

修士論文

低姿勢モノポールアンテナの構成 に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成18年1月31日提出

横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻
電気電子ネットワークコース

04GD184 矢野 敏明

要約

近年，アレーアンテナと信号処理を用いて，到来方向推定に関する研究が進められている．その中の要素技術の一つである，アンテナに対する要求性能は緩和が期待できず，素子・アレーの製作誤差や特性のばらつきなど，推定精度の劣化要因となるため厳しく管理する必要がある．これらの対処法として，ソフトウェア的にシステム校正する方法も検討されているが，研究途上であり，アンテナ素子自身の高精度化や高性能化が有効であることは言うまでもない．そこで，本研究ではアンテナ素子単体で，高精度化や高機能化を図る，プリント基板上の構成に適した基本アンテナ素子として，低姿勢モノポールアンテナの構成について検討を行っている．

本論文では，最初に整合板付き容量装荷型モノポールアンテナを基本素子とし，整合板装荷位置による低姿勢モノポールアンテナの構成について検討を行った．先行研究に対し，位置が低い場合は，階段状に太さの変わる給電線を用いることで，低下した放射抵抗を増加させ，整合板の大きさによって，インピーダンスの虚部成分の制御が可能であることを明らかにし，整合板位置に依存せず，先行研究と同程度の特性が得られることを明らかにした．

次に，上述のアンテナ構成について，整合板のプリント化を図り，その特性について考察した．給電部の電流分布より，放射に寄与していない部分の構造を再構成することで，さらにプリント基板上の構成に適するアンテナ構造であることを明らかにした．また，放射の観点から，2つの要素モデルに分解して考えることが可能であり，非放射モデルは並列共振回路，放射モデルは直列共振回路と等価な動作をすることを明らかにし，本アンテナは2つの共振回路は2つのインダクタ間で磁気的な結合をしている回路と等価な動作を行うことを明らかにした．

最後に，プリント基板上に低姿勢Tアンテナを構成可能であることを実験，解析により実証し，その基本特性，および動作原理について検討を行った．本アンテナは折返し構造を短絡型，開放型に大別し，前者は前述のアンテナと同様な回路と等価な動作を行うことを明らかにした．また，垂直設置されたプリント基板を回転対象に増設することで，2周波特性が接近した双峰性特性を示し，容易に広帯域を図る構成であることを明らかにした．一方，後者は，およびトラップ付き構造アンテナ構成を提案し，基本特性および動作原理

について検討を行い, さらにトラップ構造を装荷することで2周波化の検討を行っている.

目次

第1章 序論	1
第2章 頂部装荷型モノポールアンテナ	3
2.1 整合板付き頂部装荷型モノポールアンテナ	3
2.1.1 アンテナ構成	3
2.1.2 アンテナ基本特性	4
2.1.3 パラメータ変化によるアンテナ特性	6
2.2 誘電体基板上に構成された頂部装荷型モノポールアンテナ	17
2.2.1 アンテナ構成および基本特性	17
2.2.2 電流分布によるアンテナ再構成の検討	18
2.3 プリント基板に適したアンテナ構成	35
2.3.1 アンテナ構成および要素モデル	35
2.3.2 等価回路	36
第3章 プリントパッチ装荷 T アンテナ	43
3.1 短絡型折返し T アンテナ	43
3.1.1 アンテナ基本特性	44
3.1.2 動作原理	45
3.1.3 広帯域化手法	47
3.1.4 Quality Factor と帯域の関係	48
3.2 開放型折返し T アンテナ	60
3.2.1 アンテナ構成および基本特性	60
3.2.2 要素モデル	61
3.2.3 等価回路	62
3.2.4 プリント型トラップ付開放型折返し T アンテナ	71
第4章 結論	77
謝辞	79

参考文献	80
発表文献	82
付録 A	83

第 1 章

序論

マイクロ波帯において、アレーアンテナと信号処理を用いた到来波方向推定に関する研究が進められている。物理的回転機構を持たないこのようなシステムは、機構的な簡素化や走査速度の向上が期待できる。その一方で、アンテナに対する要求性能の緩和は期待できるわけではない。たとえば、素子・アレーの製作誤差や特性のばらつきは、到来波推定精度の劣化要因となるため、従来と同等ないし、それ以上に厳しく管理する必要があり [1][2]、給電線も含めた位相管理も必要とされている。ソフトウェア的にシステム校正する方法も検討されているが研究途上であり、アンテナ素子自身の高精度化や高性能化が有効であることは言うまでもない。

従来より、寸法精度の管理や製作の容易さからアレーアンテナはプリント基板で構成されることが多く、パッチアンテナやテーパースロットアンテナなどを利用した例が多数報告されている。これらを用いて方位角方向の到来波方向推定を行うには、アンテナ素子開口面を円筒状、ないし放射状に配置する必要がある。この場合、アンテナの支持構成等が大掛かりになり、信号処理アルゴリズムの自由度も低くなる。一方で、方位角方向に一律な感度を有するスリーブアンテナやモノポールアンテナを方形格子状に配置したアレーアンテナを用いて方位角方向の到来波を推定する手法も提案されている [3]。この手法は、構成が容易であり、推定アルゴリズムの自由度も大きくとることが期待できる。またプリント基板に高性能なモノポール系アンテナアレーを構成できれば、アレー構成の大幅な簡素化も期待できる。

プリント基板での製作に適したモノポール系アンテナとしては、頂部装荷型アンテナや T アンテナを挙げることができる。両者とも素子先端部に地板と平行な導体を装荷して低姿勢化を図ったアンテナであることが共通している。

モノポール系アンテナをプリント基板上に構成した研究は、過去に様々な報告がされており、地板と装荷導体をプリント基板の両面に構成した場合は、最も単純なモデル [4][5] となるが、市販の誘電体基板では十分な素子高が確保できず狭帯域となるか、もしくは、基

板を厚くする必要があるため高価となる．これに対し，関根らにより提案された整合板付き円板装荷折返しモノポールアンテナ [6] は整合板と装荷円板のみをプリント基板化する等で構造を簡素化することが可能と考えられるが，短絡板など垂直構造部分の製作精度の向上は期待できず，製作の手間もかかる．

なお頂部装荷アンテナには垂直素子部分をプリント基板化した例 [7] や，頂部素子のプリント基板化を図り，矩形モノポール素子の脇に矩形ショート板を装荷した例 [8] もあるが，これとの組み合わせでアンテナの製作精度は向上させることが出来るが，構造の複雑さは依然として残り，その割には広帯域化等に対する構造的自由度は増えない．

また，プリント基板を垂直設置し，放射素子をプリントした構造も提案されている [9] あり，周波数共用化を図ったアンテナ構成であるが，構造上，交差偏波が大きく，放射特性に対して影響を与えることが問題である．

これに対し T アンテナは，プリント基板を地板に対して垂直に設置することにより素子高を自由に設定することが可能であり，基板面方向のアレー化も容易に実現できる．ただし広帯域化に対しては，頂部装荷アンテナと同様，構造的自由度が大きいわけではない．

T アンテナの広帯域化には並列共振モードを用いる方法 [10] や L 字型無給電素子を T アンテナと平行に設置する方法 [11] などが提案されている．前者の並列共振モードを用いる方法は，従来の T 型アンテナに，地板と平行な追加素子を装荷するものであり，それら水平素子同士が近接配置されていることが特徴である．この構造では素子を一枚のプリント基板上に構成できるため，構造的な利点はあるが，追加水平素子も放射に寄与するため，設計が複雑になる．また，後者の L 字型無給電素子を装荷する方法は，無給電素子により生ずる共振を利用するため帯域周波数の予測が比較的容易であることが利点であるが，非対称な素子構造を利用した広帯域化であるため，交差偏波などにより放射特性が劣化する．また，整合状態が給電および短絡線の部分のみに依存するため，設計自由度が少ない難点がある．

以上の観点より，プリント基板での製作に適し，設計および広帯域化が容易なモノポールアンテナを本論文では提案する．提案するアンテナは，基本的に頂部容量装荷型 T アンテナであり，地板と導体パッチからなるプリント基板上に，T アンテナが印刷されたプリント基板を垂直に設置した構成を有する．また T 型素子を並列配置することにより，入力特性の広帯域化が容易に実現できる特長も有する．本章以降，2 章でプリント基板構造に適した，低姿勢な頂部装荷型 T アンテナを提案し，アンテナの基本構成および，その基本特性を示す．ここでは，FDTD 法による電磁界シミュレーション [12] が実験結果の傾向を十分に再現できることを確認する．次に 3 章では，2 章で提案したアンテナについて，プリント基板上に構成された，低姿勢頂部装荷型 T アンテナを提案し，等価回路を示し，アンテナの基本的動作原理および設計概念を説明する．最後に 4 章については本論文の結論とする．

第 2 章

頂部装荷型モノポールアンテナ

本章では，水平面内に一様な指向性を有し，低姿勢かつ広帯域を実現するアンテナ構成を提案している．まず，誘電体基板上に構成された整合板付き頂部装荷型モノポールアンテナの構造を示し，FDTD(Finite Difference Time Domain) 法 [12] を用いて解析的に基本特性を計算し，その計算結果を基に試作実験を行い，計算結果および実験結果の比較検討を行っている．

本論文では，本章以降，解析領域は $0.2 \sim 1.5\text{mm}$ の範囲で微小セルにより非等分割されている．また，吸収境界は 4 層 PML を仮定している．アンテナは地板と給電線の間ギャップに入力されたガウス波により励振され，それに対する 4.4ns 分の時間応答をもとに，周波数特性が計算されている．解析は，給電部における最大エネルギー値が -50dB 以下に減衰した時点で打ち切られる．導体損失，誘電損失は無視するものとする．また設計周波数は $f_0 = 900\text{MHz}$ とする．

2.1 整合板付き頂部装荷型モノポールアンテナ

2.1.1 アンテナ構成

本節では，整合板付き頂部装荷型モノポールアンテナの構造について説明し，その整合板の装荷位置により，2 種類のアンテナ構成で低姿勢頂部装荷型モノポールアンテナを構成可能であることを提案している．整合板位置が低い位置に設置されている場合のモデルを model-A，高い位置に設置されている場合のモデルを Model-B と呼ぶことにする．

また，アンテナの基本特性について，主として解析的に検討し，試作実験を行うことで，解析的結果の妥当性を確認している．

本章で提案するアンテナを図 2.1 に示す．整合板の位置が低い位置，高さ $h_B = 1.6\text{mm}$ の場合の Model-A について考察する．図 2.1(a) に示す Model-A は，寸法 $W_T \times W_T$ の導体

板 #1 を高さ $h_B + h_T$ のモノポール素子の頂部に装荷し、対称性を考慮して、給電線の両脇に幅 w の短絡板 2 本を装荷した頂部装荷型モノポールアンテナである。さらに、地板から高さ h_B の部分に、寸法 $W_B \times W_B$ なる導体板 plate#2 が設置されている。導体板 plate#2 は給電線とは接続されているが、短絡板は導体板 plate#2 に設けた hole 内を非接触で貫通している。また、給電線は地板からの高さ h_B までは断面積 $2r_2 \times 2r_2$ 、高さ h_B から $h_B + h_T$ までは $2r_1 \times 2r_1$ の断面積を有する角柱導体であり、給電線が階段状に変化するものを仮定しており、その値は可変であるものとしている。これを階段状給電線と今後呼ぶことにする。なお、解析には無限大地板を仮定している。

2.1.2 アンテナ基本特性

導体板 plate#2 位置が地板から高さ $h_B = 1.6\text{mm}$ 部分に設置されている時の、導体板 plate#2 の寸法による特性変化について考察する。階段状給電線はこの場合、地板からの高さ h_B までと高さ h_B から $h_B + h_T$ までの太さは一定の角柱導体で、その値は $2r_1 = 2r_2 = 0.8\text{mm}$ であり、非常に細い場合において、導体板 plate#2 の寸法を変化させたときの給電部における電流分布を図 2.2 に示す。電流分布は設計周波数 f_0 で計算されている。導体板 plate#2 の面積が大きい場合、給電電流は遮断され、給電線上に電流を励振できなくなることが確認できる。一方、素子面積を小さくすることで、高さ $h_B \sim h_T$ の角柱導体部に電流を誘導することが可能である。しかしながら、放射抵抗の増加は $5 \sim 10\Omega$ 程度とわずかであり、 50Ω 系のシステムに接続する場合、他の部分でさらに放射抵抗を増加させ、インピーダンスマッチングを行う必要がある。

次に、図 2.1 に示すモデルにおいて、高さ $h_B \sim h_T$ の角柱導体の大きさを変化させることで、放射抵抗を増加させる検討を行う。上述のように、導体板 plate#2 は地板から高さ $h_B = 1.6\text{mm}$ の位置に設置されている。角柱導体の一辺 $2r_1$ を変化させたときの本アンテナの入力インピーダンス変化を、図 2.3 に示す。

図 2.3(a) に示す、入力インピーダンス実部成分の周波数特性において、角柱導体の一辺 $2r_1$ が細い場合、設計周波数 900MHz 付近において、放射抵抗は 10Ω 程度であることが確認できる。また、 $2r_1$ を増加する、つまり角柱導体を太くすることで、 900MHz 付近の放射抵抗が $40 \sim 70\Omega$ 程度に増加することを確認した。一方、図 2.3(b) に示す入力インピーダンスの虚部成分の周波数特性において、虚部成分は容量性から誘導性にリアクタンス成分が変化することが確認できる。

ここでは、導体板 plate#2 の一辺の幅をパラメータとしたときの入力インピーダンスの変化について検討を行う。図 2.4 に導体板 plate#2 の幅 W_B を変化させたときの入力インピーダンスの変化を示す。 $2r_1$ を増加する、つまり角柱導体を太くすることで、放射抵抗を増加可能であることを確認したが、同時にリアクタンス誘導性に変化し、増加している問題点

があった．整合板の動作は，文献 [6] で指摘されている様に，容量板として動作することが報告されている．ここでは，導体板 plate#2 の面積によりリアクタンス成分を低減する手法を用いた．その結果， W_B を増加させることで，誘導性リアクタンス成分がほぼ打ち消され， 50Ω に広範囲で整合状態を得ることが可能となる．

次に，図 2.1(b) に示す，導体板 plate#2 の位置が高い位置にある場合の Model-B について，放射抵抗の制御を行う手法について考察する．

図 2.5 は導体板 plate#2 の装荷位置 h_B をパラメータとしたときの入力インピーダンスの周波数特性である．また， r_1 と r_2 の大きさの異なる，階段状給電部は用いず， $2r_1 = 2r_2 = 0.8$ の細径の給電線を仮定している．図 2.5(a) より，導体板 plate#2 の装荷位置 h_B が変化するにつれ，放射抵抗が設計周波数付近上昇していくことが確認できる．

一方，図 2.5(b) に示す，入力インピーダンスのリアクタンス成分の変化は，導体板 plate#2 の装荷位置が $1.6 \sim 10\text{mm}$ の範囲では設計周波数付近において，リアクタンスはほぼ 0 となり周波数変化も少ないことが確認できるが， 15mm 程度の高い位置で装荷すると，容量板として動作する導体板 plate#2 の影響が弱まり，誘導性リアクタンスが増加する． $|S_{11}| = -10\text{dB}$ という条件下評価する場合， 15mm 以上装荷位置を高くすると，帯域を確保することが困難であることが考えられる．

ここで，前述までに検討してきた図 2.1(a)，(b) に示す Model-A および Model-B の 2 つのアンテナ構成について，入力特性を図 2.6 に示す．実線が Model-A における計算機シミュレーション，破線が Model-B における解析結果，一点鎖線が実験による測定結果である．計算においては，無限大寸法の地板が仮定されており，一方で実験においては一辺 400mm の正方形導体地板を用いている．

Model-A において，計算結果では $|S_{11}| = -10\text{dB}$ 比帯域約 22% という結果を確認した．また，Model-B においては，計算および実験で本アンテナの評価を行っており，計算と実験では人為的な製作誤差等による大きな周波数誤差見られる．これは実験的に導体板 #2 の位置設定が難しい点，短絡板設置が難しい点などが挙げられる．しかしながら，全体的な傾向はよく一致しており，解析モデルおよび計算結果の妥当性が確認できる．なお，Model-B における比帯域は計算で約 23% ，実験で約 27% と広帯域な特性を有することが確認できる．このように，両アンテナは，最大寸法がほぼ等しいため，導体板 plate#2 の帯域への依存が小さいことを確認した．

上述の 2 つのアンテナ構成についての放射特性を図 2.7，2.8 示す．実線が -10dB 帯域内での上限周波数，破線が帯域内中心周波数、一点鎖線が下限周波数を示している．どちらもモノポール型指向性を有しており，交差偏波も -30dB 以下であり，実用上問題無いレベルである．また，図 2.7 において，導体板 plate#2 の上下で太さの異なる階段状給電ピンの影響も殆ど見られないことが確認できる．なお，放射特性の帯域内変化は Model-A よりも Model-B の方が大きいという結果を得た．これは Model-B は導体板 plate#2 の位置が高い

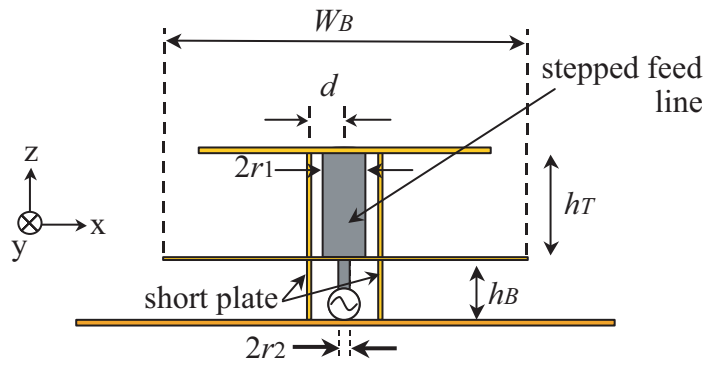
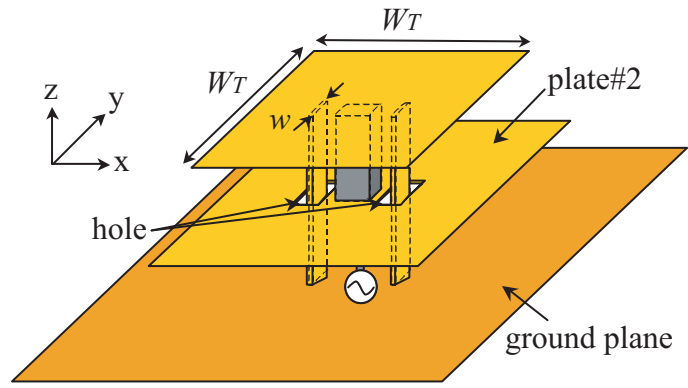
ため、放射に対して影響しやすいことが原因であると考えられる。

2.1.3 パラメータ変化によるアンテナ特性

ここで、図 2.1(b) に示す、導体板 #2 の位置が $h_B = 15\text{mm}$ のときのモデルについて、アンテナパラメータ変化による基本特性の考察を行う。

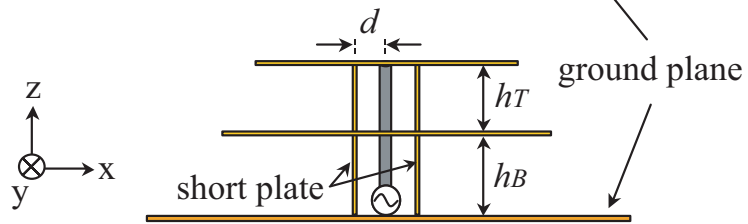
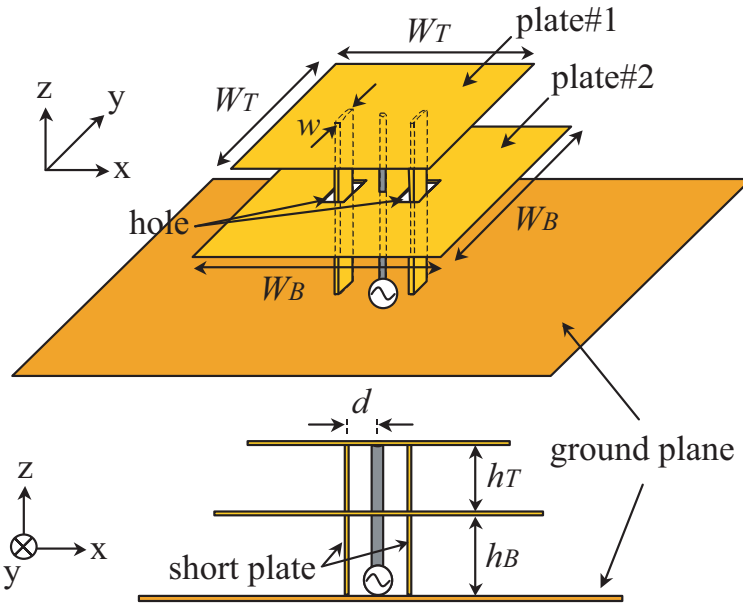
図 2.9 に、図 2.1(b) の Model-B における short plate 幅 w を変化させたときの入力インピーダンス変化を示す。図 2.9(a) の実部成分に関しては、周波数特性の変化は大きく見られないが、幅 w を大きくすることで、高域側に周波数がシフトしていることが確認できる。また低域側ピークでは幅 w を大きくすることでピーク値は下がり、高域側では上昇することが分かる。一方、図 2.9(b) に示す虚部成分では、設計周波数付近では変化が殆ど見られないことが確認でき、リアクタンス成分の微調整が可能である。

図 2.10 に、図 2.1(b) の Model-B における short plate 距離 d を変化させたときの入力インピーダンス変化を示す。図 2.9(a) の実部成分に関しては、1000MHz, 600MHz 付近にピークを有する、双峰性特性を示しており、距離 d を変化させることで、ピーク値の周波数変化は大きく見られない。しかし、ピークに着目すると、低域側ピークでは距離 d を大きくすることで、ピーク値は大きく影響を受け、上昇する。これは給電線との距離が大きくなり、放射に寄与する部分の半径が等価的に太くなったためと考えられる。また、高域側において、低域側ほど影響はないが、インピーダンスの実部成分は若干減少している。一方、図 2.9(b) に示す虚部成分では、距離 d を増加させても、設計周波数 $f_0 = 900\text{MHz}$ 付近でのリアクタンス成分の変化が見られないことを確認した。



$$W_T = 50, h_T = 21.8, h_B = 1.6, w = 5.4, d = 4 \text{ [mm]}$$

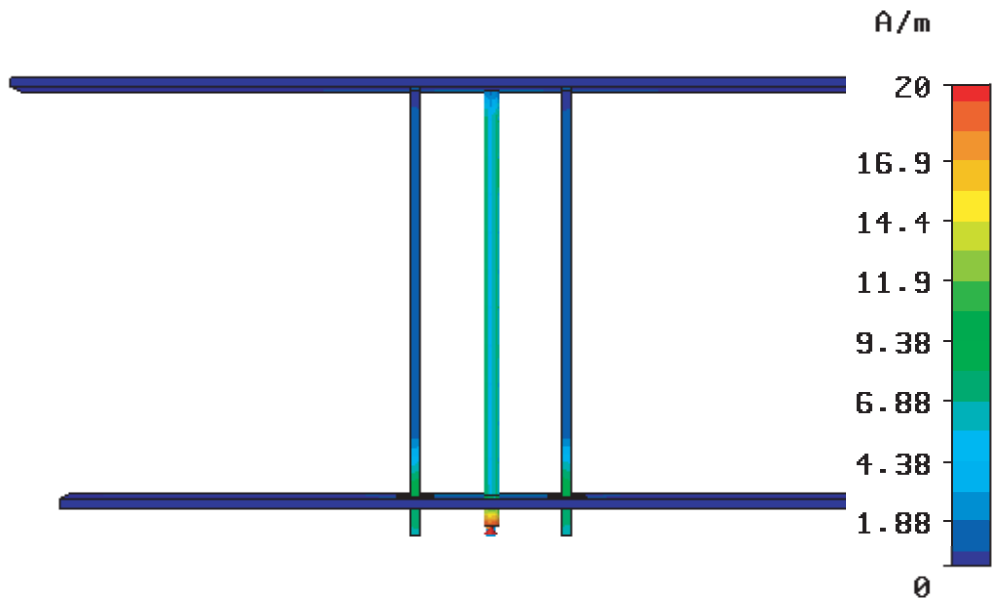
(a) Model-A



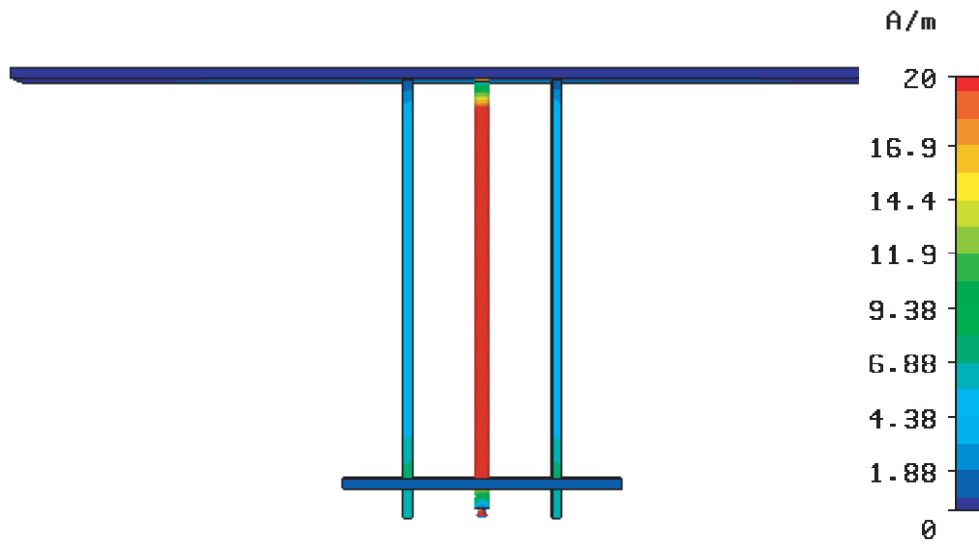
$$W_T = 50, h_T + h_B = 23.4, w = 8, d = 4 \text{ [mm]}$$

