. Chen, *Advanced in MICROSTRIP and PRINTED ANTENNAS*, New York: Wiley, 1997.
- [21]春木宏志, 小林 敦, “携帯無線機用逆 F 形アンテナ,” 昭 57 信学総大, 613, Mar. 1982.
- [22]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, Sep. 2004.
- [23]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, Sep. 2005.
- [24]藤本京平, 入門電波応用第 2 版, 共立出版, pp.42-43, 2007.
- [25]山田吉英, “小形アンテナの基礎知識,” *RF ワールド No.14*, CQ 出版社, pp.15-16, May 2011.
- [26]T. Taga and K. Tsunekawa, “Performance analysis of a built-in planar inverted F antenna for 800 MHz band portable radio units,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.SAC-5, no.5, pp.921-929, 1987.
- [27]安達三郎, 電磁波工学, コロナ社, pp.109-113, 1983.
- [28]後藤尚久, 図説・アンテナ, 電子情報通信学会, Mar. 1995.
- [29]後藤尚久, アンテナ工学入門講座, 電波新聞社, Oct. 2008.
- [30]後藤尚久, “スーパーゲインとはどういう現象か,” *信学技法*, A・P 2012-13, May 2012.
- [31]E. E. Altshuler, T. H. O'Donnell, A. D. Yaghjian, and S. R. Best, “A monopole superdirective array,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.53, no.8, pp.2653-2661, Aug. 2005.
- [32]S. R. Best, E. E. Altshuler, A. D. Yaghjian, J. M. McGinthy, and T. H. O'Donnell, “An impedance-matched 2-element superdirective array,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.7, pp.302-305, 2008.
- [33]S. R. Best, “Improving the performance properties of a dipole element closely spaced to a

- PEC ground plane,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.3, pp.359-363, Dec. 2004.
- [34] 築地武彦, 電波・アンテナ工学入門, 総合電子出版社, Mar. 2002.
- [35] [http://www.engineering-eye.com/MAGNA\\_TDM/](http://www.engineering-eye.com/MAGNA_TDM/) (MAGNA/TDM Ver. 8.3, ITOCHU Techno-Solutions Corporation.)
- [36] 越地福朗, “IoT/M2M 機器のためのアンテナの小型化・マルチバンド化・広帯域化,” *エレクトロニクス実装学会誌*, Vol.18, No.5, pp.368-371, Nov. 2015.
- [37] J. Jeon, K. Jang, S. Kahng, and C. Park, “Design of a miniaturized UHF-band Zigbee antenna applicable to the M2M/IoT communication,” 2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp.382-383, 6-11 Jul. 2014.
- [38] Y. Yang and Y. Liu, “A CPW-fed triple-band planar monopole antenna for internet of things applications,” 2014 International Conference on Cyber-Enabled Distributed Computing and Knowledge Discovery, pp.380-383, Oct. 2014.
- [39] C. Chang, W. Lin, Y. Lin, and W. Liao, “Diversity antenna design for compact devices of IoT uses,” 2016 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM), pp.1-3, May 2016.
- [40] L. Lizzi, F. Ferrero, P. Monin, C. Danchesi, and S. Boudaud, “Design of miniature antennas for IoT applications,” 2016 IEEE Sixth International Conference on Communications and Electronics (ICCE), pp.234-237, Jul. 2016.
- [41] 陸田裕子, 新井宏之, 恵比根佳雄, “反射板によるダイポールアンテナの FB 比への影響,” 2001 信学総大, B-1-135, Mar. 2001.
- [42] 陸田裕子, 新井宏之, 恵比根佳雄, “反射板付ダイポールアンテナの FB 比に対する反射板形状の最適化,” 信学技法, A・P 2001-27, pp.47-52, May 2001.
- [43] Y. Rikuta, H. Arai, and Y. Ebine, “Reflector shape optimization for FB ratio of dipole antenna,” Asia-Pacific Microwave Conference, Taipei, Taiwan, vol.3 pp.1068-1071, Jun. 2001.
- [44] Y. Rikuta, H. Arai, and Y. Ebine, “Enhancement of fb ratio for cellular base station antenna by optimizing reflector shape,” 2001 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.3, pp.456-459, Jul. 2001.
- [45] 檀上靖之, 苅込正徹, “反射板付きダイポールアンテナの周波数帯域幅,” 1996 信学ソ大, B-70, Sep. 1996.
- [46] J. D. Kraus, *Antennas*, McGraw-Hill, New York, 1988.
- [47] 掛札祐範, 恵比根佳雄, 新井宏之, “無給電素子の形状による反射板付きダイポールアンテナの広帯域化,” 信学技報, A・P 2003-110, Aug. 2003.
- [48] 水村 慎, 掛札祐範, “広帯域反射板付ダイポールアンテナ,” 2009 信学総大, B-1-144,