(b) Model-B

図 2.1: アンテナ構成

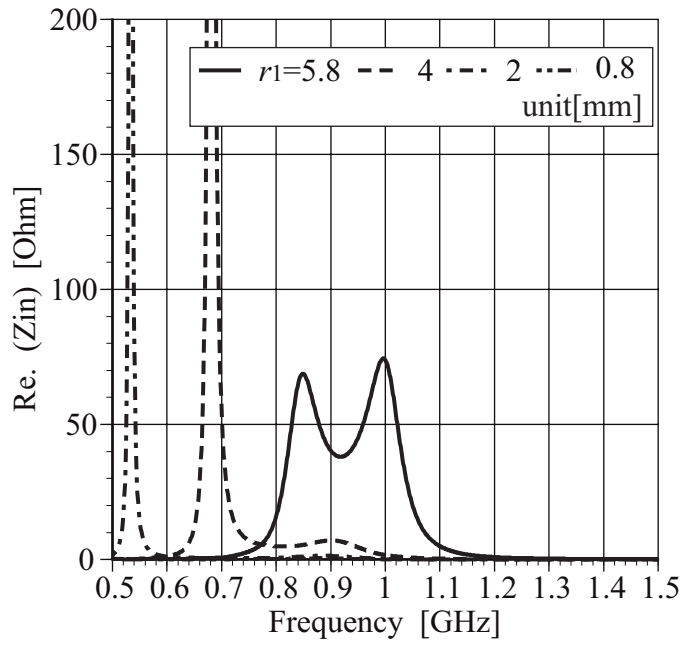


(a) $W_B = 42\text{mm}$

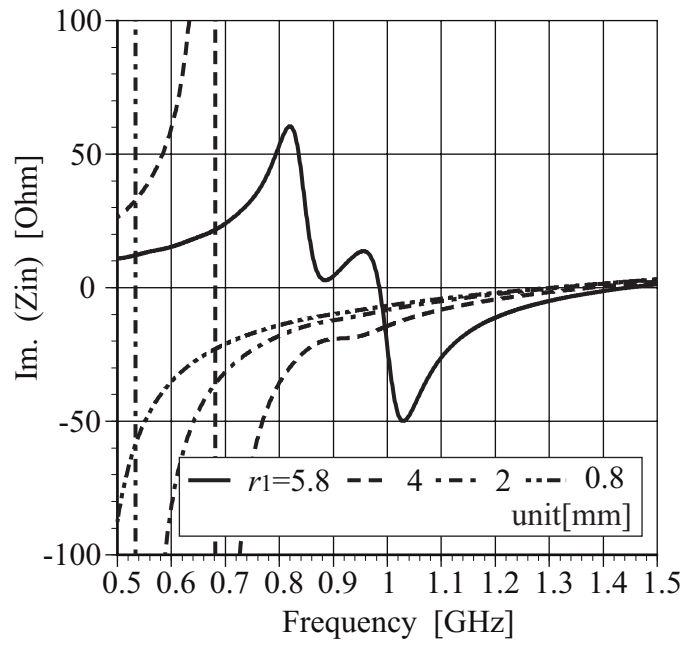


(b) $W_B = 15\text{mm}$

図 2.2: 導体板 plate#2 の大きさによる電流分布変化

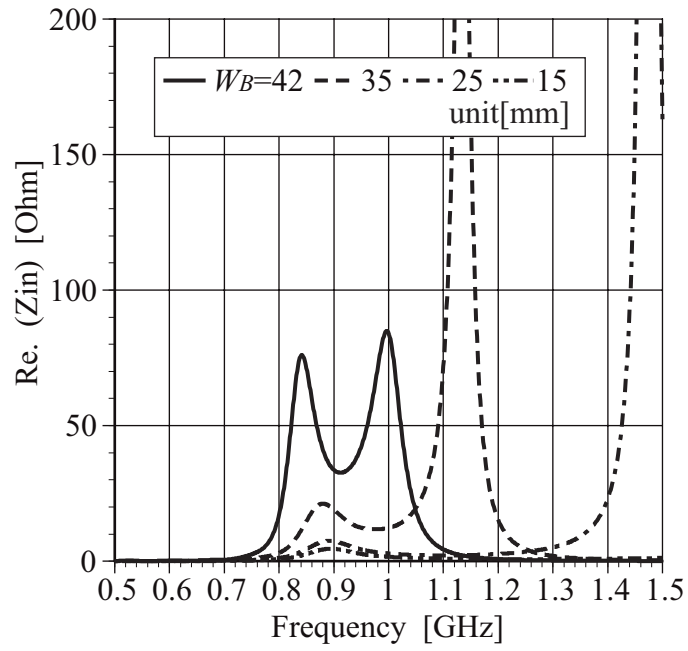


(a) Re. (Z_{in}) Ω

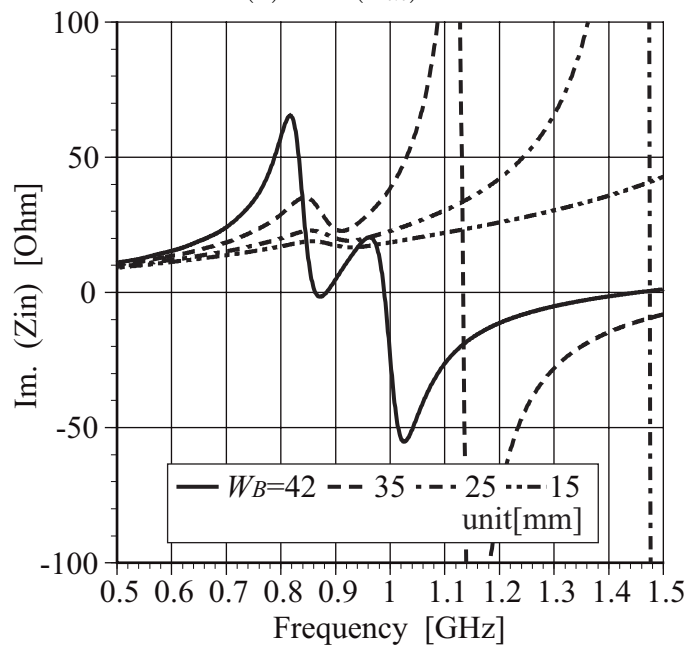


(b) Im. (Z_{in}) Ω

図 2.3: r_2 を変化させたときの入力インピーダンス変化

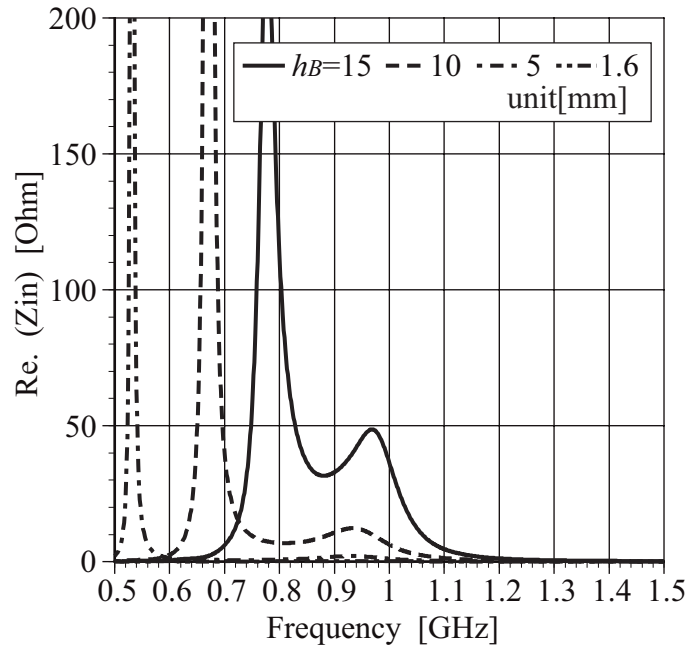


(a) Re. (Z_{in}) Ω

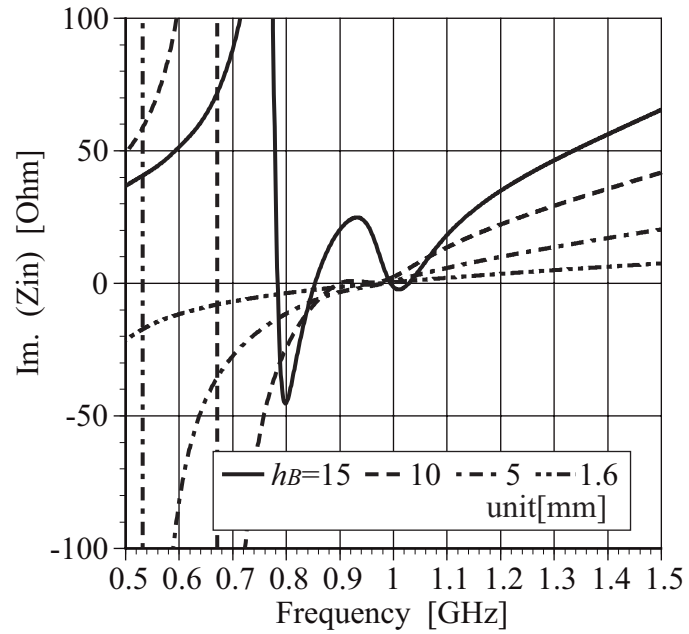


(b) Im. (Z_{in}) Ω

図 2.4: 導体板 plate#2 の大きさ W_B に対する入力インピーダンス変化

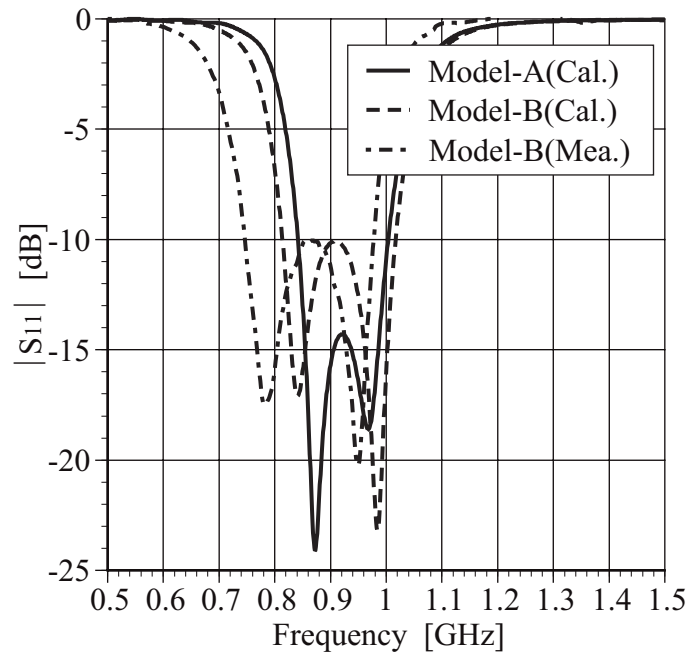


(a) Re. (Z_{in}) Ω



(b) Im. (Z_{in}) Ω

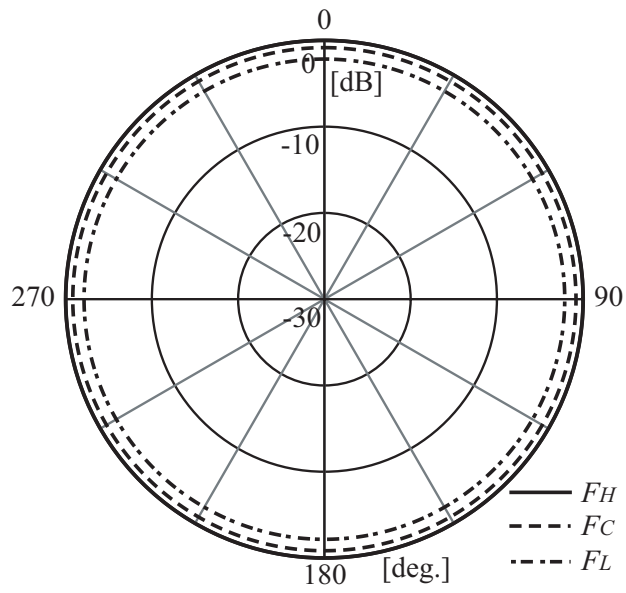
図 2.5: 導体板 plate#2 の設置位置 h_B に対する入力インピーダンス変化



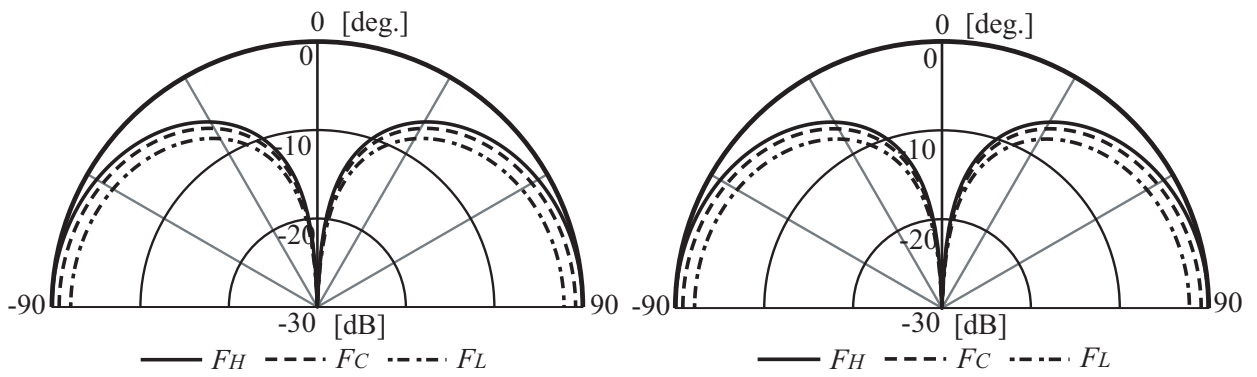
Model-A : $h_B = 1.6, h_T = 21.8, w = 5.4, d = 4$ [mm]

Model-B : $h_B = 15, h_T = 8.4, w = 8, d = 4$ [mm]

図 2.6: 入力特性 (解析および実験結果)



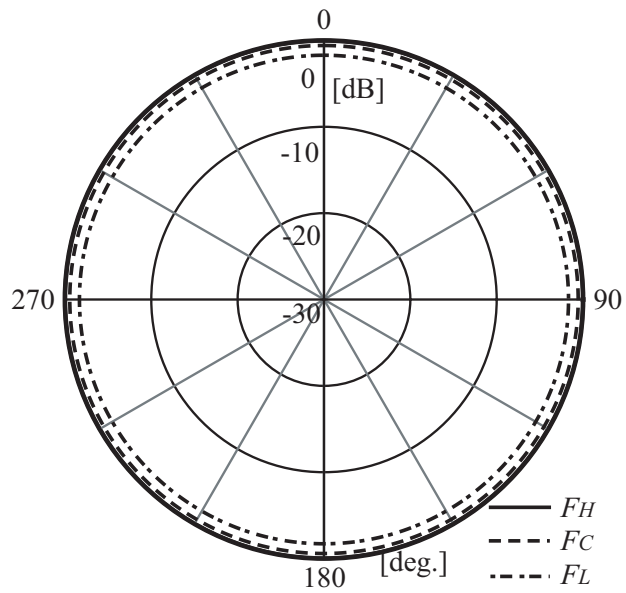
(a) XY-Plane



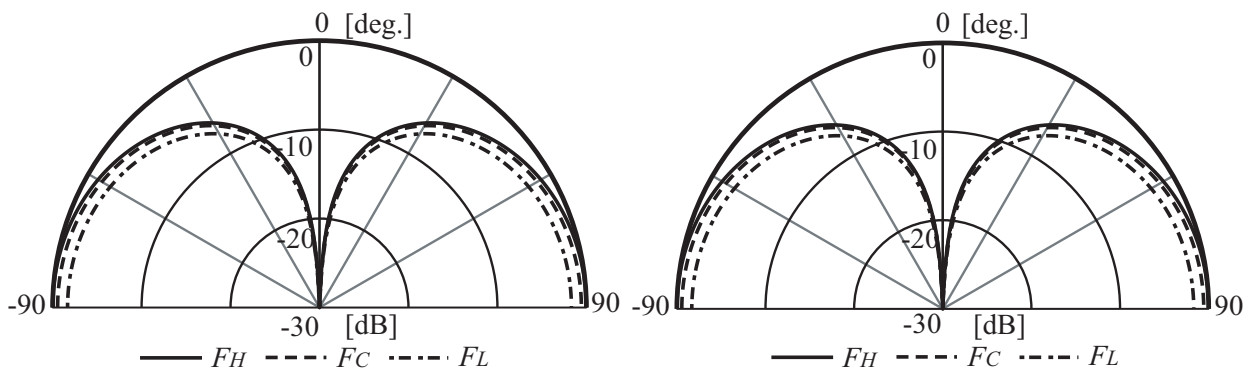
(b) YZ-Plane

(c) ZX-Plane

図 2.7: 放射パターン (E_θ) : Model-A(解析結果)



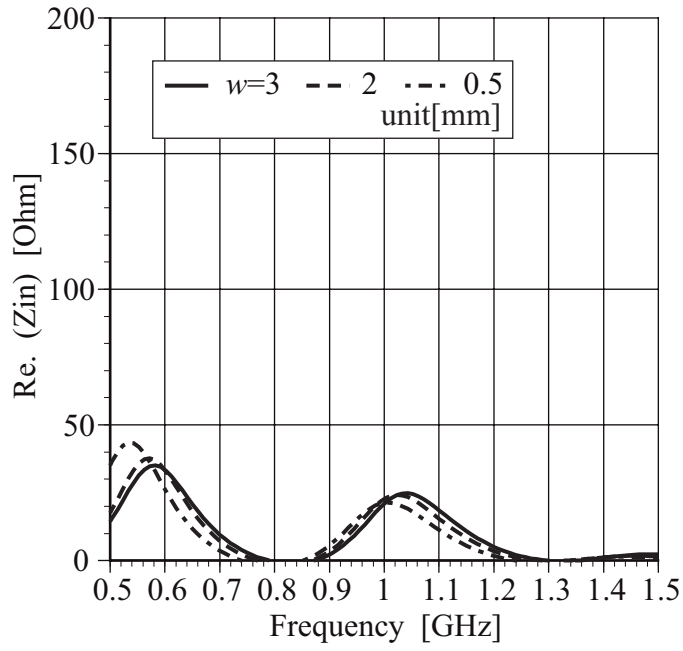
(a) XY-Plane



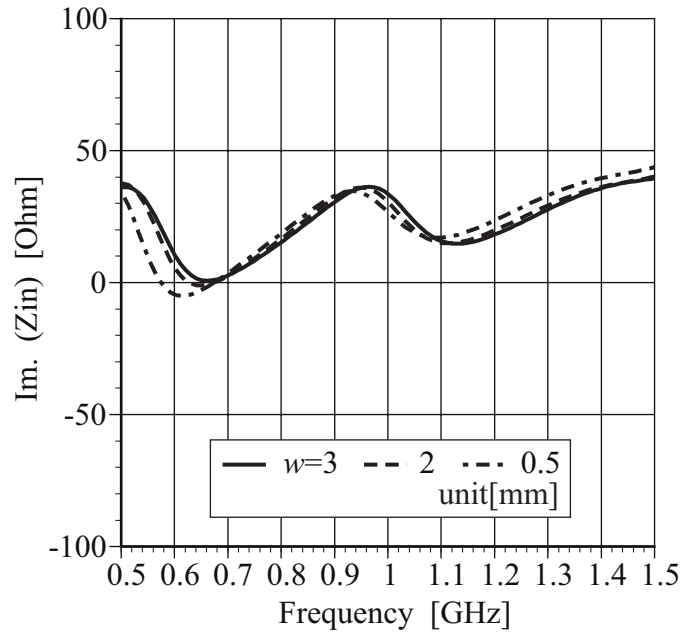
(b) YZ-Plane

(c) ZX-Plane

図 2.8: 放射パターン (E_θ) : Model-B(解析結果)

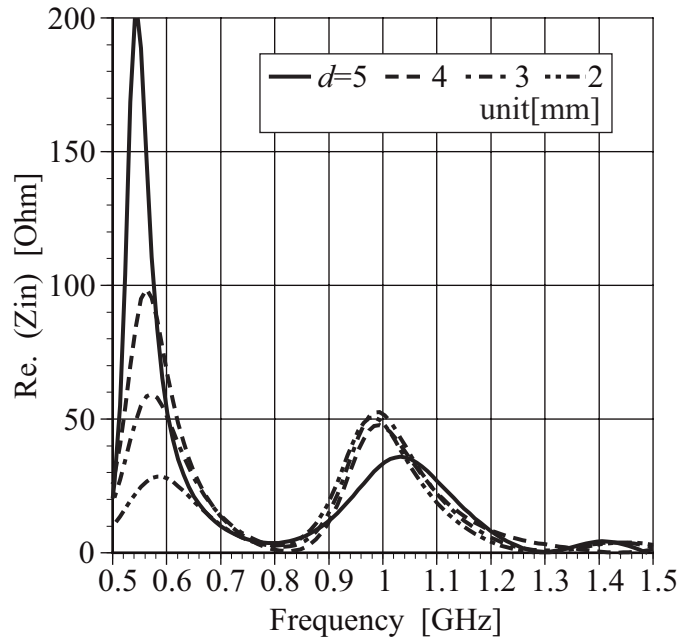


(a) $\text{Re. (Zin) } \Omega$

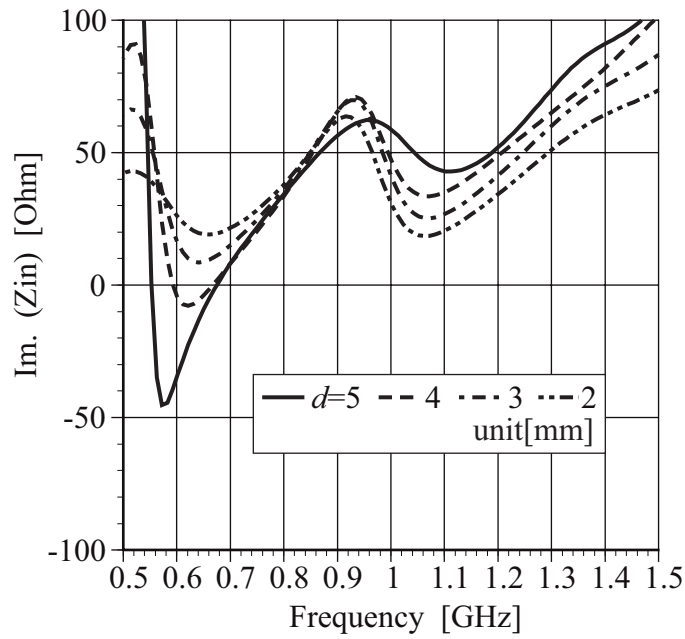


(b) $\text{Im. (Zin) } \Omega$

図 2.9: short plate 幅 w に対する入力インピーダンス変化



(a) Re. (Zin) Ω



(b) Im. (Zin) Ω

図 2.10: short plate 距離 d に対する入力インピーダンス変化

2.2 誘電体基板上に構成された頂部装荷型モノポールアンテナ

本節では、前節で示した、整合板付き頂部装荷型モノポールアンテナに誘電体を装荷した構成を提案し、その基本特性を解析的に検討し、その結果を基に試作実験を行い、計算結果の妥当性を確認している。また、計算は前節と同条件で行っている。

2.2.1 アンテナ構成および基本特性

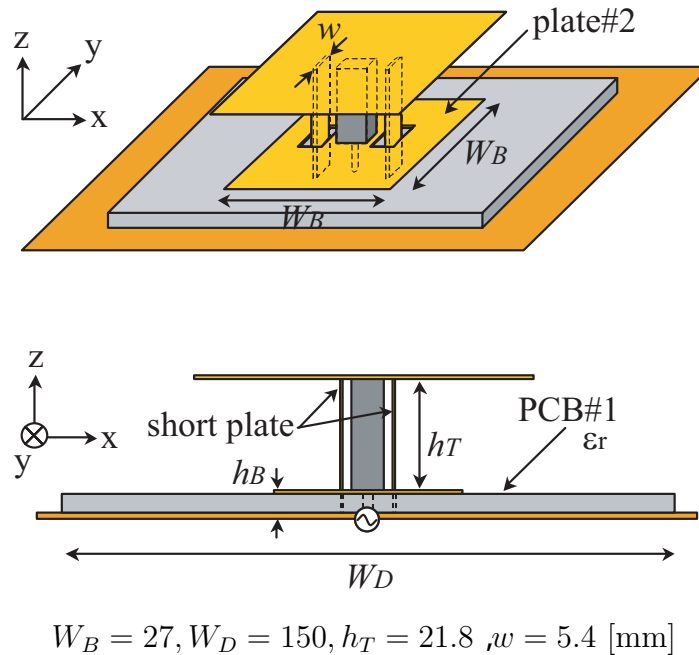


図 2.11: アンテナ構成

本節で検討を行うアンテナ構成を図 2.11 に示す。アンテナ構成は前節で提案した図 2.1 のアンテナ構成である。導体板 #2 の大きさにより、リアクタンス成分の調整が可能であり、誘電体を装荷した場合においても、その動作に変化がみられないと考えられる。

図 2.12 に PCB#1 の比誘電率を変化させたときの入力インピーダンス変化を示す。図 2.12(a) に示す入力インピーダンスの実部成分において、比誘電率 ϵ_{r1} を変化させたとき、900MHz 付近の高域側ピークの周波数変化は見られないが、低域側のピークの周波数変化に寄与していることが確認できる。しかし実部成分の低域側ピーク値は 200Ω 前後で推移しており、放射抵抗に対する影響も少ない。一方、図 2.12(b) に示す入力インピーダンスの虚部成分においては、図 2.12(a) の実部成分の低域側ピークに対応する共振点の周波数の変

化に影響を与えていることが確認できる．また， $f_0 = 900\text{MHz}$ 付近においては，リアクタンス成分は誘電率を増加させるにつれ，誘導性が強くなっている．図 2.13 に本アンテナの入力特性の解析および実験結果を示す．計算においては，無限大寸法の地板が仮定されており，一方で，実験では半径 500mm の円形アルミニウム地板を用い，解析では無限大寸法の地板を仮定している．また，基板には比誘電率 $\epsilon_{r1} = 2.6$ のものを仮定している．実験結果と計算結果では，人為的な製作誤差等による周波数誤差が若干見られるものの，全体的な傾向はよく一致しており，解析モデルおよび計算結果の妥当性を確認した．なお，整合評価の基準を $|S_{11}| = -10\text{dB}$ と仮定した場合，本アンテナの比帯域は，解析において約 20%，実験で約 20% であることを確認した．

2.2.2 電流分布によるアンテナ再構成の検討

本アンテナの帯域内における電流分布を解析により求めた結果を図 2.14 に示す．解析は帯域内下限周波数 $F_L = 825\text{MHz}$ ，中心周波数 $F_C = 919\text{MHz}$ ，上限周波数 $F_H = 1012\text{MHz}$ の 3 つの周波数で実施している．図 2.14(a) ~ (c) より，本アンテナ上の電流は角柱導体と短絡板の間に，特に集中していることを確認した．また，図中 A で示す部分の角柱導体上の面には，前述の部分に比べ，相対的に弱い電流，またはほとんど流れていないことを明らかにした．高周波電流は導体の表面上に乗ることは良く知られており，角柱導体は $2r_1 \times 2r_1$ の断面積を有する必要は無く，短絡板と近接する部分にのみ，集中している電流を確保すれば良い．そのため電流分布より，導体の中心部分は放射に寄与しないので，図 2.15 に示すようなアンテナ構造とすることが可能であると考えられる．

図 2.15 に図 2.11 における，断面積 $2r_1 \times 2r_1$ を有する給電部の構成を変更したアンテナ構成および，本アンテナ設計に利用する要素モデルの構成を示す．本アンテナは図 2.15 中 (b)(c) に示す 2 つの要素モデルに分解して考えることができ，そのモデルを Model-1，Model-2 と呼ぶことにする，Model-1 は平行平板容量として動作する素子板 #2 と先端短絡平行 2 線路による誘導性リアクタンスとで構成され，周波数 $f_1 = 0.820\text{GHz}$ 付近で共振する．導体板 #2 は素子面積により，垂直誘導性素子 #3，#4 は，内部の短絡板の位置により，その値が制御される．一方で Model-2 は，寸法 $W_T \times W_T$ なる頂部導体板と垂直誘導素子 #3 および #4 が同相モードで動作した場合をモデル化したものである．#3 および #4 は素子基部 (PP') で接続されている．なお両モデルとも，素子基部で一般的な細径プローブにより同軸給電されるものとする．

図 2.16(a) は各要素モデルそれぞれの入力特性であり，Model-1 はアドミタンス特性を，Model-2 は入力インピーダンスの周波数特性を示している．これより各モデルの共振周波数 $f_1 = 890\text{MHz}$ ， $f_2 = 866\text{MHz}$ 付近において，Model-1 は並列共振回路として，Model-2 は直列共振回路として動作していることを明らかにした．またそれぞれの共振周波数もきわ

めて近接している。

本アンテナの入力特性を図 2.16(b) に示す。各要素モデルの共振周波数付近において双峰性特性が確認され、 $|S_{11}| = -10\text{dB}$ 帯域で約 20% 程度の比帯域が実現されていることがわかる。なお、パラメータスタディの結果、本アンテナの放射コンダクタンスは、図 2.15 に示す、垂直素子 #3, #4 の幅 w によって制御可能であり、素子 #3, #4 における先端短絡並行線路内の shorting bar の位置により、入力サセプタンスを打ち消すことが可能であることを明らかにしている。詳細については次で考察を行う。また、これらの部材は誘電体基板を用いて構成可能であることが考えられ、プリント基板上に構成されるアンテナについては次章で検討を行う。

図 2.17 に本アンテナの放射特性を示す。本結果は、帯域内下限周波数 $F_L = 816\text{MHz}$ 、中心周波数 $F_C = 903\text{MHz}$ 、上限周波数 $F_H = 989\text{MHz}$ における特性であり、いずれも計算結果である。また、各面において、いずれも上限周波数 F_H における最大値により規格化された結果である。放射特性は、図 2.11 から図 2.15 にアンテナ構成を変更しても、帯域内全体にわたり、水平面内に一様な無指向性が維持されており、交差偏波は -20dB 以下と無視できるレベルである。XY 面内での周方向偏差も 1dB 以下と小さい。なお、帯域内の利得偏差は約 1.0dB 程度であり、上限周波数 F_H のとき、最大利得 4.7dBi となる。また、YZ、ZX 面においては Z 軸方向にヌル点を得ていることを確認した。

(a) アンテナ各寸法による特性変化

本節において、アンテナ入力特性に関する部分的な影響の評価をパラメータスタディにより行っている。特性は、結果としてインピーダンスに比べアドミタンスの方が、要素の独立性が高く、アドミタンスで評価を行っている。また、本検討ではモーメント法 [13] を用いて、解析的検討を行い、アンテナの特性について考察している。

図 2.18 に導体板 #1 幅を変化させたときの入力アドミタンスの周波数特性を示す。導体板 #1 幅 W_T が増加するにつれ、コンダクタンスの最大周波数も高域側へとシフトしていく。また、サセプタンスは導体板 #1 幅 W_T が増加するにつれ、インダクタンス側へと変化するが、周波数変化は少ない。結果として、導体板 #1 はコンダクタンス、サセプタンス両方に影響を及ぼし、容量的な特性は持たないことを明らかにした。

一方、図 2.19 に導体板 #2 幅 W_B 変化に対する入力アドミタンス変化を示す。導体板 #2 はコンデンサとして機能していることを確認した。導体板幅 W_B が増加するにつれて、共振付近で入力コンダクタンスに影響をそれほど与えず、サセプタンスは増加し、容量性へと変化していくことを明らかにした。これらから、導体板 #2 はインピーダンス整合のための分流キャパシタンスとして動作していることを示している。

次に、入力特性における折返しモノポール部分の影響について評価を行う。図 2.20 に折返しモノポールの位置 d の変化による入力アドミタンスを示す。このとき折返し部分の厚

さ $s = d - L = 1.1\text{mm}$ を保っている．折返しモノポールの位置変化は，コンダクタンス，サセプタンス両方に影響を与えていることを明らかにした．また，折返しモノポール間の間隔 $2d$ が大きくなるにつれて周波数特性は高域側へシフトしていくことを明らかにした．また，サセプタンスにおいては，例えば 1GHz 付近の高い周波数帯に主として影響を与えている．

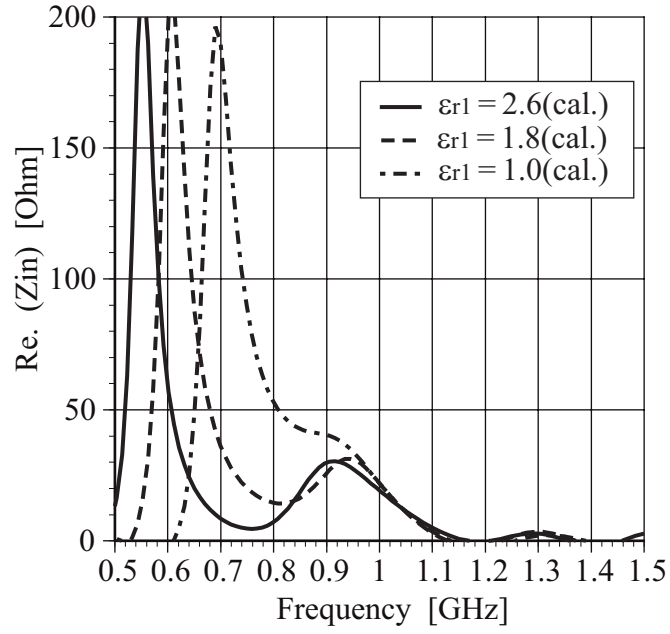
図 2.21 に 2 つの折返しモノポール間隔 $2d = 8\text{mm}$ を保持して，折返しモノポールの厚さ $s = d - L$ を変化させた場合についての影響を示している．このパラメータは， $\#3$ ， $\#4$ 部分の先端短絡並行 2 線路における特性インピーダンスを変える，つまり平行線路内の shorting bar の位置を変更することと等価である．このパラメータは，コンダクタンスに影響を与えないが，サセプタンスは制御可能であるため，インピーダンス整合を行うために役立つことを明らかにした．しかし，サセプタンスの変化量は大きいため，このパラメータで大まかに決定し，他パラメータで調整する必要がある．図 2.18 ~ 2.21 に示した結果において，いくつか，入力サセプタンスの制御を行うことが可能となるパラメータが存在した．しかしながら，放射抵抗に対応する入力コンダクタンスの大きさを制御可能となるパラメータは殆ど無いことを確認した．

図 2.22 に示す，short plate 幅 w によるコンダクタンス大きさの制御の効果は，short plate 幅 w を増加させることにより， 0.9GHz 付近の周波数帯において，コンダクタンスが 0.38S から 0.25S まで周波数変化無く下がっている．サセプタンスは低域側 ($0.8 \sim 0.9\text{GHz}$) 付近において，影響を受ける．このことから，short plate 幅 w を調節することによって，入力コンダクタンスを制御し，その結果変化したサセプタンスを，他のパラメータを変化させることにより制御を行う方法が結論付けられる．特に，導体板 $\#2$ 幅 W_B および，折返しモノポールにおける折返し部分の厚さにより，入力サセプタンスの制御が容易となる．

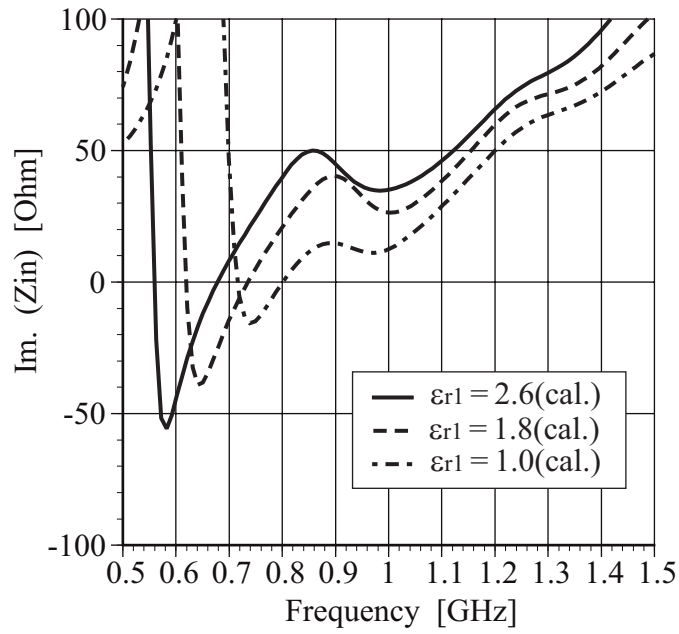
通常，誘電体基板の寸法は製造業者により厳しく管理されているが，製造誤差が避けられないことがある．ここでは，誘電体基板厚さ h_B を許容誤差の範囲において，どのような影響を与えるのであるかの検討を行う．誘電体基板厚さ h_B を，誤差の範囲内において変化させたときの，入力アドミタンスの変化を図 2.23 に示す．基板厚の小さな誤差は主としてサセプタンスに影響を与えるが，導体板 $\#2$ 幅を調節することで補正は可能であることを明らかにした．また，入力コンダクタンスに殆ど影響を与えない．誘電体基板上の導体板 $\#2$ によるコンデンサは，導体板 $\#1$ と導体板 $\#2$ 間のモノポール部分の放射抵抗を抑制する動作は無く，2 つの折返しモノポールに分流するコンデンサとして動作していることを確認した．

図 2.24 に，本アンテナの全体高 $H = h_B + h_T$ を変化させたときの入力アドミタンスを示す．高さ h_B を占有するプリント基板の厚さは一定に保持し，プリント基板上のアンテナ部の高さ h_T を変化させている．その結果，入力特性のサセプタンスは，その値に大きな変化は見られない．しかしながら，全体高が増加した結果，空間占有体積が増加し，周波数特性が全体的に低周波側へとシフトしていることが確認できる．以上により，アンテナの

試作の際全体高の製作誤差は，多少の周波数ずれに関わる程度に影響を及ぼすことになる．



(a) Re. (Zin) Ω



(b) Im. (Zin) Ω

図 2.12: 比誘電率に対する入力インピーダンス変化

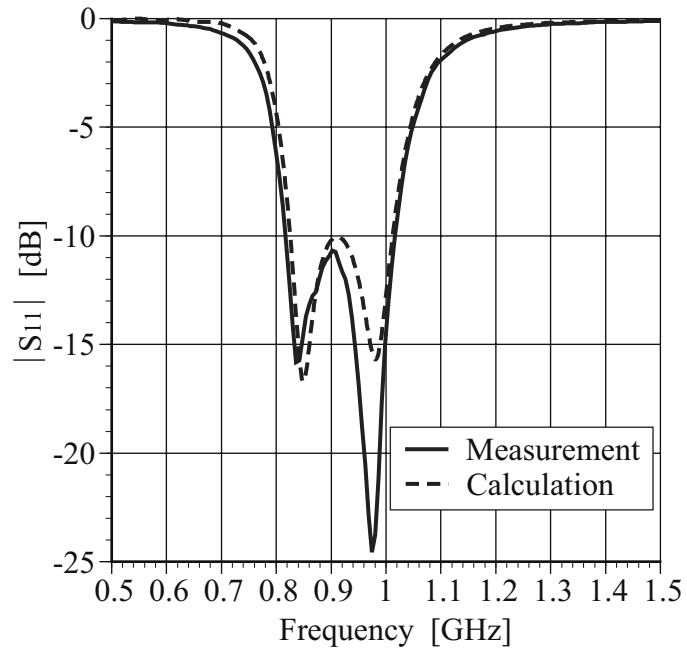
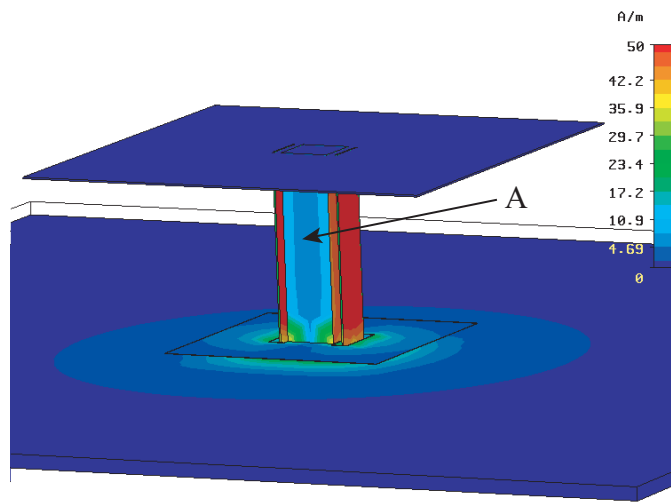
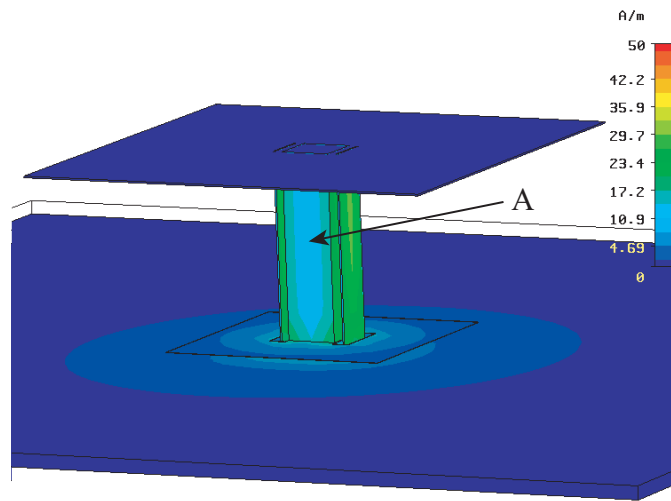


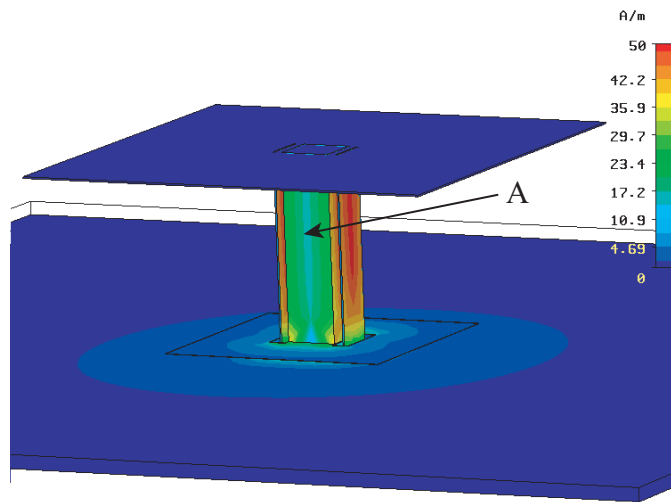
図 2.13: 解析値と実験値の比較 (入力特性)



(a) $F_L = 825\text{MHz}$

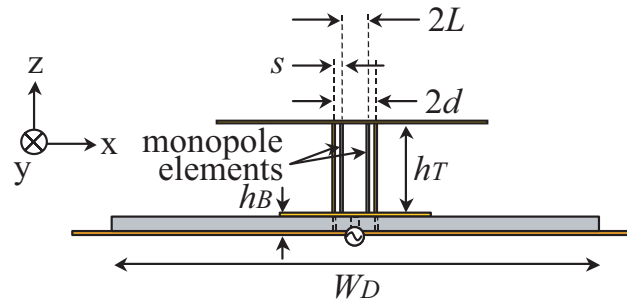
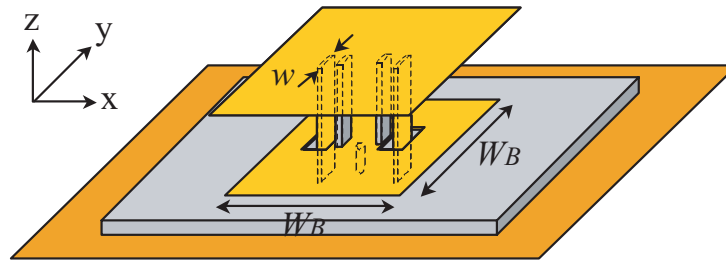


(b) $F_C = 919\text{MHz}$



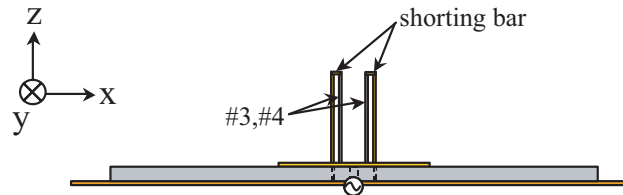
(c) $F_H = 1012\text{MHz}$

图 2.14: 带域内电流分布

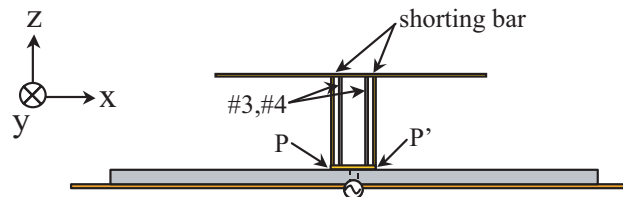


$W_B = 26, W_D = 150, h_T = 21.8, h_B = 1.6$
 $w = 4.9, s = 1.1, 2L = 5.8, 2d = 8$ [mm] $\epsilon_{r1} = 2.6$

(a) Proposed antenna configuration

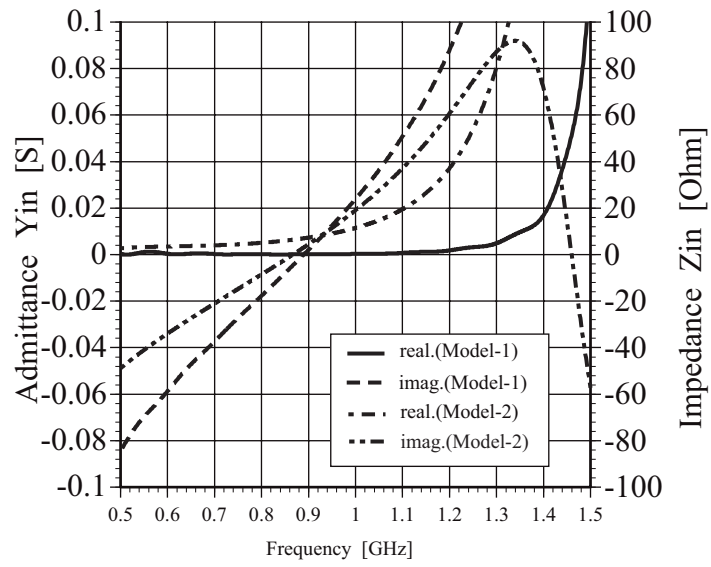


(b) Model-1

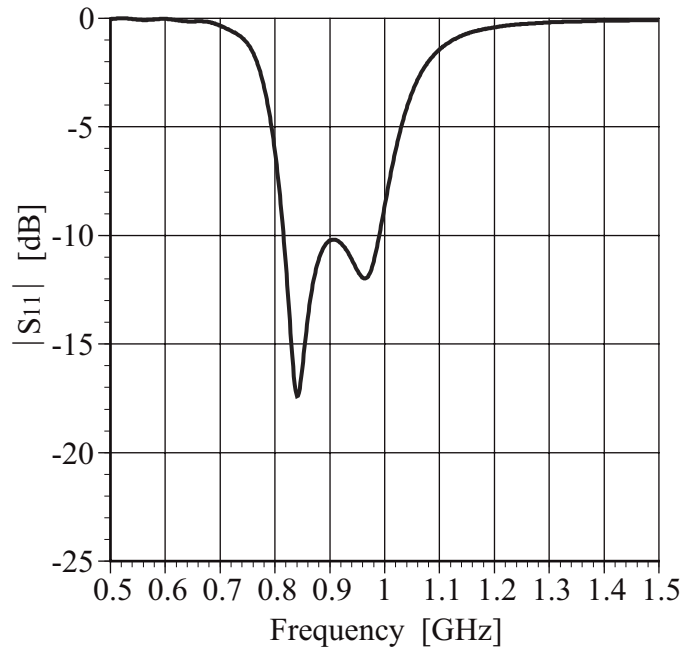


(c) Model-2

図 2.15: アンテナ構成と要素モデル

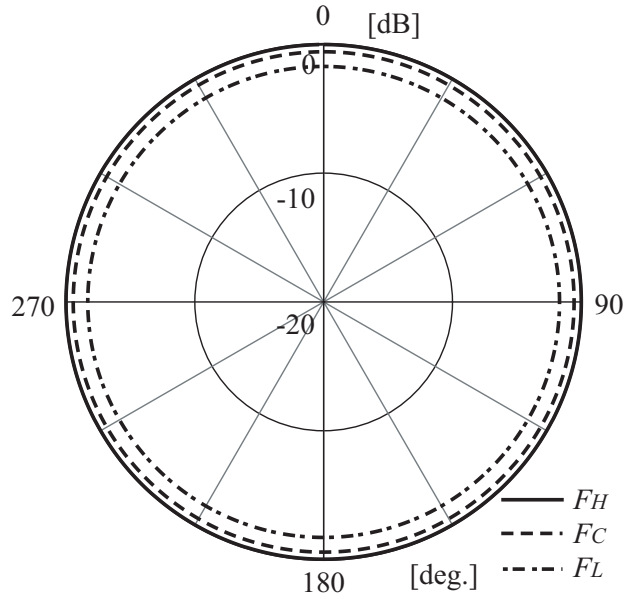


(a) Input characteristics of component models

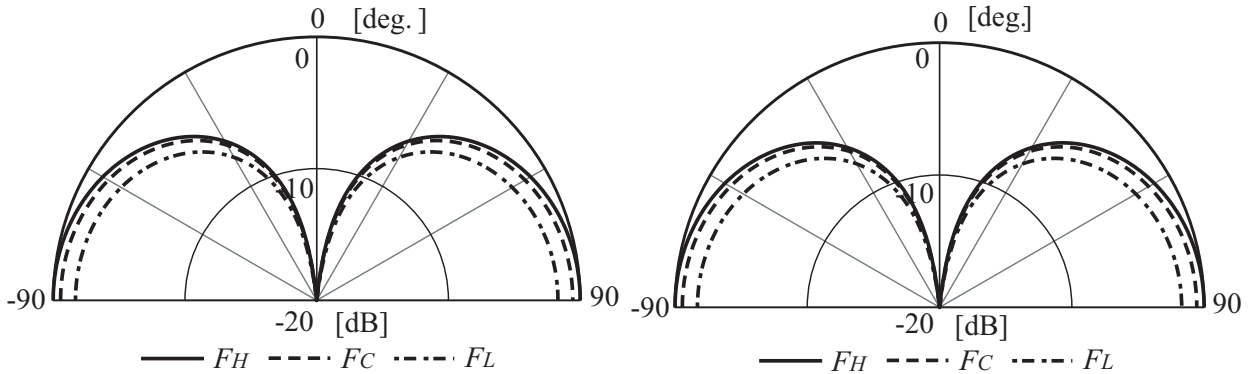


(b) S parameter ($Z_0 = 50\Omega$)