Mar. 2009.

- [49] A. Thumvichit, T. Takano, and Y. Kamata, "Characteristics Verification of a Half-Wave Dipole Very Close to a Conducting Plane With Excellent Impedance Matching," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.55, no.1, pp.53-58, Jan. 2007.
- [50] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no.10, pp.2691-2703, Oct. 2003.
- [51] A.P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang, and J.C. Vardaxoglou, "Artificial Magnetic Conductor Surfaces and Their Application to Low-Profile High-Gain Planar Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, no.1, pp.209-215, Jan. 2005.
- [52] Y. Rahmat-Samii, "Metamaterials in Antenna Applications: Classifications, Designs and Applications," *iWAT2006*, pp.1-4, New York, USA, Mar. 2006.
- [53] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*, Cambridge Univ. Press, 2009.
- [54] 諸谷徹郎, 小鷹柁樹, 牧野 滋, 林 秀幸, 野口啓介, 廣田哲夫, 伊東健治, "AMC 基板一体化ダイポールアンテナの提案," *信学技報*, A-P 2014-211, pp.1-5, 2014.
- [55] 諸谷徹郎, 小鷹柁樹, 牧野 滋, 林 秀幸, 野口啓介, 廣田哲夫, 伊東健治, "AMC 基板一体化ダイポールアンテナの提案," 2015 信学総大, B-1-106, Mar. 2015.
- [56] 諸谷徹郎, 小鷹柁樹, 牧野 滋, 林 秀幸, 野口啓介, 廣田哲夫, 伊東健治, "AMC 基板一体化ダイポールアンテナの検討," *信学技報*, A-P 2015-6, Apr. 2015.
- [57] 諸谷徹郎, 小鷹柁樹, 牧野 滋, 林 秀幸, 野口啓介, 廣田哲夫, 伊東健治, "AMC 技術を用いた小形薄型アンテナ MACKKEY," *信学論 (B)*, vol.J99-B, no.9, pp.786-794, Sep. 2016.
- [58] T. Moroya, M. Kotaka, S. Makino, H. Hayashi, K. Noguchi, T. Hirota, and K. Itoh, "Proposal of a Dipole Antenna Unified with an AMC Substrate," 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp.1408-1409, Jul. 2015.
- [59] T. Moroya, M. Kotaka, S. Makino, K. Noguchi, T. Hirota, and K. Itoh, "AMC Substrate Inspired Small Antenna MACKKEY," in 2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Hobart, TAS, Australia, Nov. 2015.
- [60] 伊藤公一, 河井寛記, 齊藤一幸, "生体等価ファントムの現状と今後の展望," *信学論 (B)*, vol.J85-B, no.5, pp.582-596, May 2002.
- [61] <https://www.fcc.gov/general/body-tissue-dielectricparameters> (Body Tissue Dielectric Parameters, Federal Communications Commission)