图 2.16: 入力特性



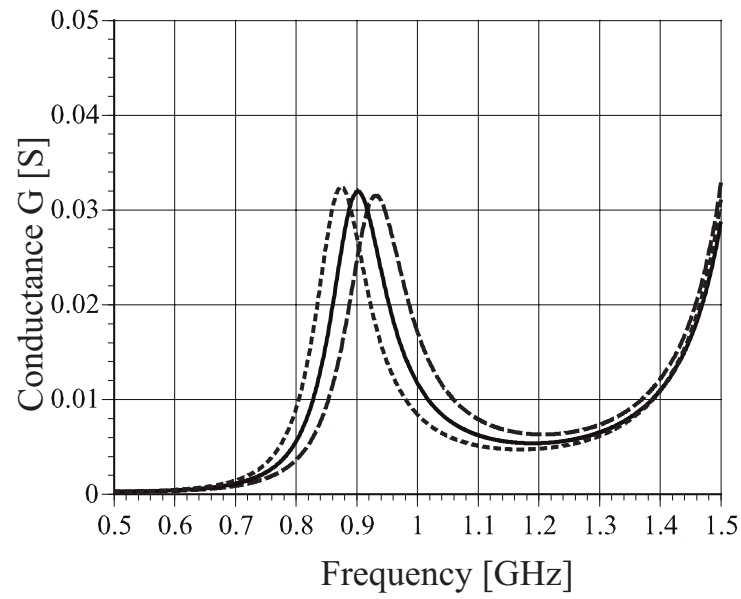
(a) XY-Plane



(b) YZ-Plane

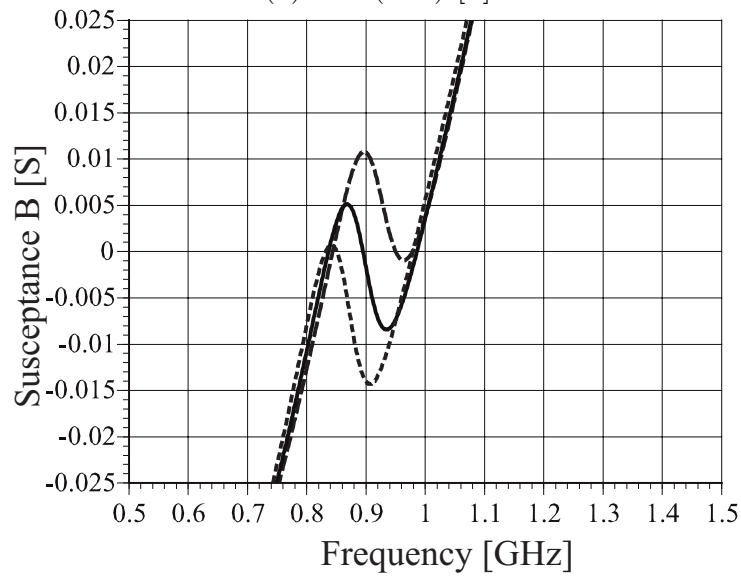
(c) ZX-Plane

図 2.17: 放射パターン: E_θ (解析結果)



--- $W_T=48\text{mm}$ — 50mm ---- 52mm

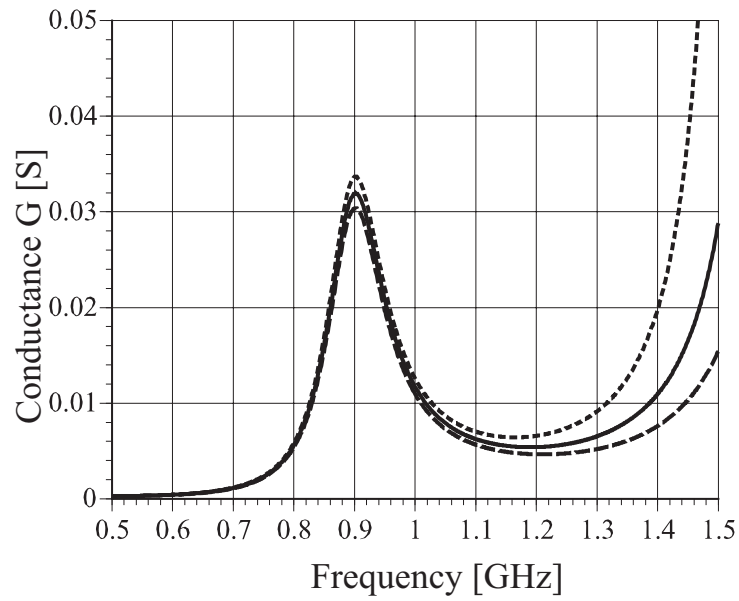
(a) Re. (Y_{in}) [S]



--- $W_T=48\text{mm}$ — 50mm ---- 52mm

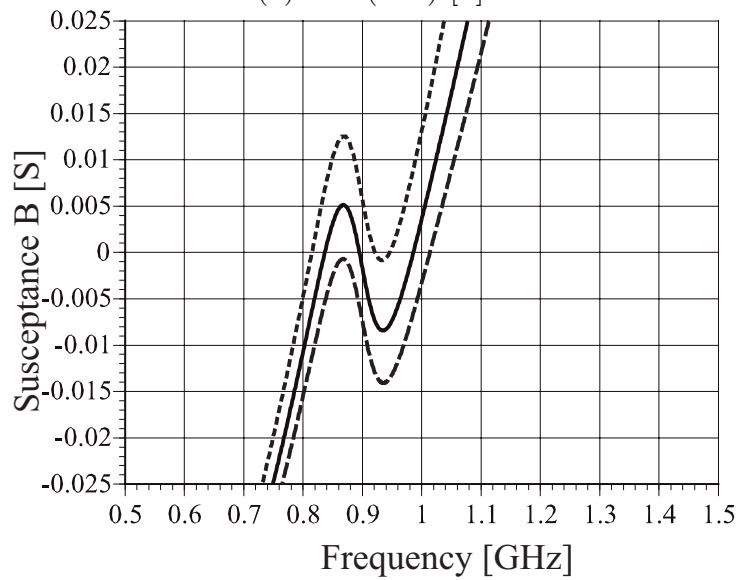
(b) Im. (Y_{in}) [S]

図 2.18: 導体板 #1 幅 W_T 変化に対する入力アドミタンス



--- $W_B=25.4\text{mm}$ — 26.4mm 27.4mm

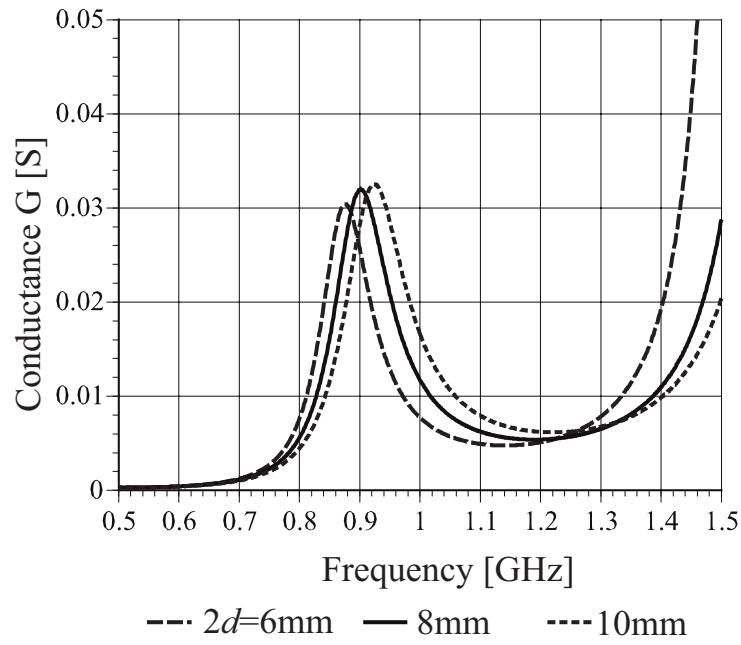
(a) Re. (Y_{in}) [S]



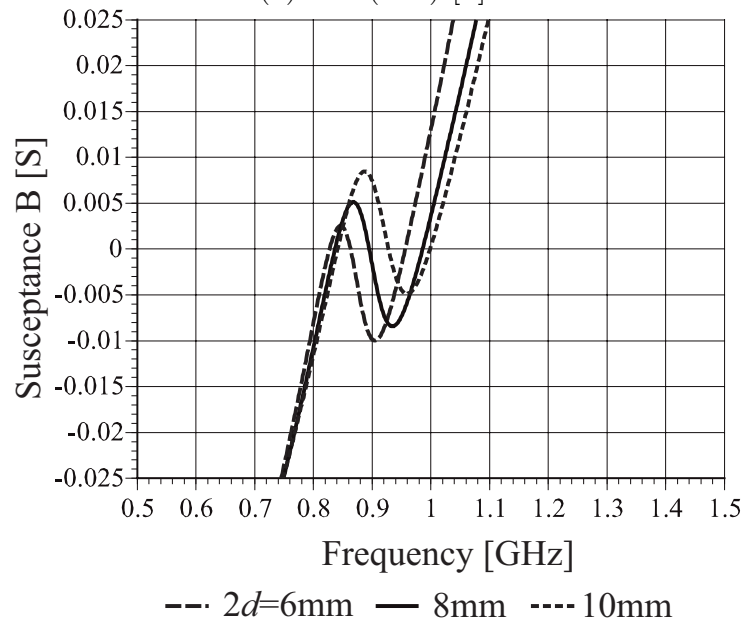
--- $W_B=25.4\text{mm}$ — 26.4mm 27.4mm

(b) Im. (Y_{in}) [S]

図 2.19: 導体板 #2 幅 W_B 変化に対する入力アドミタンス

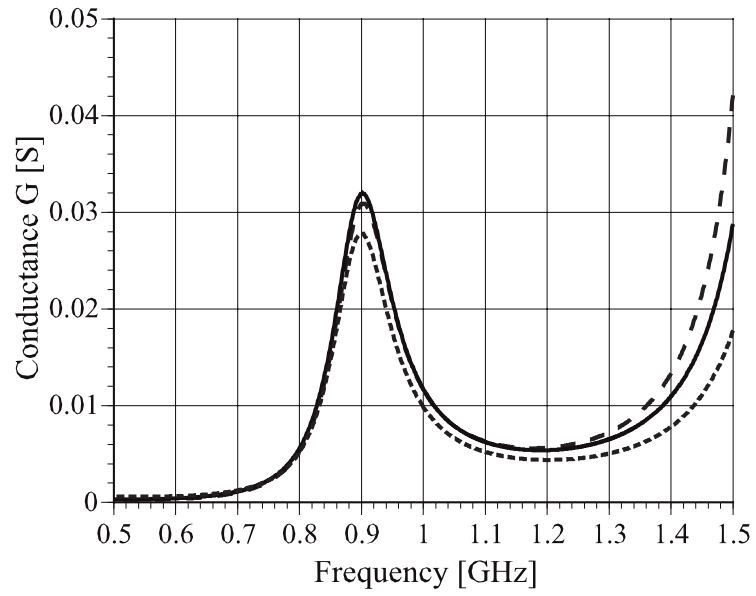


(a) Re. (Y_{in}) [S]



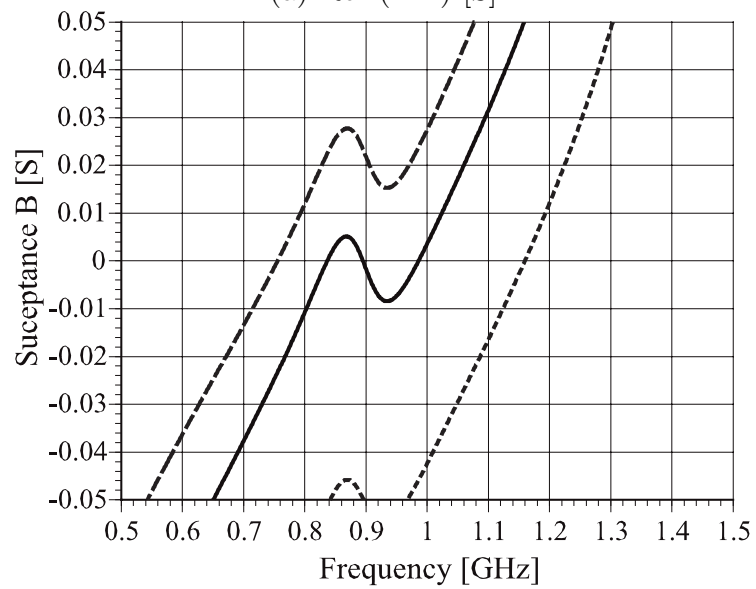
(b) Im. (Y_{in}) [S]

図 2.20: 折返しモノポール素子位置による入力アドミタンス



--- L=4.9mm — 5.9mm -.- 6.9mm

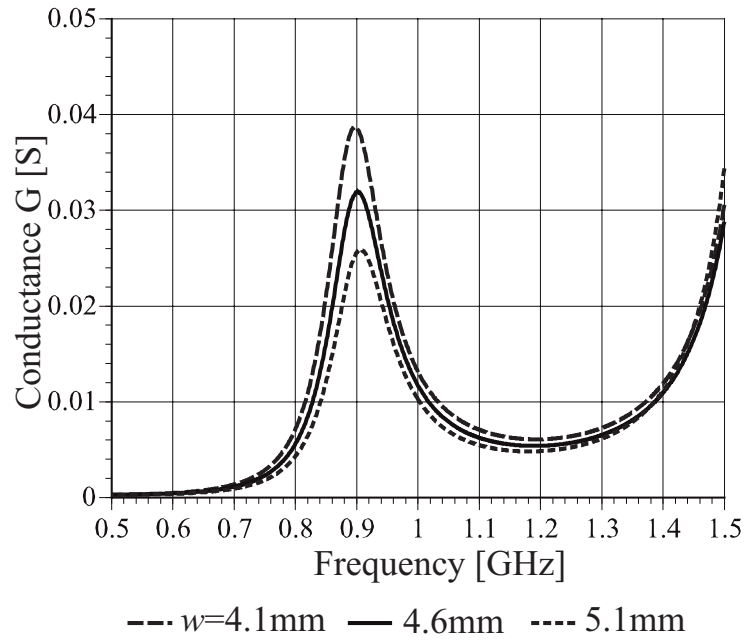
(a) Re. (Y_{in}) [S]



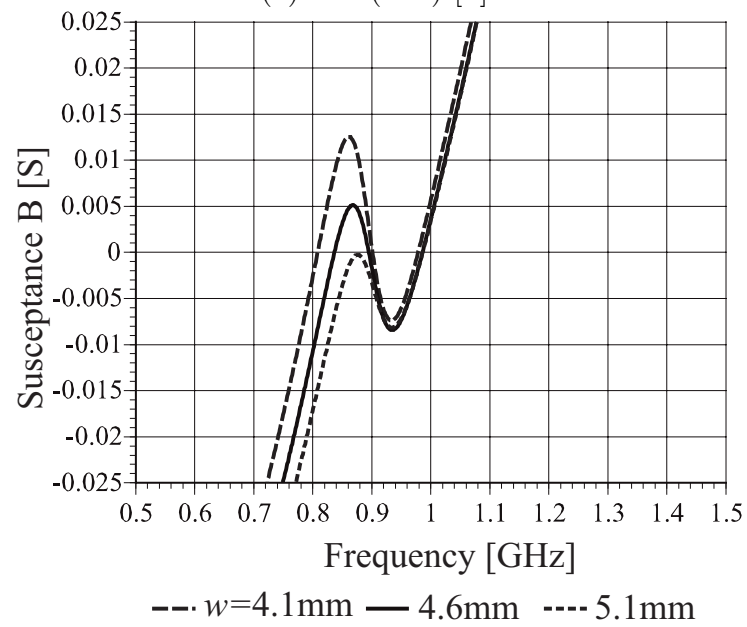
--- L=4.9mm — 5.9mm -.- 6.9mm

(b) Im. (Y_{in}) [S]

図 2.21: 折返しモノポールの折返し厚さに対する入力アドミタンス

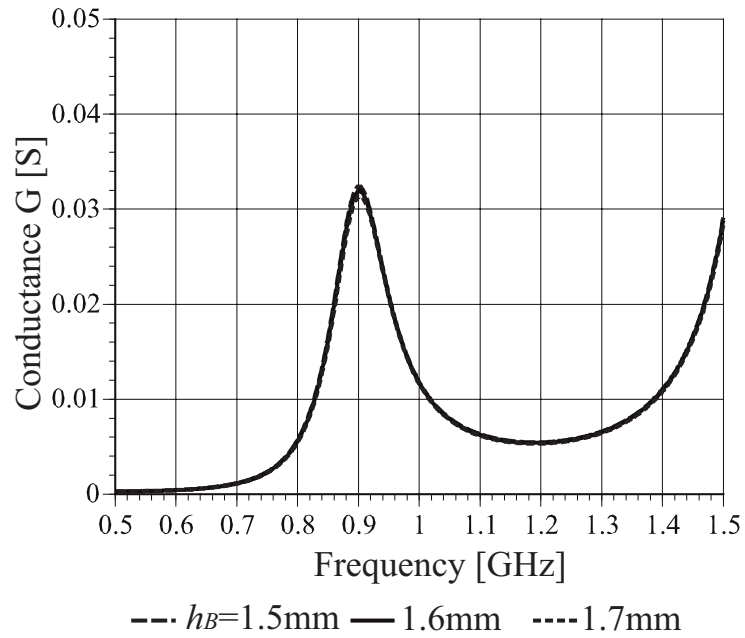


(a) Re. (Y_{in}) [S]

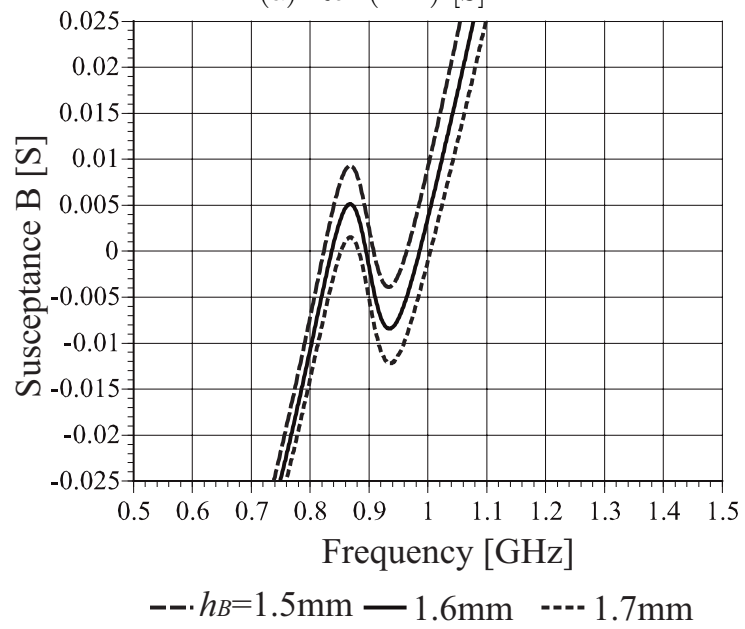


(b) Im. (Y_{in}) [S]

図 2.22: short plate 幅に対する入力アドミタンス

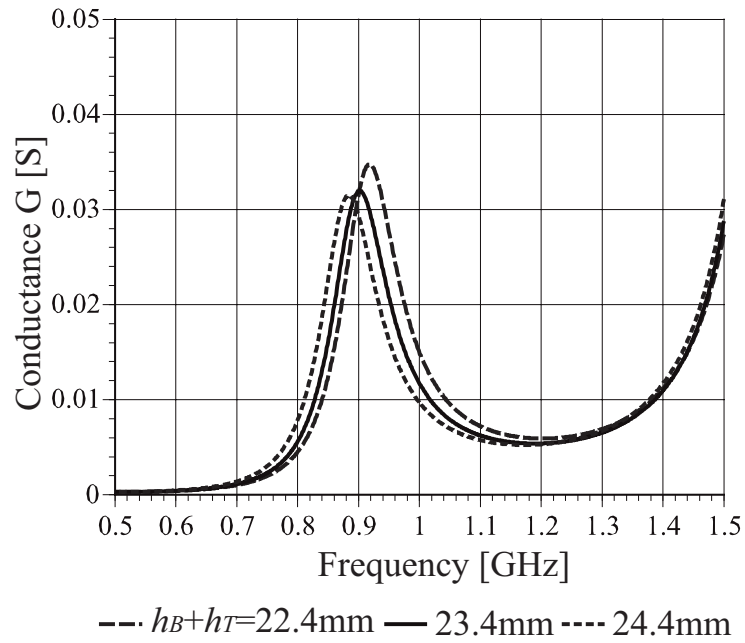


(a) Re. (Y_{in}) [S]

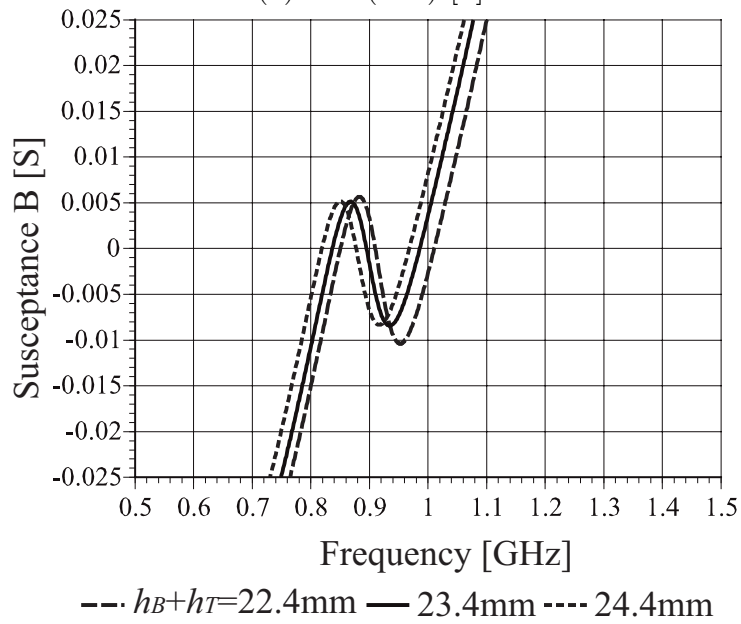


(b) Im. (Y_{in}) [S]

図 2.23: 誘電体基板厚さに対する入力アドミタンス



(a) Re. (Y_{in}) [S]



(b) Im. (Y_{in}) [S]

図 2.24: アンテナ全体高変化に対する入力アドミタンス

2.3 プリント基板に適したアンテナ構成

本節では、前節で示した図 2.15 に比べ、さらにプリント基板上での構成に適したアンテナ構成について検討を行う。

まず、図 2.15 におけるアンテナ構成における、2本の垂直素子を1素子へと簡略化し、FDTD法 [12] を用いて解析的に基本特性を計算している。

2.3.1 アンテナ構成および要素モデル

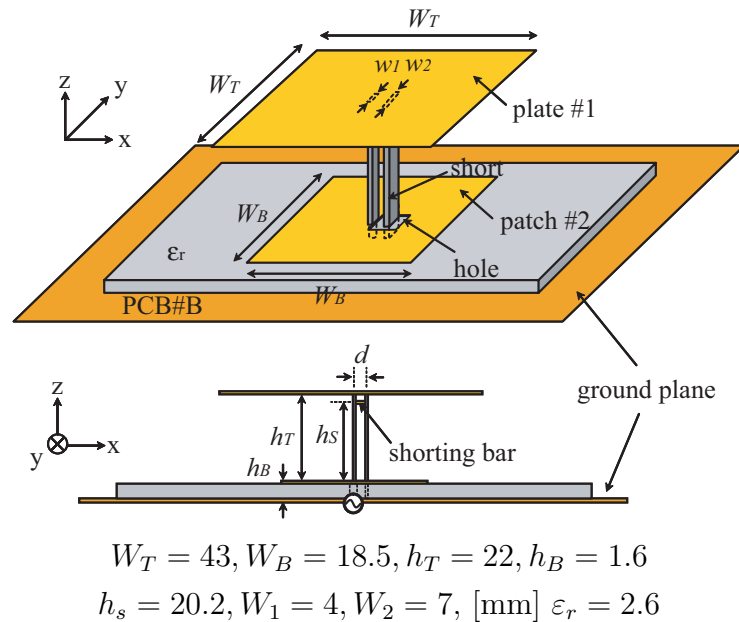


図 2.25: アンテナ構成

折返しモノポールアンテナ上の電流が、折返された2線分を一括して流れるモード(放射モード)と、逆位相で往復電流が流れるモード(非放射モード)に分解できることは良く知られている [14]。これを本アンテナに適用すると、図 2.26 のような2つの要素モデルとなる。

非放射モデルは図 2.26(a) に示すように、上部板 plate#1 が取り除かれている以外は、図 2.25 に示したアンテナと同一構造である。水平 PCB#B 上の patch#2 は中央で給電され、かつ薄いため放射に寄与しない。また、radiation element, short plate は逆相の電流が流れるため、これも放射に寄与しない。これを model-1 とする。

一方、放射モデルは図 2.26(b) に示すように、radiation element と short plate 素子基部の PP' 部分が短絡され、かつ patch#2 が取り除かれている以外は、図 2.25 に示したアンテナ

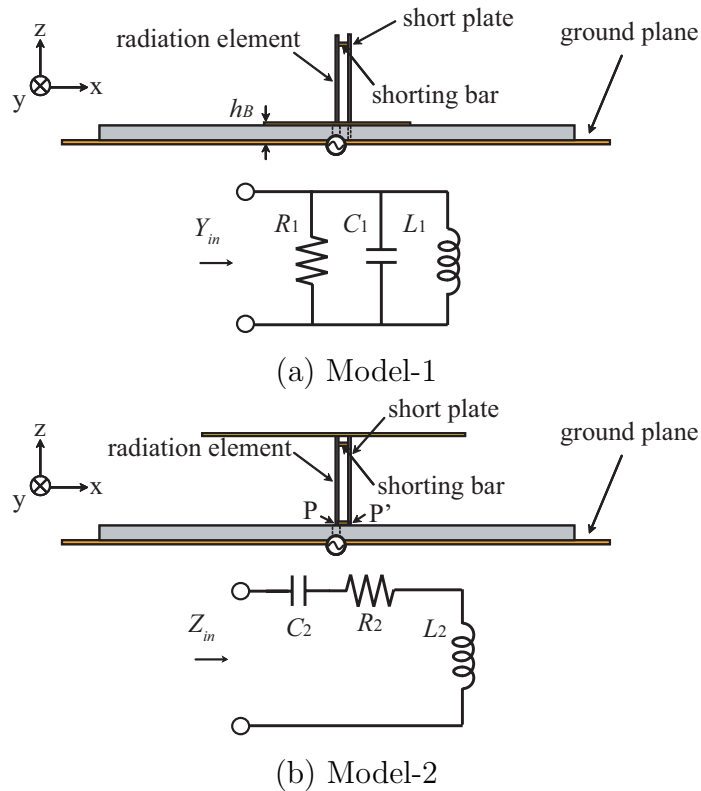


図 2.26: 要素モデル構成

ナ構造と同じである．これは近接した逆相電流が生じないため，アンテナの放射に寄与する部分のみで構成されたアンテナである．これを model-2 とする．

2.3.2 等価回路

ここで，非放射モデル (model-1) および放射モデル (model-2) の入力特性に着目する．図 2.27(a) に model-1 の入力アドミタンス特性を示す．図 2.27(b) に model-2 の入力インピーダンス特性を示す．図 2.27(a) において，model-1 は共振周波数の前後で，負から正側へサセプタンスが変化することから，図 2.26(a) に示すような，並列共振回路と等価な動作していることを明らかにした．また，model-2 は共振周波数の前後で，リアクタンスが負から正側へ変化していることから，図 2.26(b) に示すような，直列共振回路と等価な動作をしていることを明らかにした．

これに対し，図 2.25 のアンテナの入力アドミタンスは図 2.27(c) のようになる．この特性は，上記共振回路がインダクタンス L_1, L_2 を介して磁気的な結合をした回路の特性と等しく，本来の共振周波数 f_0 の前後に新たな共振 f', f'' が現れる．

各共振回路の素子定数 R_1, C_1, L_1 ，および R_2, C_2, L_2 は共振周波数近傍の周波数 f_1 おい

て、次式により決定される [15] .

$$Y_{in} \simeq \frac{1}{R_1} + j2\Delta\omega C_1 \quad (2.1)$$

$$Z_{in} \simeq R_2 + j2\Delta\omega L_2 \quad (2.2)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2} \quad (2.3)$$

$\Delta\omega = f_1 - f_0 = f_2 - f_0$, $\omega_0 = 2\pi f_0$ であり、インダクタンス間の結合係数 k は、次式で求められる .

$$k = \frac{1 - \left(\frac{f'}{f''}\right)^2}{1 + \left(\frac{f'}{f''}\right)^2} \quad (2.4)$$

一般に、低姿勢モノポールアンテナは放射に寄与する部分が、物理的に短いため放射抵抗が低い . 50Ω 系の給電線に接続する場合、放射抵抗を増加させるため、折返し型の構造とする手法が使われている . 折返し型アンテナの例として、折返し型ダイポールアンテナがあるが、その等価回路はインダクタ間に結合回路を含む構成で表現されている [16] . インダクタ間に結合回路は、インピーダンスのステップアップに使用されることが多く、適切なインピーダンスステップアップ比、つまりインダクタ間の結合係数を選択することができれば、直列共振回路 (放射モード) のサセプタンスを非放射モードのサセプタンスが帯域内でキャンセルされ、所望のインピーダンス整合を図ることが可能である .

ここから、非放射モードと放射モードで動作するモデルに関して検討を行う . model-1 の共振周波数は 870MHz である . 近傍周波数を 875MHz とすると、そのときのサセプタンスは FDTD 法の結果より約 0.0005S であるので、式 (2.1) より $2\Delta\omega L_1 = 0.0005$ とすると、 $L_1 = 4.2\text{nH}$ と求められる . 従って、共振周波数式 (2.3) より $C_1 = 8.0\text{pF}$ と算出される .

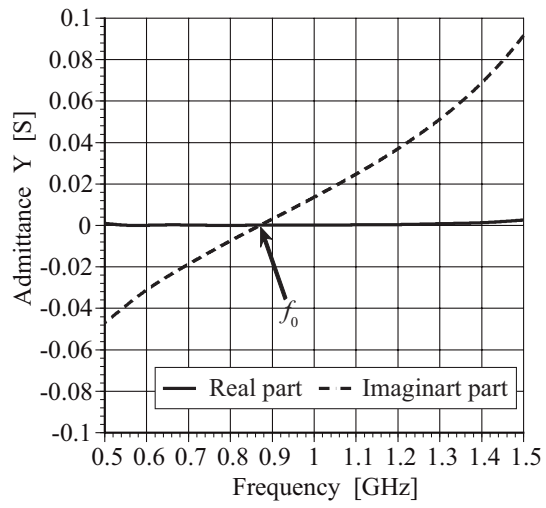
一方、model-2 においては、直列共振回路であると考えられるので、共振周波数近傍の周波数における入力インピーダンスは式 (2.2) で近似される . model-2 の共振周波数を 866MHz とし、近傍周波数を 871MHz とすると、そのときのリアクタンスは、約 0.813Ω であった . 式 (2.2) より、虚数部を $2\Delta\omega C_2 = 0.813$ とすると、 $C_2 = 2.6\text{pF}$ と求められる . 従って、式 (2) より同様に $L_2 = 13\text{nH}$ が求められる . また、放射抵抗については共振周波数付近のコンダクタンスにより、model-1 および model-2 はそれぞれ $R_1 = 8400$, $R_2 = 7\Omega$ となることが確認できる .

以上により、各共振回路の素子定数を決定することが可能となった . この求められた素子定数を回路シミュレータ Micro Wave Office(MWO) に取り込み、共振回路を構成し、それぞれシミュレーションを行った結果と、各要素モデルをモーメント法でシミュレーションを行った特性を比較したものを図 2.28 に示す . model-1 の並列共振回路、model-2 の直列共振回路において、共振周波数付近はよく一致していることが確認できる . しかしながら、多少の周波数ずれおよび、共振周波数から離れるにつれ、誤差が見られることを明ら

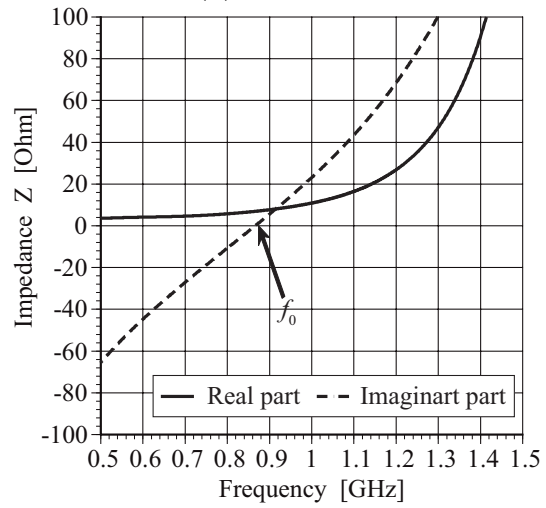
かにした．これらは，共振周波数の近傍周波数における入力特性の近似を行い，それを利用して素子定数を決定しているためであると考えられる．

上記までに，各共振回路の共振周波数近傍での周波数で近似された，入力特性式を用いて回路素子定数を近似的に求めたが，近傍周波数の取り方により，近似定数に変化が見られることが考えられる．図 2.29(a) に示す model-1 の入力アドミタンス特性虚部成分は， $\Delta\omega$ を変化させたとき，サセプタンスの傾きに影響している． $\Delta f = 1\text{MHz}$ での近似では，図 2.27 に示す，FDTD 法による要素モデルと比べ，サセプタンスの傾きが十分に近似できていないことを確認した．また，近傍周波数での入力特性近似式を用いて素子定数を算出する場合， $\Delta f = 5\text{MHz}$ 以上で近似を行えば，サセプタンスの傾斜を十分に近似可能であり，その妥当性を確認することが可能である．図 2.29(b) に示す，model-2 に関しては $\Delta\omega$ を変化させても特性に相違は見られないことを確認した．また，各共振回路の実部成分に関しては，共振周波数における抵抗値を用いており， $\Delta\omega$ に依存しないことを明らかにした．

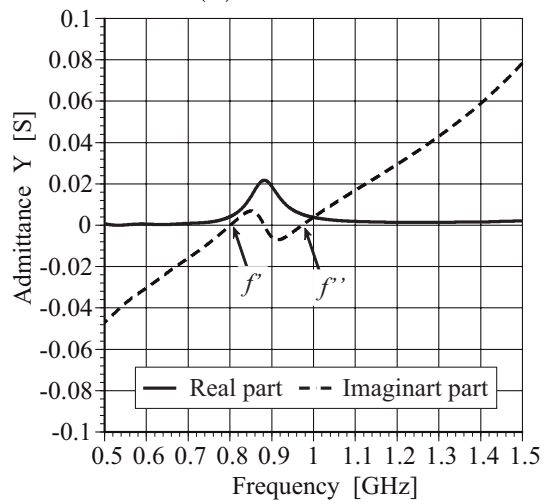
図 2.30 に本アンテナの入力特性を示す．また，図 2.30(a) に示す等価回路の AA' から右側を見込んだ入力特性を計算した結果と比較している．等価回路における，インダクタ間の結合係数は上式 (2.4) を用いており， f', f'' は図 3.6(c) より読み取り， $f' = 801\text{MHz}$ ，高域側は $f'' = 973\text{MHz}$ とした．図 2.30(b) において，実線は等価回路による特性，破線は FDTD 法による解析結果を示している．両者には，多少の共振周波数のずれが見られるが，全体的な傾向は一致しており，本等価回路表現の妥当性が確認できる．誤差の原因として，各要素モデルにおいて，共振周波数近傍の入力特性を用いて近似を行っている点が挙げられる．また，図 2.15 で示すアンテナ構成で確認した入力特性と比較すると，双峰性特性が見られなくなり，単共振特性を示していることが確認できる．この原因として，放射に寄与する部分が物理的に小さくなったため，帯域幅が減少したものと考えられる．



(a) Model-1

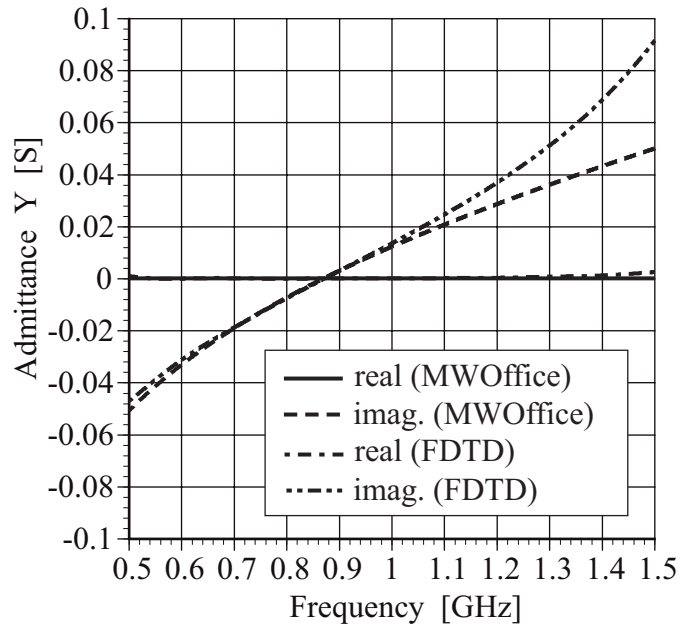


(b) Model-2

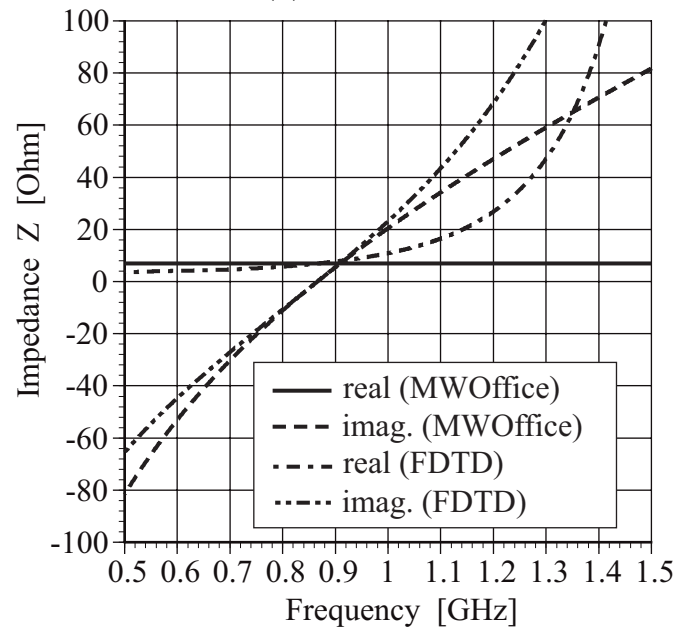


(c) proposed antenna

図 2.27: 要素モデルおよび本アンテナの入力特性

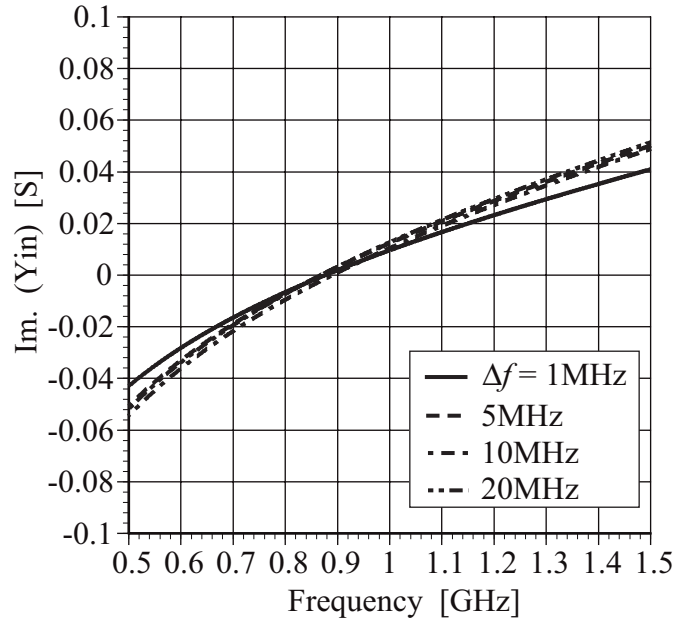


(a) Model-1

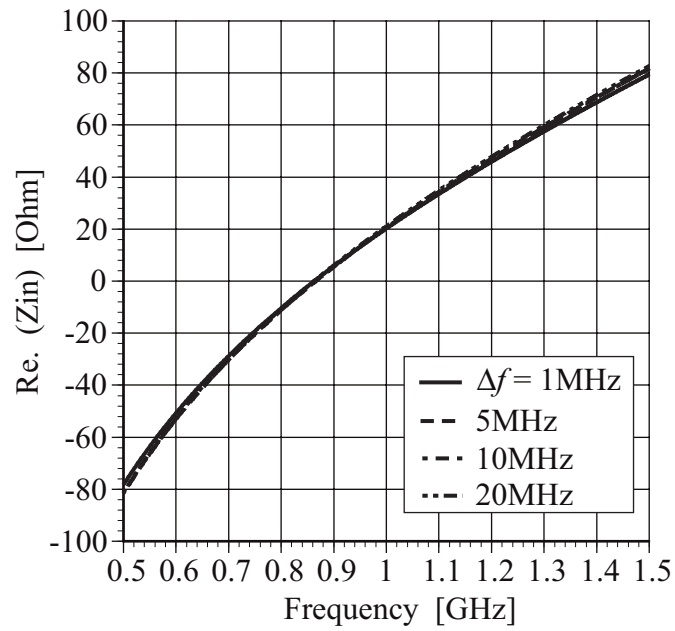


(b) Model-2

図 2.28: 要素モデルの FDTD 法特性および等価回路からの入力特性比較

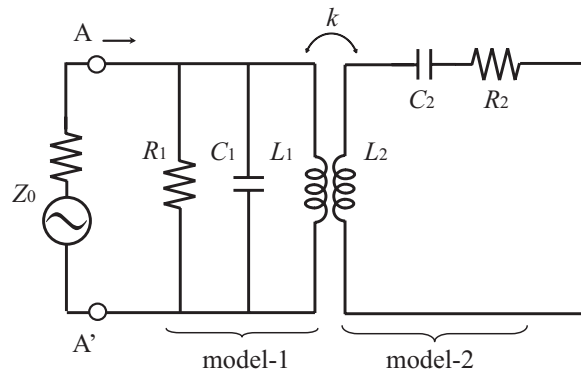


(a) Im. (Yin) [S]

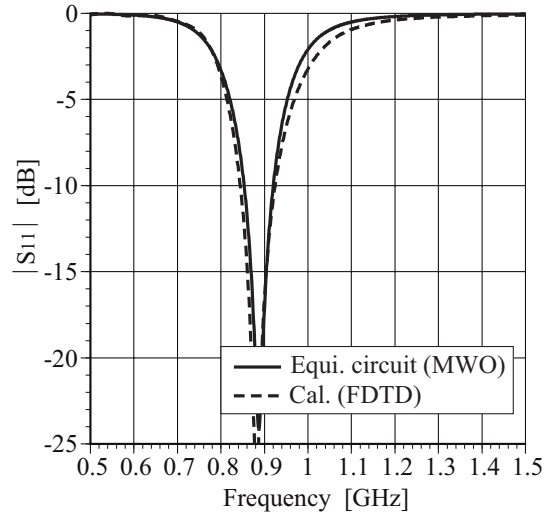


(b) Im. (Zin) [Ohm]

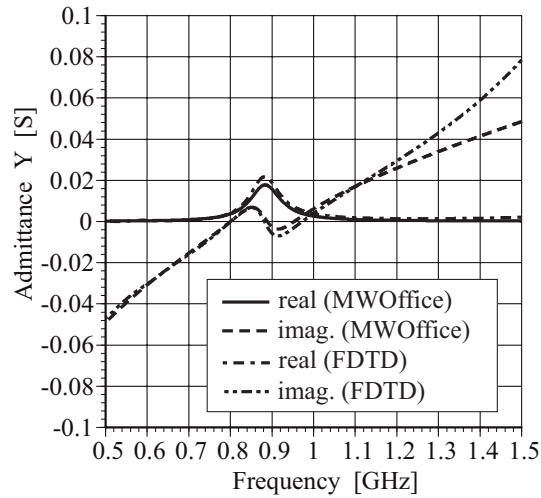
図 2.29: Δf 変化による等価回路特性の比較 (入力特性虚部成分)



(a) Equivalent circuit



(b) S parameter ($Z_0 = 50\Omega$)



(c) Input admittance

$$R_1 = 8.4\text{k}\Omega, C_1 = 8.0\text{pF}, L_1 = 4.2\text{nH}$$

$$R_2 = 7.0\Omega, C_2 = 2.6\text{pF}, L_2 = 13\text{nH}$$

$$f' = 801\text{MHz}, f'' = 973\text{MHz}, k = 0.2$$

図 2.30: 解析と等価回路特性の比較 (入力特性)

第 3 章

プリントパッチ装荷 T アンテナ

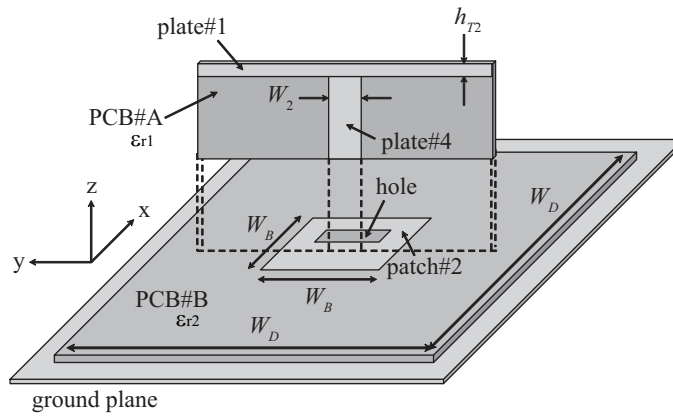
2.3 節で提案したアンテナ構成は一部において、プリント基板化を図った。このアンテナ構成において、折返し構造部分に着目し、2 種類のアンテナ構成を実現可能であることを示す。

本章では、そのアンテナ構成を完全にプリント基板化したアンテナ構成を提案する。本アンテナは、その折返し部分の形状から、短絡型および開放型のアンテナ構成に大別できる。短絡型折返しプリント T アンテナに関しては、基本特性を検討し、その動作原理について等価回路を用いて説明する。また、簡易な構成で入力特性が双峰性特性、つまり 2 つの共振周波数が接近した特性を示し、広帯域化を図る手法について検討を行う。

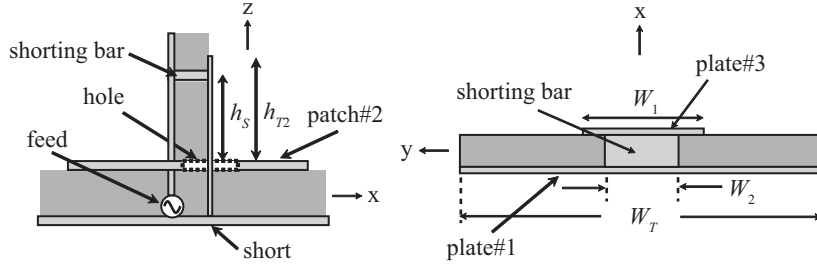
一方、開放型折返しプリント T アンテナにおいても、基本特性を検討し、その動作原理について等価回路を用いて説明する。さらに、2 周波アンテナとして動作することを期待し、アンテナ構成からトラップ構造を装荷する構成へと変更し各種検討を行う。

3.1 短絡型折返し T アンテナ

図 3.1 に提案するプリント型 T アンテナの構成を示す。 $W_D \times W_D$ なるプリント回路基板 (PCB : Print Curcuit Board) #B 上に、大きさ $W_B \times W_B$ の patch#2 素子がプリントされている。PCB は厚さ $h = 1.6\text{mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.6$ を仮定している。また、PCB #A に $(h_{T1} + h_{T2}) \times W_T$ の大きさを有する plate#1 および、 $W_2 \times h_{T2}$ なる plate#4 で構成される T 型素子がプリントされており、裏面には、幅 W_2 なるストリップ素子 plate#3 が設置されている。PCB #A は PCB #B に対し、垂直に設置されており、PCB #A 上の 2 本の垂直ストリップ素子 plate#3、#4 は、基板内部に設置されている shorting bar を介して接続され、折返し部分を構成している。また、PCB #A 上にプリントされているストリップ素子 plate#4 は、中央でギャップ給電されている patch#2 に接続され、一方、ストリップ素子 plate#3 は、patch#2 上に空けられた hole を貫き、PCB #B 上の地板へと接地されている構造となっている。



(a) Perspective view



(b) Side view and cross section of PCB#A

$$W_T = 102, W_B = 13, W_D = 150, h_{T1} = 22, h_{T2} = 2$$

$$h_s = 21.8, W_1 = 8, W_2 = 4 \text{ [mm]}$$

図 3.1: プリント型 T アンテナ構成

本論文では、解析領域は $0.2 \sim 1.5\text{mm}$ の範囲で微小セルにより非等分割されている。また、吸収境界は 4 層 PML を仮定している。アンテナは地板と給電線とのギャップに入力されたガウス波により励振され、それに対する 4.4ns 分の時間応答をもとに、周波数特性が計算されている。解析は、給電部における最大エネルギー値が -50dB 以下に減衰した時点で打ち切られる。導体損失、誘電損失は無視するものとする。

3.1.1 アンテナ基本特性

ここで、本アンテナの基本特性について考察する。図 3.2 に入力特性を示す。実線は試作実験、破線は数値解析による結果を示している。実験では半径 500mm の円形アルミニウム地板を用い、解析では無限大寸法の地板を仮定している。解析および実験結果は、ほぼ一致しており、計算結果の妥当性が確認できている。よって、以降はアンテナの入力特性を FDTD 法による計算を用いて主に評価していく。なお、整合評価の基準を $|S_{11}| < -10\text{dB}$