- [62] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz," *Physics in Medicine and Biology*, vol.41, pp.2251-2269, Nov. 1996.
- [63] 荻込正徹, "アンテナの広帯域化における無給電素子のふるまいについて," 1994 信学秋大, B-93, 1994.
- [64] 檀上靖之, 荻込正徹, "無給電素子のあるマイクロストリップアンテナの放射効率," 1994 信学秋大, B-99, 1994.
- [65] 荻込正徹, 恵比根佳雄, "無給電素子のあるプリント・ダイポールアンテナの特性," 信学技法, A・P 89-2, pp.9-16, Apr. 1989.
- [66] 堀 俊和, "広帯域・マルチバンドプリントアンテナ," 信学論(B), vol. J87-B, no.9, pp.1130-1139, Sep. 2004.
- [67] 羽石 操, "平面アンテナの特色及びその応用技術と展望," 信学論(C), vol. J89-C, no.5, pp.198-209, May 2006.
- [68] 野口啓介, "複合モード励振による小形・平面アンテナの広帯域化," 信学論(B), vol.J99-B, no.9, pp.655-664, Sep. 2016.
- [69] J. -M. Floc'h and H.Rmili, "Design of multiband printed dipole antennas using parasitic elements," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.48, pp.1639-1645, 2006.
- [70] J. -M. Floc'h and A. E. S. Ahmad, "Broadband quasi-Yagi antenna for WiFi and WiMax applications," *Wireless Engineering and Technology*, vol.4, no.2, pp.87-91, 2013.
- [71] 虫明康人, アンテナ・電波伝搬, コロナ社, Feb. 1961.
- [72] 宇田新太郎, 新版無線工学 I 伝送編, 丸善, Apr. 1964.
- [73] 虫明康人, 安達三郎, 基礎電波工学, 共立出版, Sep. 1970.
- [74] 虫明康人, 安達三郎, 電磁波工学例題演習, コロナ社, May 1972.
- [75] 石曾根孝之, 山岸運夫, 虫明康人, 新井俊明, "ユニポールとノッチからなる自己補対アンテナ," 信学技報, A・P77-11, May 1977.
- [76] 山本勝弘, 澤谷邦男, 石曾根孝之, 虫明康人, "自己補対モノポールノッチアレーアンテナ," 信学論(B), vol.J65-B, no.1, pp.70-77, Jan. 1982.
- [77] 竹澤幸男, 藤本京平, 山田寛喜, 山口芳雄, "自己補対構造を用いた小形アンテナ系の特性," 1995 信学信越支部大会, F5, Oct. 1995.
- [78] 竹澤幸男, 仲山陽一, 藤本京平, 山田寛喜, 山口芳雄, "自己補対構造を取り入れたモノポールアンテナ系の特性," 信学技報, A・P94-102, 1995.
- [79] 安達三郎, 佐藤太一, 電波工学, 森北出版, Jun. 1998.
- [80] 虫明康人, 電波とアンテナのやさしい話, オーム社, Aug. 2001.
- [81] 川上春夫, "対数周期アンテナの略史," RFワールド No.42, CQ 出版社, pp.13-17, May