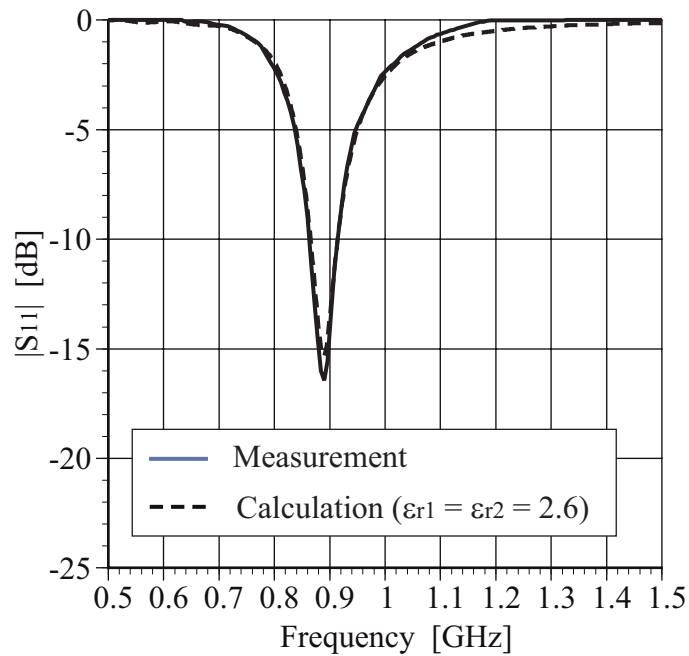


図 3.2: 解析値と実験値の比較 (入力特性)

と仮定すると，比帯域は解析および実験共に 6% 程度を示していることを確認した．

図 3.3 に試作を行った本アンテナの放射パターンの実験結果を示す．なお測定周波数は 900MHz である．放射パターンは各面内における最大値で規格化している． XY 面内において，周方向偏差 0.3dB なる一様な指向性が維持されており，交差偏波も -20dB 以下と無視できるレベルであり，実用上問題無い． YZ, ZX 面においても， Z 軸方向にヌル点を得ており，交差偏波も無いことが確認できる．また， $20, 340^\circ$ 付近で見られる放射パターンの落ち込みは，地板端部での回折波によるものである．

ここで PCB の比誘電率がアンテナに与える影響を評価する．比誘電率 $\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$ を変化させたときの入力特性を図 3.4 に示す．特性は，周波数変化が見られるが，比帯域幅は比誘電率 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.6$ の PCB を用いた場合と変化無く，6% 程度を示していることを確認した．

3.1.2 動作原理

本節では前章で提案したプリント型頂部装荷モノポールアンテナの動作原理について説明する．

(a) 要素モデル

折返しモノポールアンテナ上の電流が、折返された2線分を一括して流れるモード(放射モード)と、逆位相で往復電流が流れるモード(非放射モード)に分解できることは良く知られている[14]。これを本アンテナに適用すると、図3.5のような2つの要素モデルとなる。

非放射モデルは図3.5(a)に示すように、垂直PCB#A上の水平ストリップ素子plate#1が取り除かれている以外は、図3.1に示したアンテナと同一構造である。水平PCB#B上のpatch#2は中央で給電され、かつ薄いため放射に寄与しない。また、plate#3, #4には逆相の電流が流れるため、これも放射に寄与しない。これをmodel-1とする。

一方、放射モデルは図3.5(b)に示すように、垂直PCB#AのPP'部分が短絡され、かつpatch#2が取り除かれている以外は、図3.1に示したアンテナ構造と同じである。これは近接した逆相電流が生じないため、アンテナの放射に寄与する部分のみで構成されたアンテナといえる。これをmodel-2とする。

ここで、非放射モデル(model-1)および放射モデル(model-2)の入力特性に着目する。図3.6(a)にmodel-1の入力アドミタンス特性を示す。図3.6(b)にmodel-2の入力インピーダンス特性を示す。図3.6(a)において、model-1は共振周波数の前後で、負から正側へサセプタンスが変化することから、図3.5(a)に示すような、並列共振回路と等価な動作していることを明らかにした。また、model-2は共振周波数の前後で、リアクタンスが負から正側へ変化していることから、図3.5(b)に示すような、直列共振回路と等価な動作をしていることを明らかにした。

これに対し、図3.1のアンテナの入力アドミタンスは図3.6(c)のようになる。この特性は、上記共振回路がインダクタンス L_1, L_2 を介して磁気的な結合をした回路の特性と等しく、本来の共振周波数 f_0 の前後に新たな共振 f', f'' が現れる。

(b) 等価回路

model-1の共振周波数は図3.6(a)より913MHzである。そこで、共振周波数近傍の周波数を918MHzとすると、近傍周波数におけるサセプタンス値は図3.6(a)より約0.0003Sであった。上式(2.1)より、虚部成分のみを取り出し、 $2\Delta\omega C_1 = 0.0003$ と近似を行った。よって、 $C_1 = 4.0\text{pF}$ と求められる。従って、共振周波数式(2.3)より $L_1 = 7.7\text{nH}$ と算出される。ここで、 $\omega_0 = 2\pi f_0$ 、 f_0 は共振周波数、 C_1, L_1 はmodel-1の共振回路を構成する素子定数である。

一方、model-2の共振周波数は図3.6(b)より887MHzである。また、共振周波数の近傍周波数を892MHzとすると、近傍周波数におけるリアクタンス値は図3.6(b)より、約1.1 Ω であった。式(2.2)より、虚数成分を $2\Delta\omega L_2 = 1.1$ と近似すると、 $L_2 = 17\text{nH}$ と求められる。従って、上式(2.3)より同様に $C_2 = 1.9\text{nH}$ が求められる。また、各共振回路における抵抗成分

については図 3.6(a) に示す共振周波数におけるコンダクタンス値により決定した．model-1 および model-2 の放射抵抗はそれぞれ $R_1=11000$, $R_2=6.8\Omega$ であることを確認した．

上記までに各共振回路の素子定数を決定した．この求められた素子定数を高周波回路シミュレータ Micro Wave Office(AWT 社：以下，MWOffice) に取り込み，それぞれシミュレーションを行った結果と，図 3.5 で示した各要素モデルを FDTD 法でシミュレーションを行った特性を比較したものを図 3.7 に示す．model-1 の並列共振回路，model-2 の直列共振回路において，共振周波数付近はよく一致しており，回路構成および素子定数の妥当性を確認した．しかし，多少の周波数ずれおよび，共振周波数から離れるにつれ，誤差が見られることを確認した．これらの原因として，共振周波数の近傍周波数における入力特性から近似を行い，それを利用して素子定数を決定しているためであると考えられる．

図 3.8 に本アンテナの入力特性を示す．また，図 3.8(a) に示す等価回路の AA' から右側を見込んだ入力特性を計算した結果と比較している．等価回路における，インダクタ間の結合係数は上式 (2.4) を用いており， f' , f'' は図 3.6(c) より読み取り， $f'=797\text{MHz}$ ，高域側は $f''=1040\text{MHz}$ とした．図 3.8 において，実線は等価回路による特性，破線は FDTD 法による解析結果を示している．両者には共振周波数のずれが見られるが，全体的な傾向は一致しており，本等価回路表現の妥当性が確認できる．誤差の原因として，各要素モデルにおいて，共振周波数近傍の入力特性を用いて近似を行っている点が挙げられる．

(c) 板状素子付きアンテナ (図 2.25) とプリント基板型アンテナ (図 3.1) の特性比較

2.3.1 で検討を行った，図 2.25 のアンテナ構成，および本小々節で検討を行った図 3.1 のアンテナ構成 2 つについて，放射の観点から，2 つの要素モデルに分解し，等価回路を用いて動作原理を説明した．両者のアンテナは，共に同じ等価回路と等価な動作をすることを確認した．上部素子が板状で，3 次元的存在である構造と基板上に構成した平面的な構造は電気的特性の相違は見られない．しかしながら，図 3.1 に示した，アンテナ構成における要素モデルの入力インピーダンスの虚部成分は前者に比べ，傾斜が緩やかである．この傾斜による特性の影響は今後の課題とする．

3.1.3 広帯域化手法

(a) アンテナ構成

図 3.9 に入力特性の広帯域化を図ったアンテナの構成について一例を示す．2 つの垂直 PCB#A1, A2 が水平 PCB#B 上に，垂直に設置されており，それぞれは間隔 d で， Z 軸に対して回転対称の関係にある．2. で提案したアンテナと同様，内側のストリップ素子が PCB#B 上の patch#2 に接続される構造である．また，外側のストリップ素子も同様に，patch#2 上

の hole を貫き，接地されている．

(b) アンテナ基本特性

図 3.10 に入力特性を示す．PCB には厚さ $h = 1.6\text{mm}$ ，比誘電率 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.6$ を用いている．また，前章で表現した等価回路を用いて算出した特性結果も同時に示している．特性が双峰性を呈し，比帯域は約 14% に増加していることが確認できる．また，FDTD 法および，等価回路による計算結果が，ほぼ同一の傾向を示していることから，図 3.9 の構造を有するアンテナも，2. のアンテナと同一の原理で動作していることを明らかにした．

以上のように，垂直素子を 2 枚平行に設置することによって，アンテナの入力特性を広帯域化することができる．その際，垂直素子の設置間隔 d も広帯域化に寄与するパラメータとなる．図 3.11 は， $d = 27.5\text{mm}$ ，すなわち patch#2 の両端部に垂直素子を設置したときの入力特性である．実線は試作実験，破線は数値解析による結果を示している．実験では半径 500mm の円形アルミニウム地板を用い，解析では無限大寸法の地板を仮定している．実験および解析において傾向は良く一致し，この場合，比帯域は約 20% である．

図 3.12 に本アンテナの解析による放射パターンを示す．本結果は帯域内下限周波数 $F_L = 843\text{MHz}$ ，上限周波数 $F_H = 983\text{MHz}$ における特性である．また，各面内において，最大値により正規化された結果である．帯域内全体にわたり，水平面内指向性の一様性および -20dB 以下の低交差偏波特性が維持されており，周波数特性が良好であることを明らかにした．また， XY 面内での周方向偏差も 1dB 以下である．なお，帯域内の利得偏差は約 0.3dB 程度であり，上限周波数 F_H のとき，最大利得 5.1dBi となる．また， YZ ， ZX 面においては Z 軸方向にヌル点を得ていることを明らかにした．

3.1.4 Quality Factor と帯域の関係

2.3 節で提案した，プリント基板構成に適したアンテナ (図 2.25 参照:Antenna A)，3.1.1 における直交プリント基板で構成されたアンテナ (図 3.1 参照:Antenna B) および，3.1.3 での広帯域化構造アンテナ (図 3.9 参照:Antenna C) は，並列共振回路，直列共振回路間のインダクターが磁気的な結合で構成されている等価回路であることを示した．本節では，等価回路を構成する 2 つの共振回路の Q (Quality Factor) を，算出した各回路素子定数から，次式を用いて求め，その傾向と帯域について検討を行った．

$$Q_p = \frac{R_1}{\omega_0 L_1} \quad (3.1)$$

$$Q_s = \frac{\omega_0 L_2}{R_2} \quad (3.2)$$

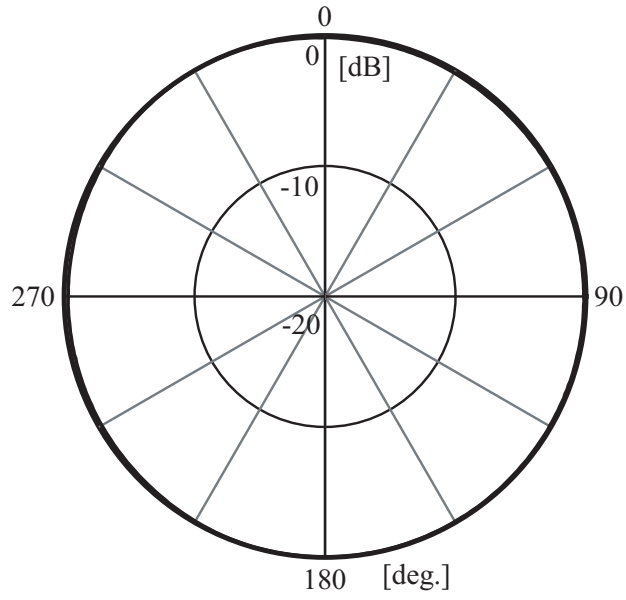
(3.1)(3.2) 式中の Q_p は並列共振回路の Q , Q_s は直列共振回路の Q をそれぞれ示している .
 また , $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 は各回路の共振周波数である .

表 3.1: 各共振回路 Q と結合係数 k および比帯域幅 BWR

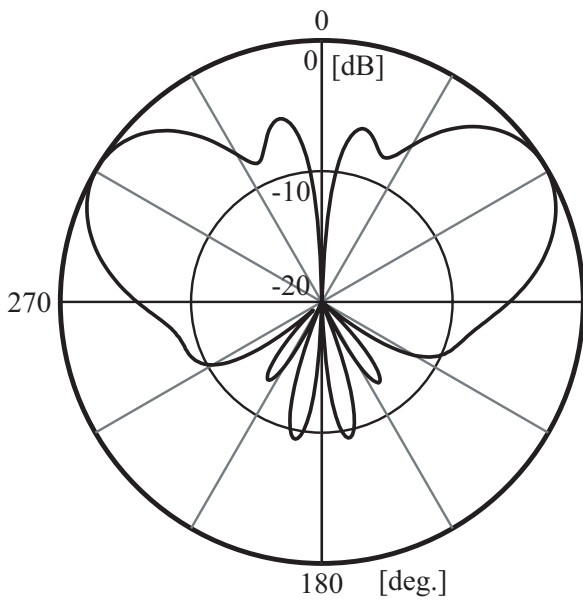
	Antenna A	Antenna B	Antenna C
Q_p	366	249	74
Q_s	10	14	1.3
k	0.2	0.26	0.15
BWR[%]	9	6	14

表 4 に上述した , 3 つのアンテナ構成において , 各アンテナの要素モデルと等価な動作を行う共振回路の Q と , 共振回路間の結合係数 k および , 各アンテナの比帯域幅 BWR を算出したものを示している . 比帯域幅の整合評価基準は $|S_{11}| = -10\text{dB}$ としている .

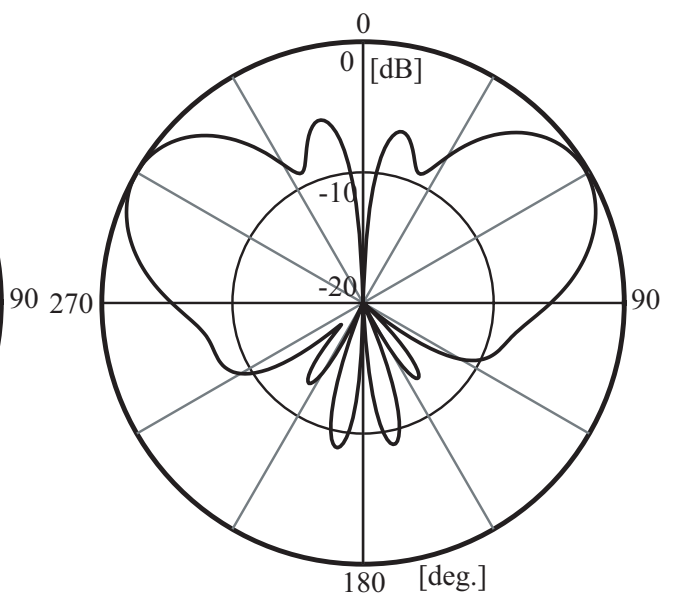
まず , Antenna A および Antenna B に関しては , 直列共振回路の Q は 10 程度 , 並列共振回路の Q は数百であることが確認できる . 一方 , Antenna C に関しては , 直列共振回路では 1.3 , 並列共振回路では 74 であることを確認できる . この傾向から , 特に並列共振回路の Q を低減可能であれば , 比帯域幅の拡大の期待が出来ることを明らかにした . 並列共振回路の Q の低減方法として , 例えば , 図 3.1 で示すアンテナ構成において , 誘電体基板を厚くする方法が考えられる . また , 直列共振回路においては , 放射に寄与する部分を等価的に大きくすることで Q が低減するものと考えられる . また , 結合係数 k と比帯域幅に関しては , 結合係数が低く , Q 値も全体的に低いアンテナ構成 (Antenna C) において , 広い帯域幅を得ることを明らかにした .



(a) XY-Plane



(b) YZ-Plane



(c) ZX-Plane

図 3.3: 放射パターン: E_θ (実験結果)

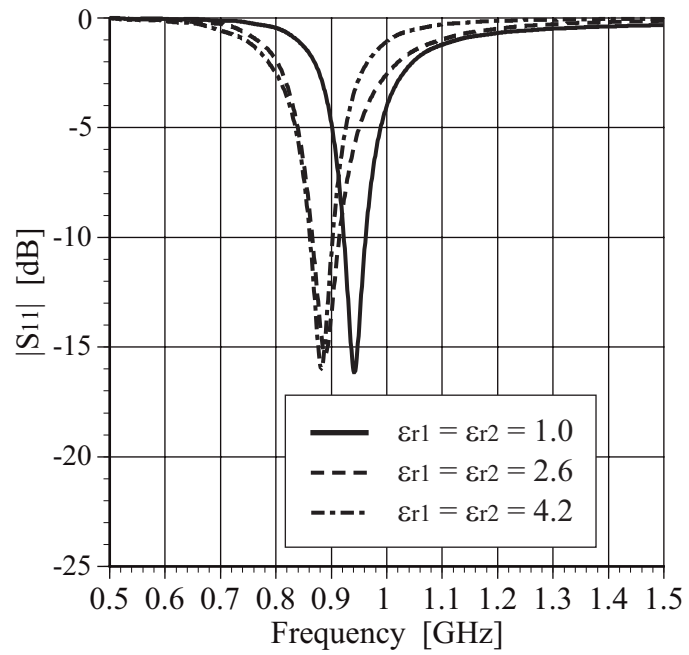
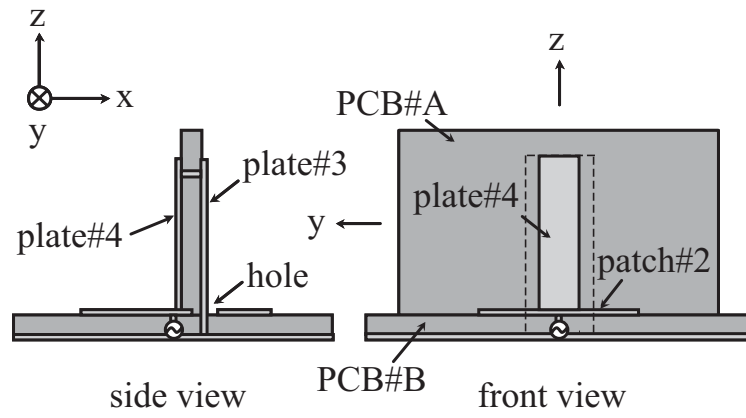
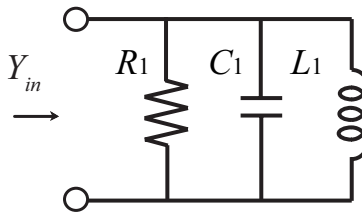


図 3.4: 比誘電率変化による入力特性

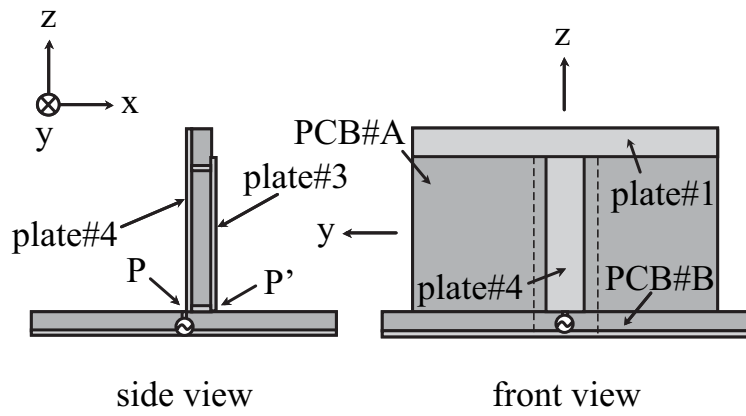


side view

front view

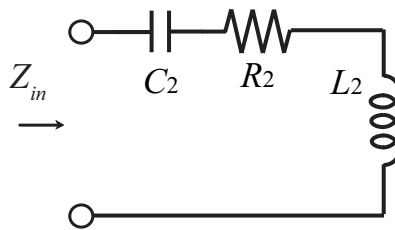


(a) Model-1



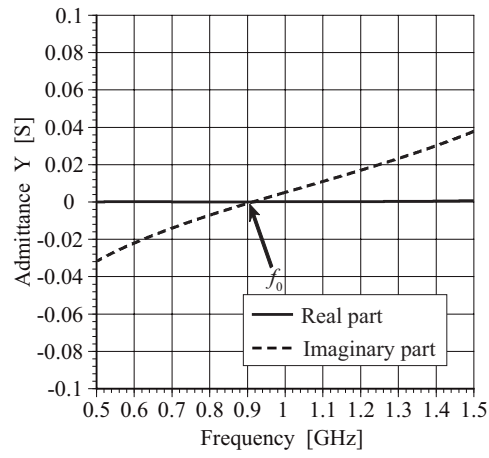
side view

front view

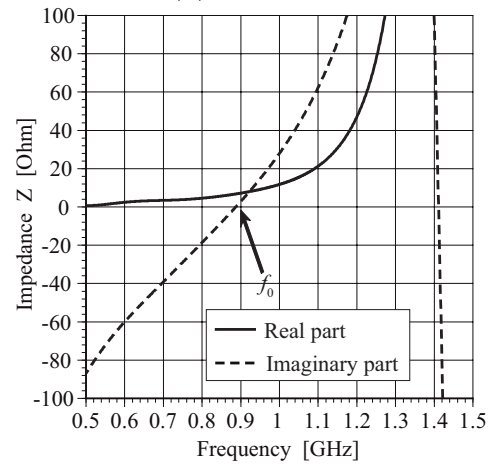


(b) Model-2

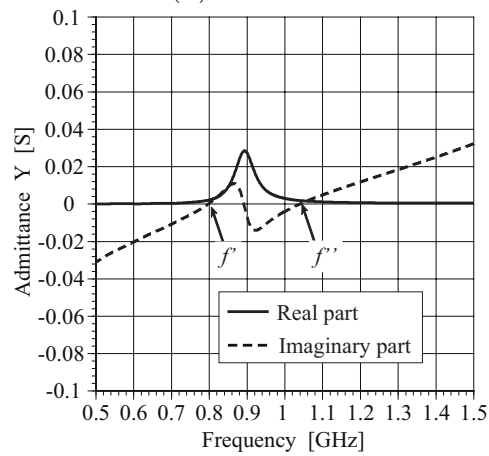
図 3.5: 要素モデル構成



(a) Model-1

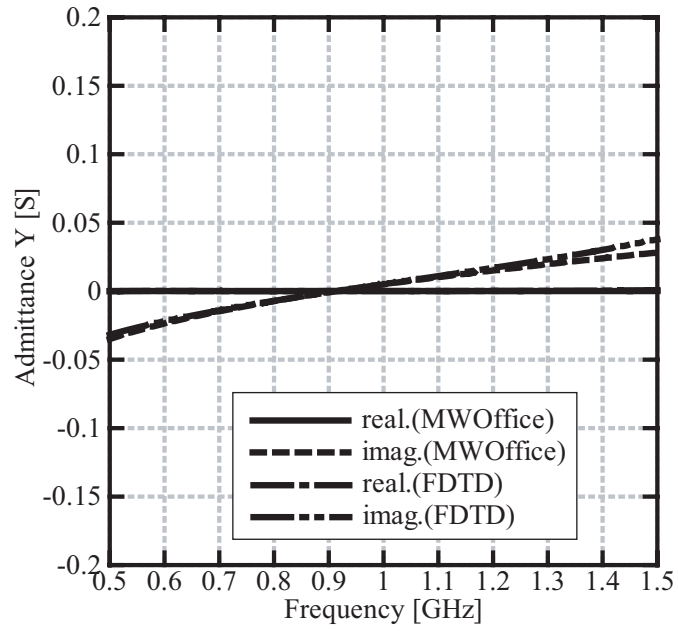


(b) Model-2

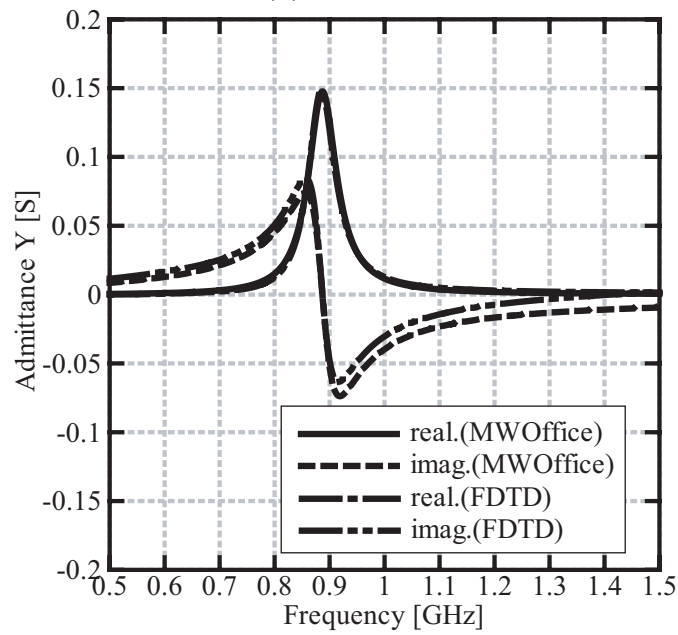


(c) Proposed antenna

図 3.6: 要素モデルおよび本アンテナの入力特性

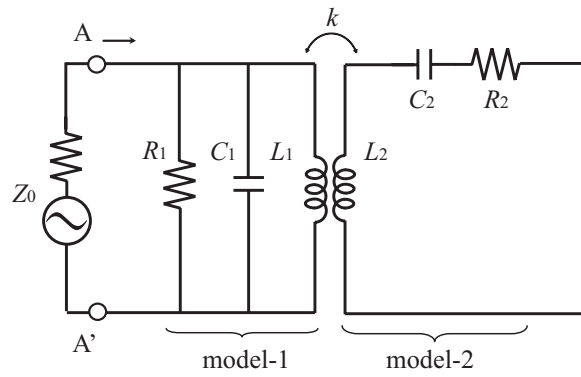


(a) Model-1

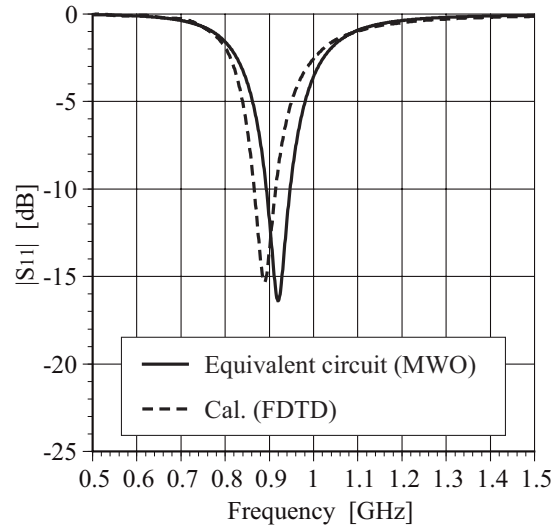


(b) Model-2

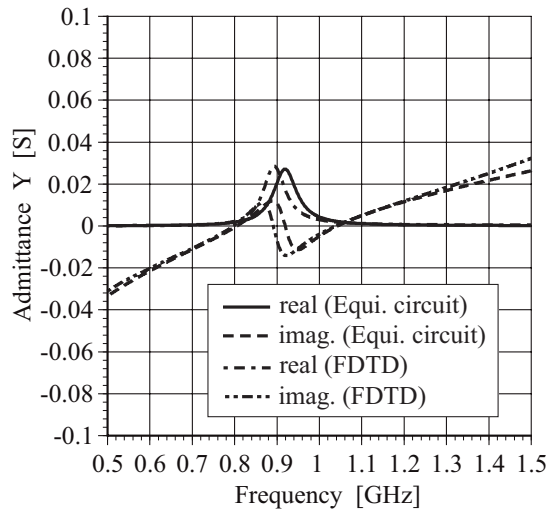
図 3.7: 解析値と要素モデル等価回路特性の比較 (入力アドミタンス)



(a) Equivalent circuit



(b) S parameter ($Z_0 = 50\Omega$)



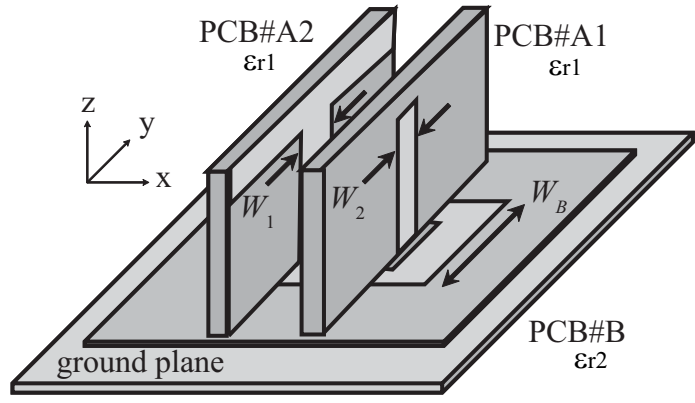
(c) Input admittance

$$R_1 = 11\text{k}\Omega, C_1 = 4.0\text{pF}, L_1 = 7.7\text{nH}$$

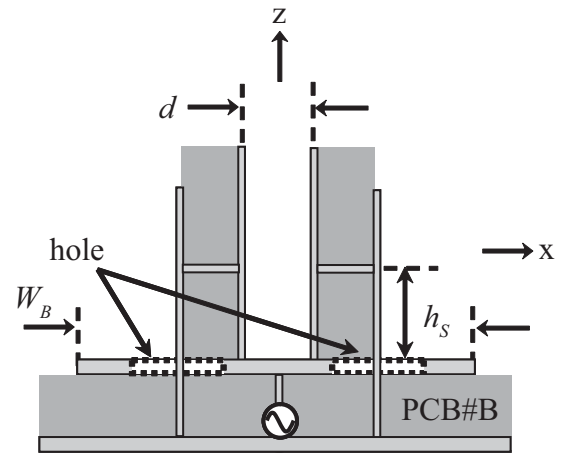
$$R_2 = 6.8\Omega, C_2 = 1.9\text{pF}, L_2 = 17\text{nH}$$

$$f' = 797\text{MHz}, f'' = 1040\text{MHz}, k = 0.26$$

図 3.8: 解析と等価回路特性の比較 (入力特性)



(a) Perspective view

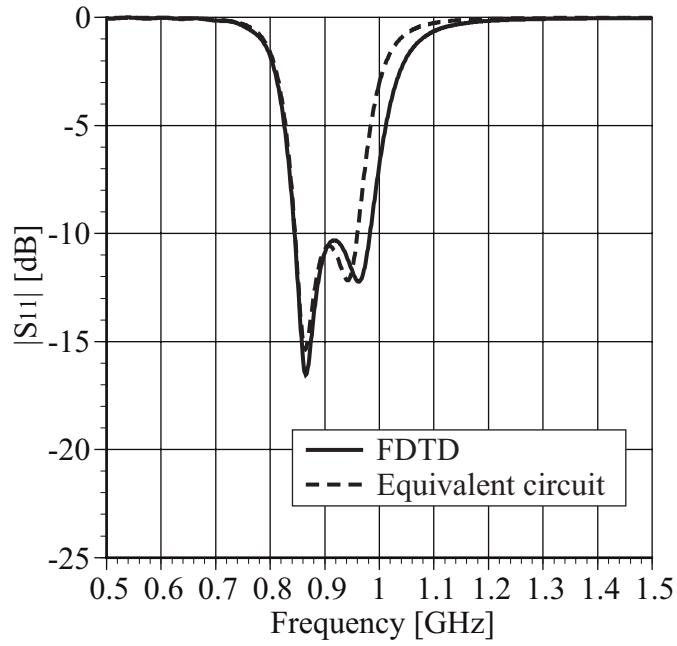


(b) Side view

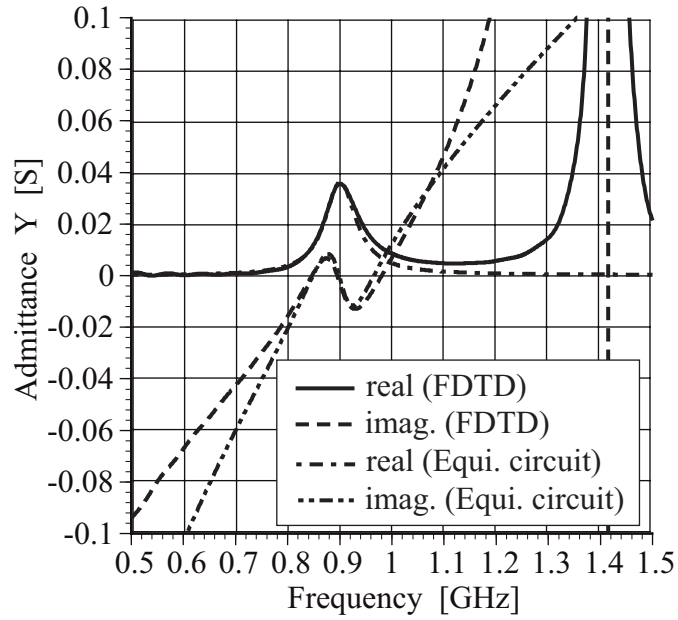
$$W_B = 27.5, d = 6.8, W_1 = 7, W_2 = 12, h_s = 13 \text{ [mm]}$$

$$\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.6$$

图 3.9: 広帯域化構造



(a) S parameter ($Z_0 = 50\Omega$)



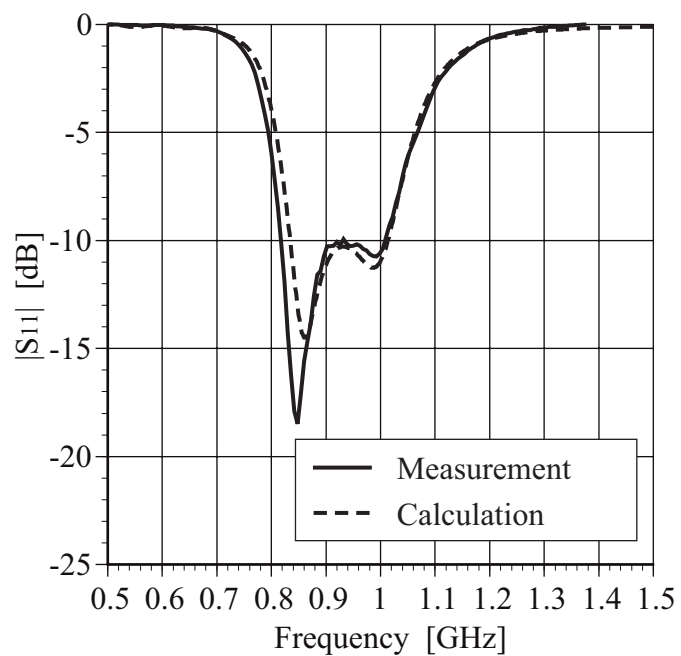
(b) Input admittance

$$R_1 = 5.4\text{k}\Omega, C_1 = 22\text{pF}, L_1 = 1.4\text{nH}$$

$$R_2 = 5.9\Omega, C_2 = 2.4\text{pF}, L_2 = 13.3\text{nH}$$

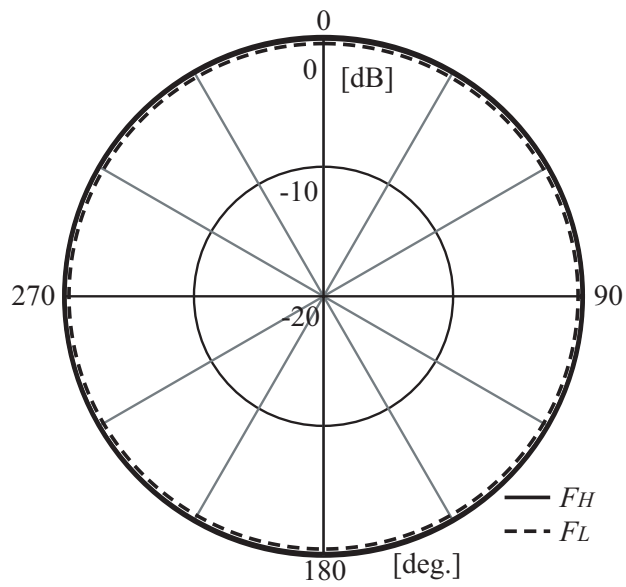
$$f' = 846\text{MHz}, f'' = 981\text{MHz}, k = 0.15$$

図 3.10: 解析と等価回路特性の比較 (入力特性)

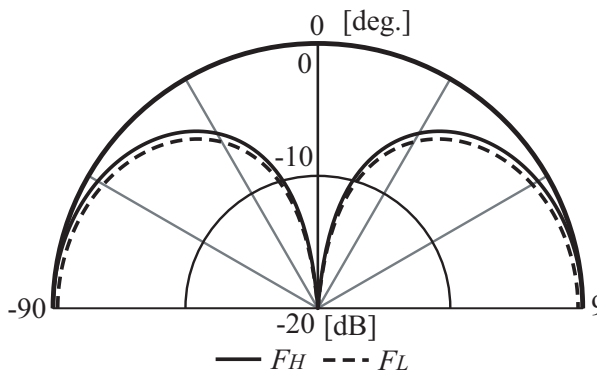


$$W_B = 27.5, d = 27.5, W_1 = 7, W_2 = 9, h_s = 13 \text{ [mm]}$$

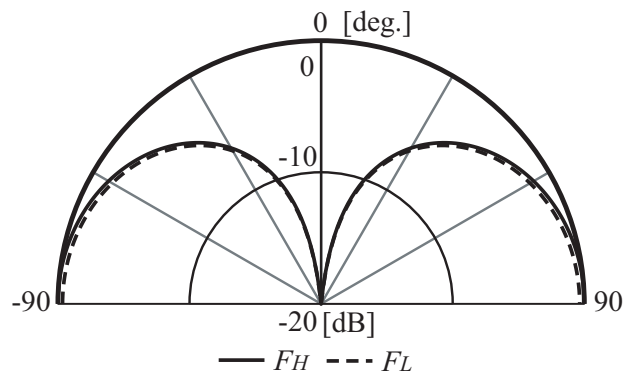
図 3.11: 実験値と解析値の比較 (入力特性)



(a) XY-Plane



(b) YZ-Plane

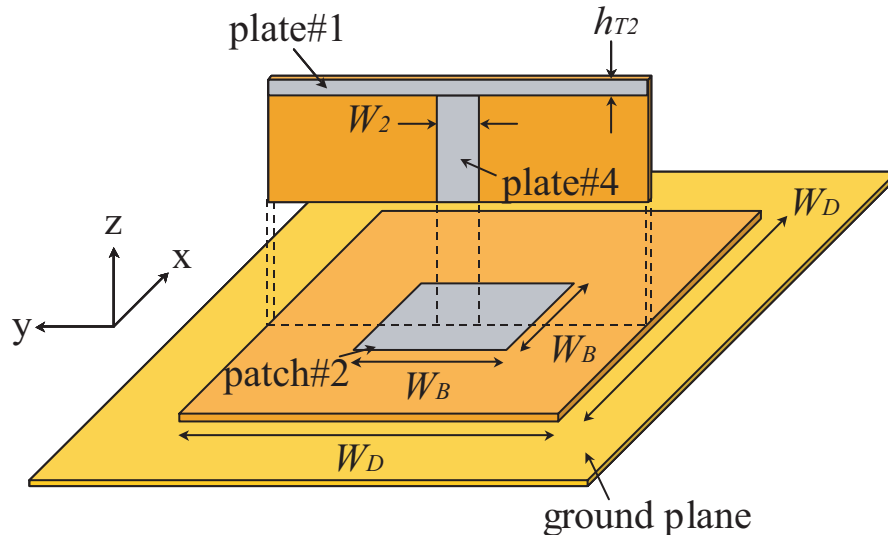


(c) ZX-Plane

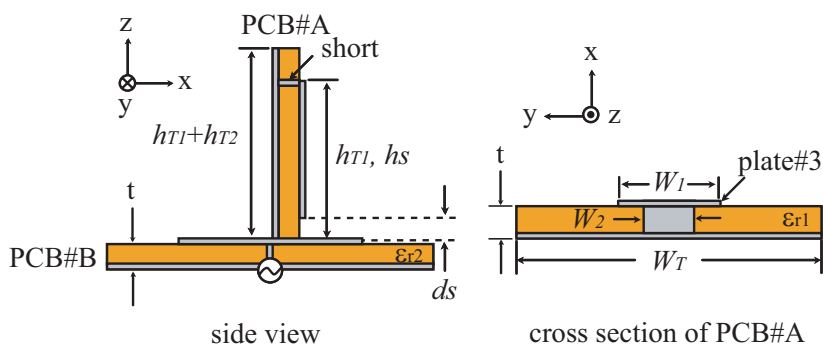
図 3.12: 放射パターン: E_θ (解析結果)

3.2 開放型折返しTアンテナ

3.2.1 アンテナ構成および基本特性



(a) Perspective view



(b) Other view

$$W_T = 110, W_B = 20, h_{T2} = 2, h_B = 1.6, ds = 1.6$$

$$hs = 22, W_1 = 4, W_2 = 5, [\text{mm}] \epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.6$$

図 3.13: アンテナ構成

図3.13に提案する開放型折返しTアンテナの構成を示す． $W_D \times W_D$ なるPCB#B上に，容量板として動作する大きさ $W_B \times W_B$ のpatch#2素子がプリントされている．また，PCB#AとPCB#Bは直交しており，patch#2から高さ h_{T1} の位置に，大きさ $W_T \times h_{T2}$ の水平ストリップ素子plate#1および，幅 W_1, W_2 の異なる2本の垂直ストリップ素子plate#3, #4がプリントされている．PCB#Aにプリントされている素子plate#4は，中央で給電されているpatch#2に接続されている．一方，折返し部分の素子plate#3は開放型[18]の構造(図中

A) とし、短絡構造の場合と比較して開放型とすることで、無限大の負荷を装荷することになり、短絡型と比べ、特性の変化が見られると考えられる。また、設計周波数は 900MHz である。

ここで、本アンテナの基本特性について考察する。図 3.14(a) に本アンテナの反射特性を示す。実線は試作実験、破線は数値解析による結果を示している。実験では半径 500mm の円形アルミニウム地板を用い、解析では無限大寸法の地板を仮定している。前節図 3.2 で示した、特性と比較して、両者の全体的傾向もよく一致しており、短絡型構造または開放型構造による変化が無いことを明らかにした。開放型と短絡型で変化が見られない理由として、地板からの開放間隔が $h_s = 1.6$ と比較的大きいためであると考えられる。開放間隔についての検討は後で行う。なお整合評価基準を $|S_{11}| = -10\text{dB}$ と仮定した場合、本アンテナの比帯域は、解析において約 5% であることを確認した。また、図 3.14(b) の入力アドミタンス特性より、設計周波数付近の虚部成分がほぼ 0 であり、実部成分のみで本アンテナは整合を取っていることを明らかにした。

図 3.15 に試作を行った本アンテナの放射パターンの実験結果を示す。なお測定周波数は 900MHz である。放射パターンは各面内における最大値で規格化している。XY 面内において、周方向偏差 1dB なる一様な指向性が維持されており、交差偏波も -20dB 以下と無視できるレベルであり、実用上問題無い。YZ, ZX 面においても、Z 軸方向にヌル点を得ており、交差偏波も無いことを明らかにした。また、 $20, 340^\circ$ 付近で見られる放射パターンの落ち込みは、地板端部での回折波によるものである。

3.2.2 要素モデル

非放射モデルは図 3.5(a) に示すように、垂直 PCB#A 上の水平ストリップ素子 plate#1 が取り除かれているモデルで表現できることは前節で示した。この場合のモデルを Model-1 とする。図 3.14(b) に示した入力アドミタンス特性の虚部成分を見ると、虚部成分は水平 PCB#B 上の patch#2 により相殺され、設計周波数付近で共振していることが確認できる。ここで、図 3.16 に前節と同様にモデリングを図った非放射モードのモデルと、水平 PCB#B 上の patch#2 のみで構成されるモデルの入力特性を比較したものを示す。非放射モードでモデリングを行った Model-1 と patch 単独の特性は設計周波数付近で一致しており、本アンテナの非放射モードは patch のみの特性で近似できることを明らかにした。

一方、放射モデルは図 3.17(b) に示すように、垂直 PCB#A の PP' 部分が短絡され、かつ patch#2 が取り除かれている以外は、図 3.13 に示したアンテナ構造と同じである。これは近接した逆相電流が生じないため、アンテナの放射に寄与する部分のみで構成されたアンテナといえる。これを model-2 とする。

よって、本アンテナは前節と同様、2つの要素モデルに分解して考えることが可能であ

り，図 3.17 のような 2 つの要素モデルとなる．

ここで，非放射モデル (model-1) および放射モデル (model-2) の入力特性に着目する．図 3.18(a) に model-1 の入力アドミタンス特性を示す．図 3.18(b) に model-2 の入力インピーダンス特性を示す．図 3.18(a) において，model-1 のサセプタンスは広範囲に渡って容量性を示していることを明らかにした．これは，patch#2 の特性によるものである．一方，model-2 は共振周波数の前後で，リアクタンスが負から正側へ変化していることから，図 3.17(b) に示すような，直列共振回路と等価な動作をしていることを明らかにした．

これに対し，図 3.13 のアンテナの入力アドミタンスは図 3.14(b) のようになる．入力アドミタンスの虚部成分は，直列共振回路の mode-2 の特性に，並列に patch#2 が動作し，直列共振特性を変化させていることを明らかにした．

3.2.3 等価回路

Model-1 を構成する回路の素子定数 C_1 はフリンジング効果を考慮した次式で求められる．

$$C_1 = \varepsilon_e \frac{a_{eff}^2}{2h_B} \quad (3.3)$$

$$a_{eff} = W_B \left\{ 1 + 0.824 \frac{h_B}{W_B} \frac{(\varepsilon_e + 0.3)[(W_B/h_B) + 0.262]}{(\varepsilon_e - 0.258)[(W_B/h_B) + 0.813]} \right\} \quad (3.4)$$

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h_B}{W_B} \right)^{-1/2} \quad (3.5)$$

一方，直列共振回路と等価な動作をする Model-2 の回路素子定数 R_2, C_2, L_2 は共振周波数近傍の周波数 f_2 において，次式により決定される [15]．

$$Z_{in} \simeq R_2 + j2\Delta\omega L_2 \quad (3.6)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_2 C_2} \quad (3.7)$$

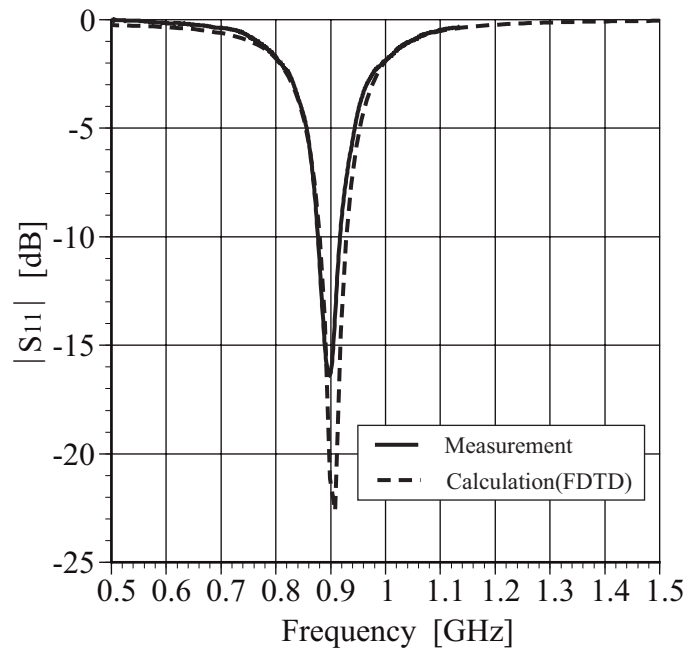
$\Delta\omega = f_2 - f_0$ ， $\omega_0 = 2\pi f_0$ である．

model-1 の回路素子定数 C_1 は，上式 (3.3) を用いて計算すると，約 3.0pF となる．さらに無限大地板による対称性を考慮すると，素子定数 C_1 は約 6.0pF となる．

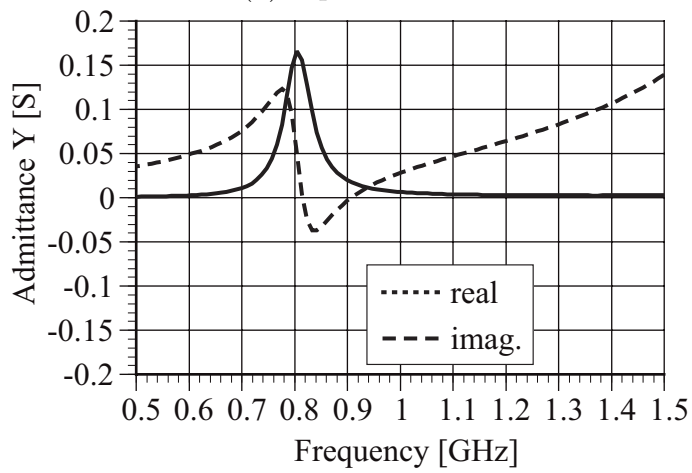
一方，model-2 の共振周波数 f_0 は図 3.18(b) より 804MHz である．また，共振周波数の近傍周波数を 813.5MHz とすると，近傍周波数におけるリアクタンス値は図 3.18(b) より，約 1.86Ω であった．式 (3.6) より，虚数成分を $2\Delta\omega L_2 = 1.86$ と近似すると， $L_2 = 16\text{nH}$ と求められる．従って，上式 (3.7) より同様に $C_2 = 2.5\text{nH}$ が求められる．また，抵抗成分については図 3.18(b) に示す共振周波数における値により決定した．model-2 の放射抵抗はそれぞれ $R_2 = 9\Omega$ であることを明らかにした．

上記までに各共振回路の素子定数を決定した。前節と同様に、この求められた素子定数を高周波回路シミュレータ MWOffice に取り込み、それぞれシミュレーションを行った結果と、図 3.17 で示した各要素モデルを FDTD 法でシミュレーションを行った特性を比較したものを図 3.19 に示す。model-1 の patch#2 特性においては、広範囲に渡って容量性特性を示しているが、サセプタンスの傾きに誤差を生じている。一方、model-2 の直列共振回路において、共振周波数付近はよく一致しており、回路構成および素子定数の妥当性を明らかにした。しかし、多少の周波数ずれおよび、共振周波数から離れるにつれ、誤差が見られることを確認した。これらの原因として、共振周波数の近傍周波数における入力特性から近似を行い、それを利用して素子定数を決定しているためであると考えられる。

図 3.20 に本アンテナの入力特性を示す。また、図 3.20(a) に示す等価回路の AA' から右側を見込んだ入力特性を計算した結果と比較している。図 3.20(b) において、実線は等価回路による特性、破線は FDTD 法による解析結果を示している。両者には多少の共振周波数のずれが見られるが、全体的な傾向は一致しており、本等価回路表現の妥当性を明らかにした。誤差の原因として、model-1 において、近似式による素子定数の算出、model-2 においては、共振周波数近傍の入力特性を用いて近似を行っている点が挙げられる。