- 2018.
- [82] T. Ishizone and Y. Mushiake, "A Self-Complementary Antenna Composed of Unipole and Notch Antennas," 1977 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest, vol.81, Jun. 1977.
- [83] T. Ishizone and Y. Mushiake, "Unipole-Notch Array Antennas," 1981 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest, Jun. 1981.
- [84] Y. Mushiake, "A Report on Japanese Developments of Antennas from Yagi-Uda Antenna to Self-Complementary Antennas," 2003 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest, vol.3, pp.841-844, Jun. 2003.
- [85] Y. Mushiake, "A report on Japanese development of antennas: From the Yagi-Uda antenna to selfcomplementary antennas," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.46, no.4, pp.47-60, Aug. 2004.
- [86] 関根秀一, 庄木裕樹, "並列共振モードを用いた T 型モノポールアンテナ," 信学論 (B), vol.J86-B, no.2, pp.200-208, Feb. 2003.
- [87] A. Thunvichit, T. Takano, and Y. Kamata, "Ultra low profile dipole antenna with a simplified feeding structure and a parasitic element," IEICE Trans. Commun., vol.E89-B, no.2, pp.576-580, Feb. 2006.
- [88] 遠藤 勉, 深沢 徹, 千葉 勇, "U 字スロット装荷マイクロストリップアンテナの共振周波数," 1996 信学ソ大, B-50, Sep. 1996.
- [89] 遠藤 勉, 深沢 徹, 千葉 勇, "U 字スロット装荷マイクロストリップアンテナの基本特性," 信学技報, A-P96-82, pp.7-12, 1996.
- [90] T. Huynh and K. F. Lee, "Single-layer Single-patch wideband Microstrip Antenna," Electron. Lett., vol.31, no.16, pp.1310-1312, 1995.
- [91] K. F. Lee, S. L. Yang, and A. A. Kishk, "Dual- and multiband U-slot patch antennas," IEEE Trans. Antennas Wireless Propagat. Lett., vol.7, pp.645-647, 2008.
- [92] P. Salonen, M. Keskilammi, and M. Kivikoski, "Single-feed dual-band planar inverted-f antenna with u-shaped slot," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.48, no.8, pp.1262-1264, Aug. 2000.
- [93] 大坪靖治, 小鷹榎樹, 牧野 滋, 廣田哲夫, 野口啓介, 伊東健治, 諸谷徹郎, "オフセット給電により 2 周波共有化した MACKEY O 型の検討," 信学技報, A-P2016-21, pp.27-32, 2016.
- [94] K. Hirano, S. Makino, K. Noguchi, T. Hirota, and K. Itoh, "MACKEY type T Covering WiFi 2GHz/5GHz Bands," in 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Busan, Korea (South), Oct. 2018.

- [95] S. Makino, K. Hirano, K. Itoh, K. Noguchi, and T. Hirota, "Dual band MACEY type T composed of three radiating grids for WiFi 2/5 GHz application, " IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), Cartagena de Indias, Colombia, Sep. 2018.
- [96] 根日屋英之, 小川真紀, ユビキタス時代のアンテナ設計, 東京電機大学出版局, pp.133-134, 2005.
- [97] D. L. Smith, "The trap-loaded cylindrical antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat. , vol.AP-23, no.1, pp.20-27, Jan. 1975.
- [98] P. S. Taylor, J. C. Batchelor, E. A. Parker, "Dual-band FSS design using LC traps," Antennas and Propagation Conference (LAPC) 2010 Loughborough, pp.405-408, 8-9 Nov. 2010.
- [99] F. Parrini, F. Papi, and M. Pieraccini, "Double resonance L-C Trap for Dual-Band Dipole Antenna," IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), 2014.
- [100] 宇野 亨, FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析, コロナ社, Mar. 1998.

## 研究業績

### 学術論文

- [1] S. Kojima, T. Arima, and T. Uno, “Low-Profile Supergain Antenna Composed of Asymmetric Dipole Elements Backed by Planar Reflector for IoT Applications,” IEICE Trans. Commun., vol.E102-B, no.4, pp.884-890, Apr. 2019.
- [2] S. Kojima, T. Arima, and T. Uno, “Improvement of Bandwidth Characteristics of Low-Profile Superdirective Antenna Composed of Asymmetric Dipole Element Backed by Planar Reflector,” IEICE ComEX., Volume 8 Issue 12, pp.458-461, Jul. 2019.
- [3] S. Kojima, T. Arima, and T. Uno, “Dual-band Asymmetric Planar Dipole Antenna Backed by Conducting Reflector for WLAN Applications,” IEICE ComEX., Volume 9 Issue 3, pp.89-93, Mar. 2020.

### 特許

- [1] 小島 優, “アンテナおよび携帯端末装置,” 特許第 6656704 号.
- [2] 小島 優, “アンテナおよび携帯端末装置,” 特願 2019-84687.
- [3] 小島 優, “アンテナおよび携帯端末装置,” 特願 2019-187335.