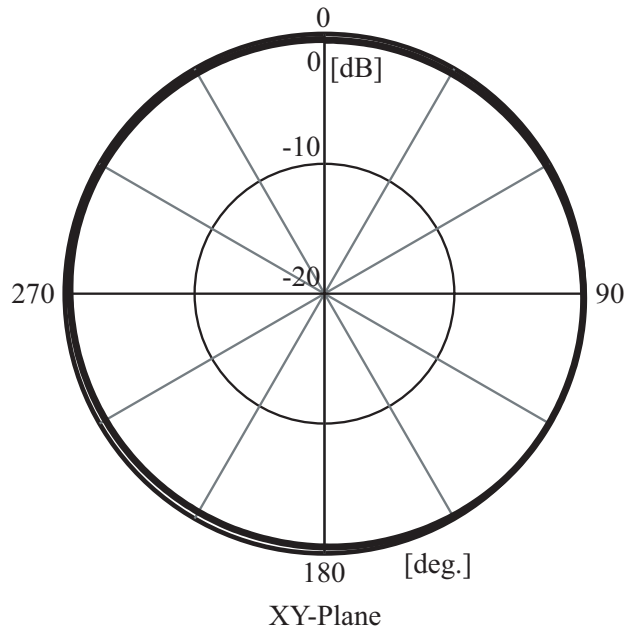


(a) S parameter

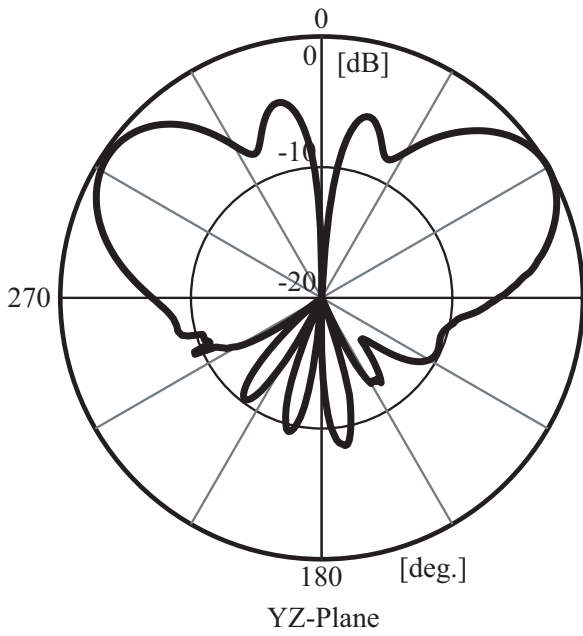


(b) Input admittance

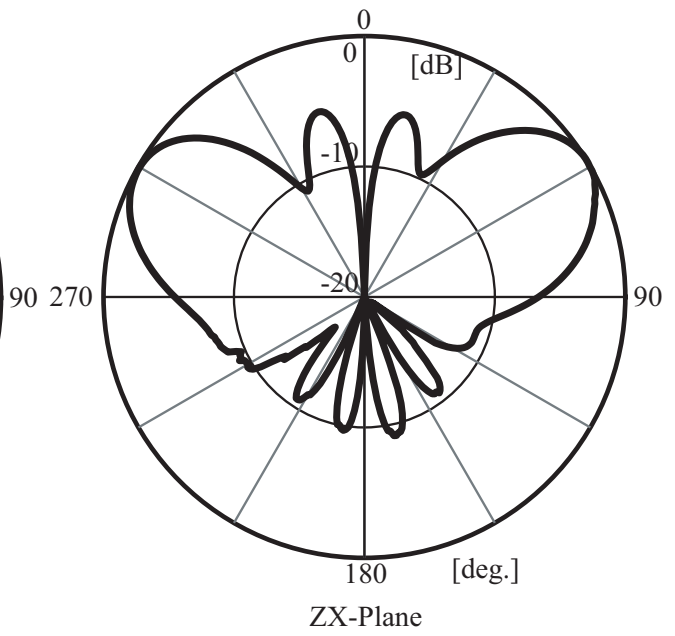
図 3.14: 本アンテナの入力特性



(a) XY-Plane



(b) YZ-Plane



(c) ZX-Plane

図 3.15: 放射パターン: E_θ (実験結果)

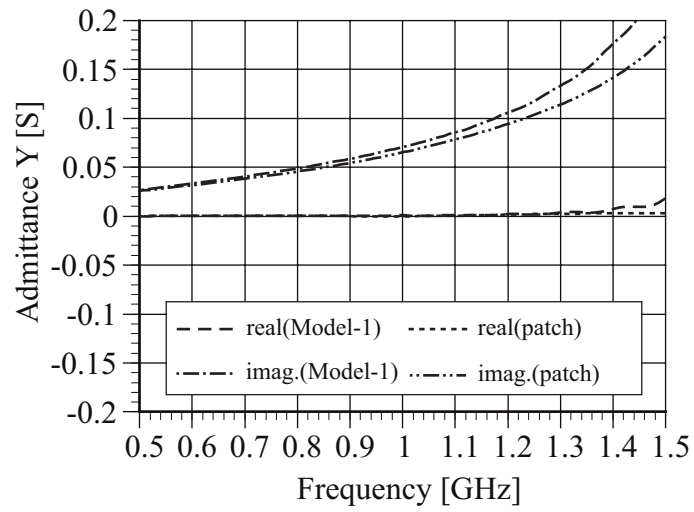
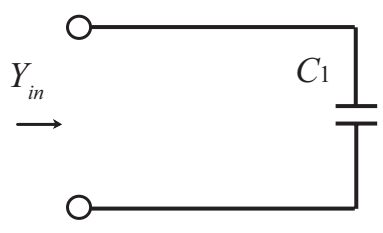
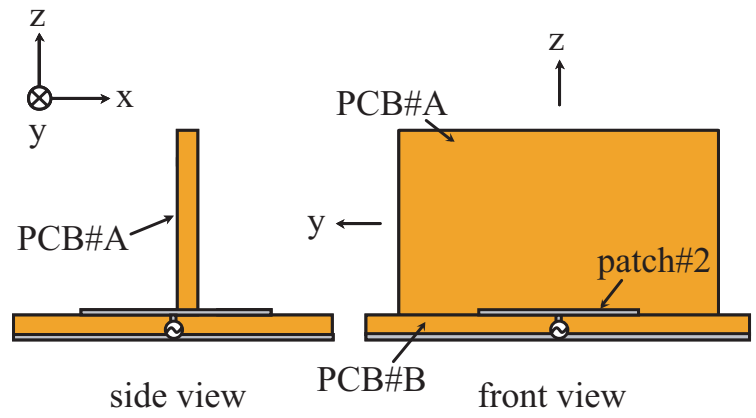
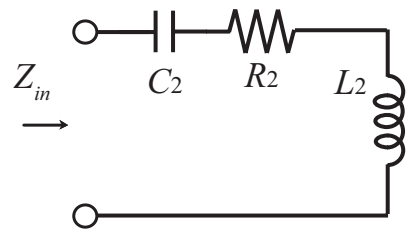
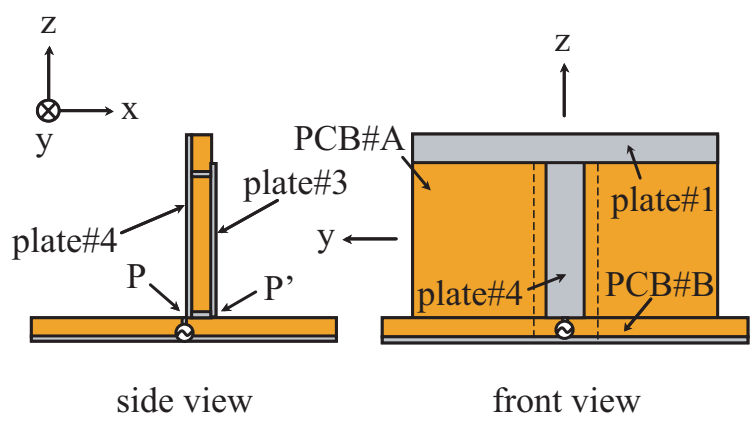


図 3.16: 非放射モードとプリントパッチのアドミッタンス特性比較

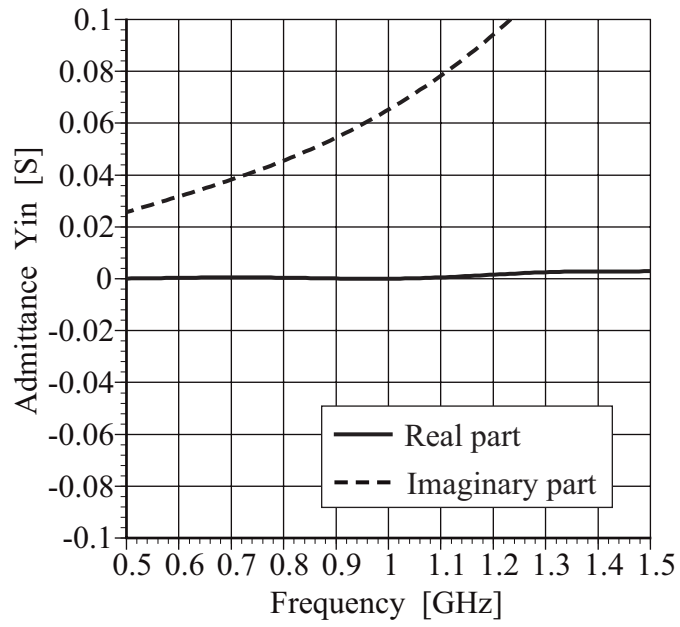


(a) Model-1

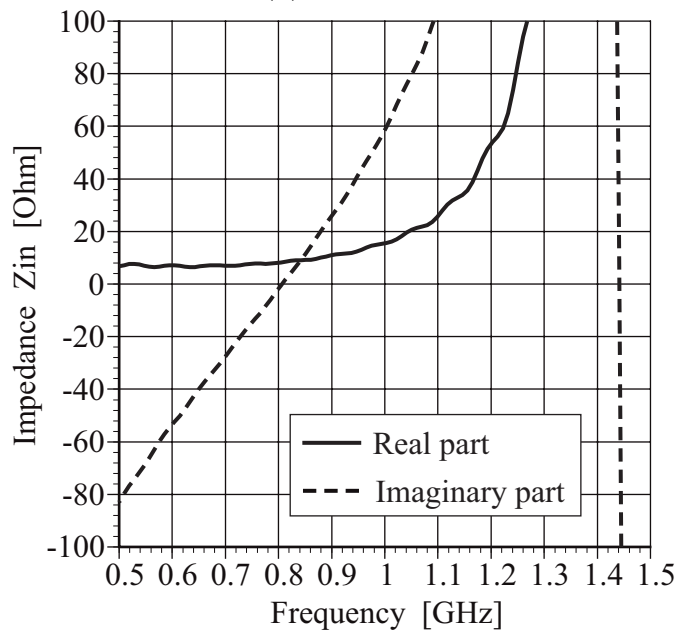


(b) Model-2

図 3.17: 要素モデル構成

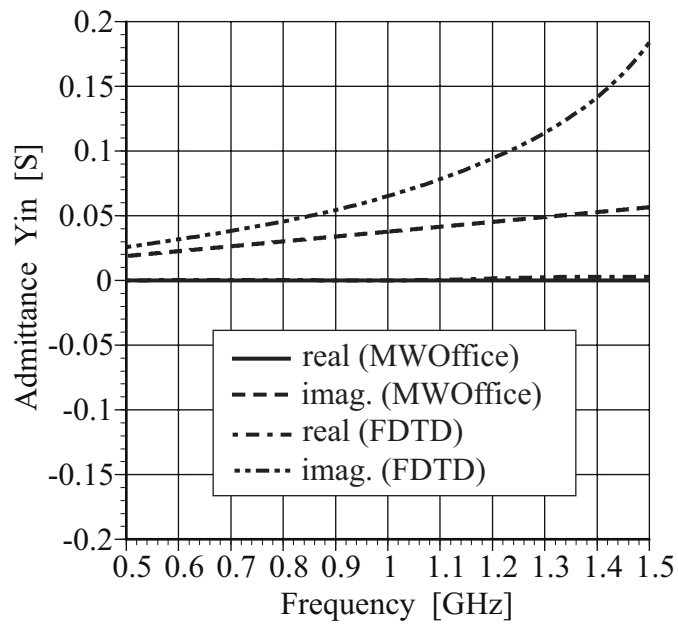


(a) Model-1

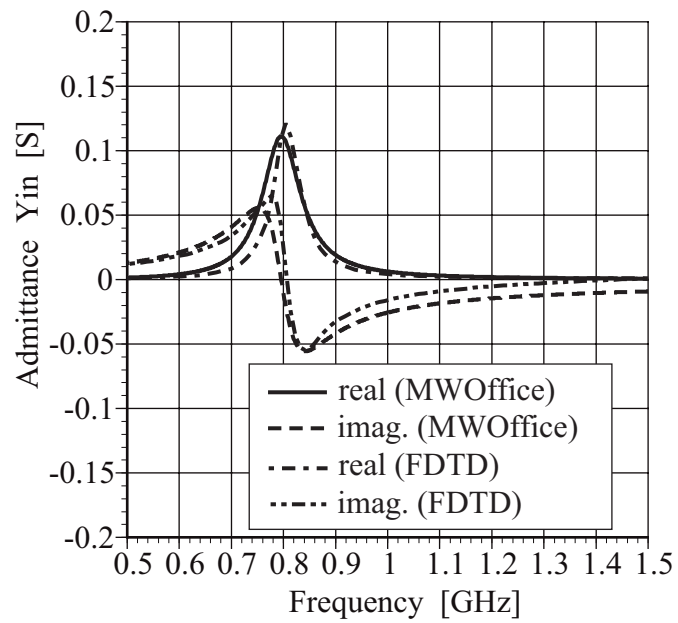


(b) Model-2

図 3.18: 要素モデルの入力アドミッタンス特性

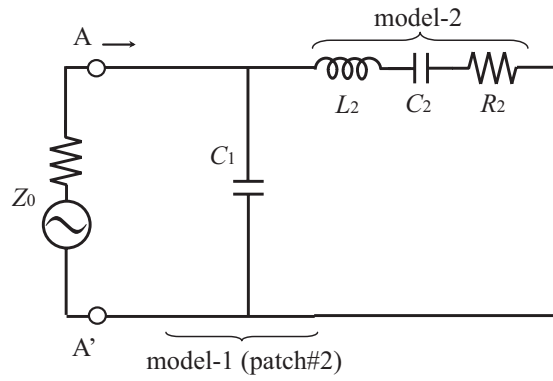


(a) Model-1

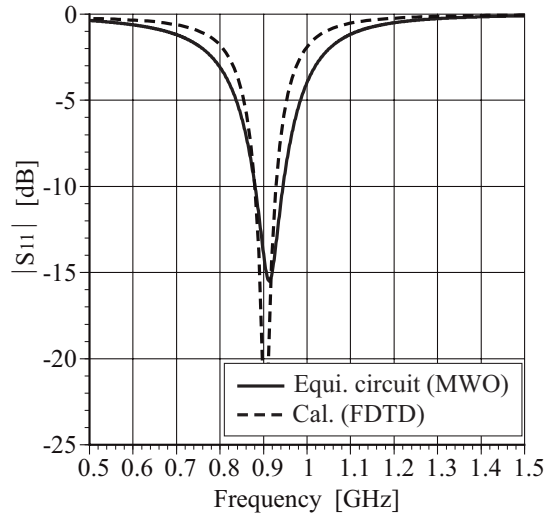


(b) Model-2

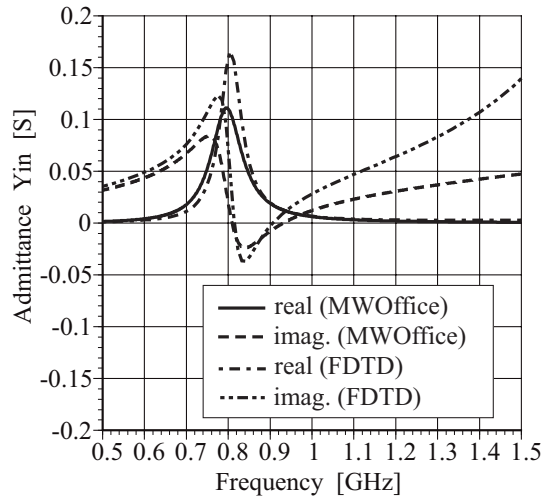
図 3.19: 解析値と要素モデル等価回路特性の比較 (入力アドミタンス)



(a) Equivalent circuit



(b) S parameter ($Z_0 = 50\Omega$)



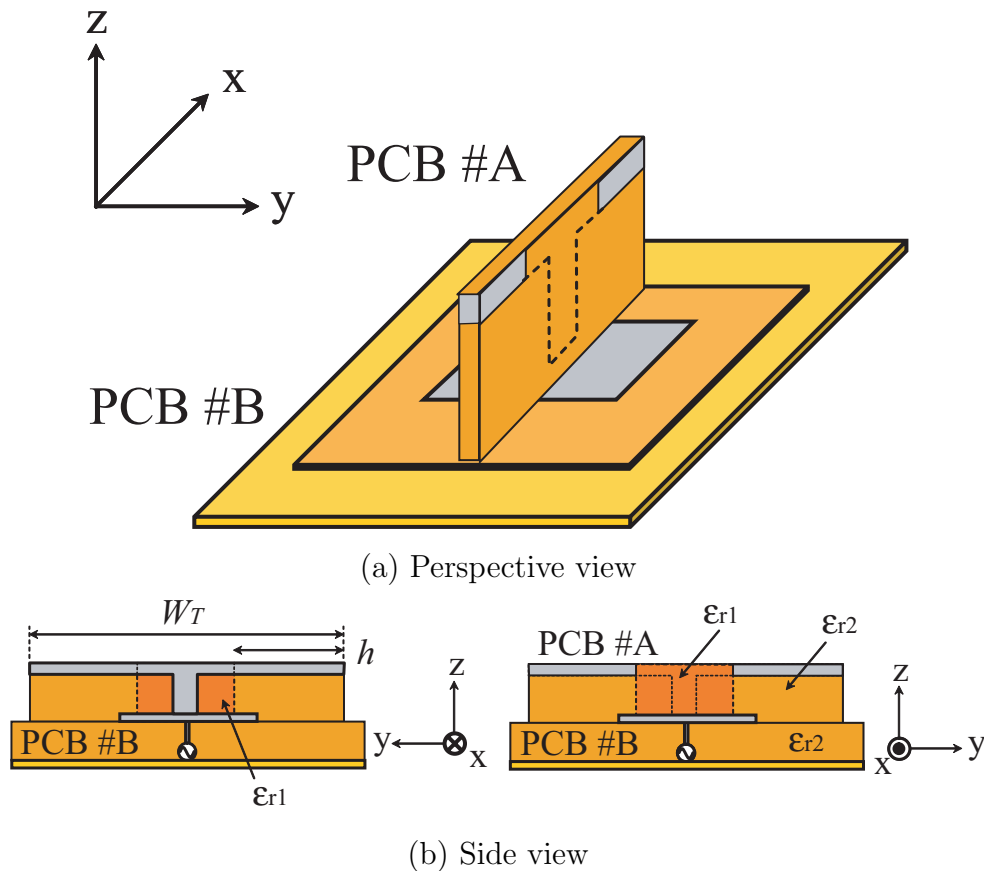
(c) input admittance

$$C_1 = 6.0\text{pF} , R_2 = 9.0\Omega , C_2 = 2.5\text{pF} , L_2 = 16\text{nH}$$

図 3.20: 解析と等価回路特性の比較 (入力特性)

3.2.4 プリント型トラップ付開放型折返しTアンテナ

(a) アンテナ構成および基本特性



$$W_T = 102, h = 45 \text{ [mm]}$$

$$\epsilon_{r1} = 10.0 \quad \epsilon_{r2} = 2.6$$

図 3.21: アンテナ構成

図 3.21 に、図 3.13 に示す開放型折返し T アンテナに折返し部分を垂直 PCB#A の水平素子部分に構成した場合のモデルを示す．垂直 PCB#A は部分的に異なる比誘電率を有するプリント基板であり、その比誘電率は、色の濃い部分が $\epsilon_{r1} = 10.0$ であり、その他の色の薄い部分は $\epsilon_{r2} = 2.6$ を仮定している．また、水平 PCB#B は開放型折返し T アンテナと同様 $\epsilon_{r2} = 2.6$ である．

図 3.22 に本アンテナの解析による入力特性の一例を示す．特性は、800MHz および 1200MHz 付近で共振し、2 周波化を図ることを明らかにした．2 周波化した理由としては、トラップ構造は折返し部分の長さが $\frac{\lambda}{4}$ となる周波数で電氣的に切り離されることで、2 周波特性を示すことは知られている．しかしながらトラップ構造を用いた場合、共振周波数に関し

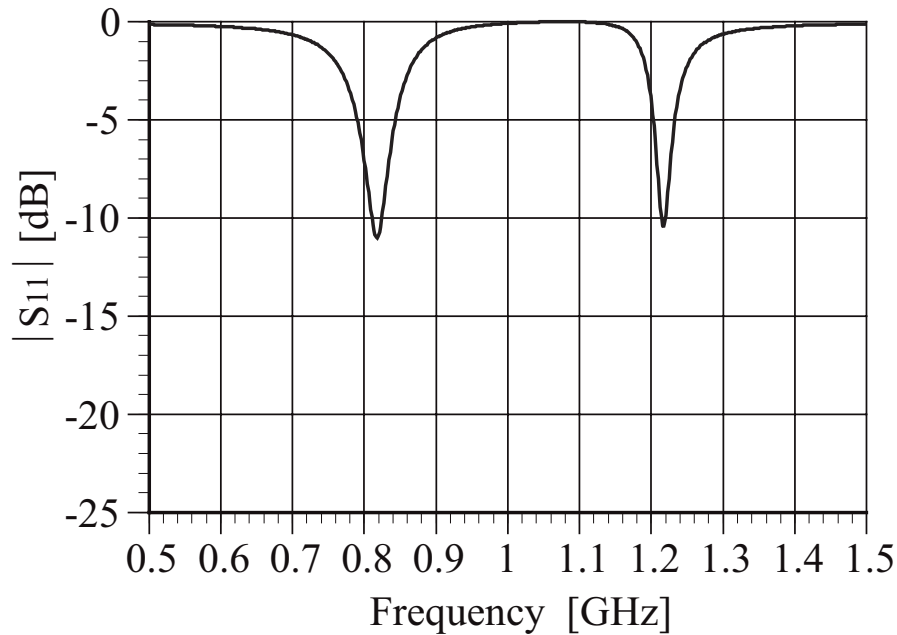


図 3.22: 入力特性

て、以下の式を満足する条件で2周波化を図ることが可能となる。

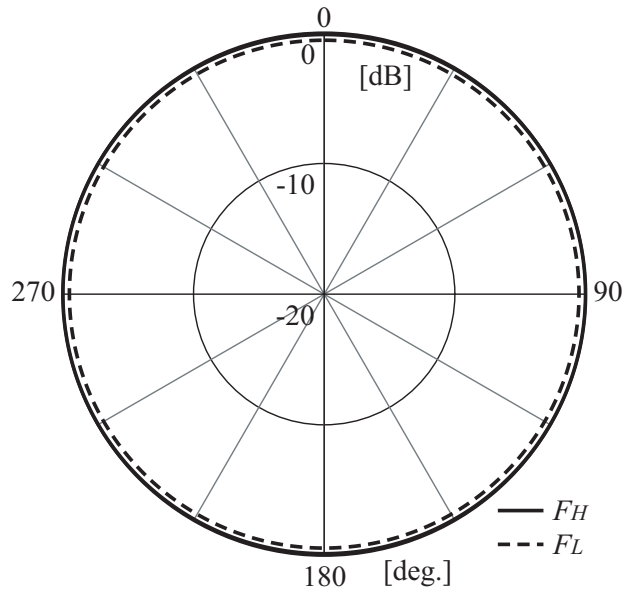
$$F_H - F_L > 2F_L \quad (3.8)$$

F_L は低域側の共振周波数、 F_H は高域側の共振周波数である。ここで、整合評価基準を $|S_{11}| = -10\text{dB}$ と仮定したとき、それを満足するまで2つの共振周波数を接近させることができない。よって他のアンテナ構成を検討する必要がある。これは今後の課題とする。

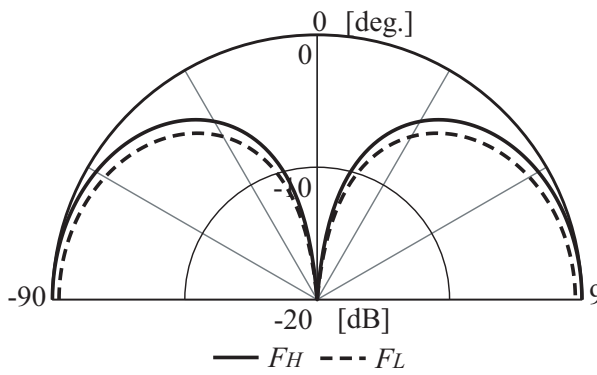
次に、放射指向性について考察する。結果はFDTD法による解析結果であり、計算周波数は低域側周波数 $F_L = 816\text{MHz}$ 、高域側周波数 $F_H = 1218\text{MHz}$ である。放射パターンは各面において、最大利得で規格化されている。最大利得は高域側周波数 F_H において、 5.1dBi を確認した。また利得偏差は 0.5dB である。周方向偏差も 1dB 以下であり、水平面内において、一様な指向性を得られることを確認した。

ここで、トラップ部分の長さによる特性変化について解析的に検討を行い、考察を行った。図 3.24 にトラップ部分の長さ h を変化させたときの入力特性変化を示す。低域側周波数は、トラップ部分の長さ h による依存性はあまり見られないことを明らかにした。一方、高域側周波数は大きく依存しトラップ部分の長さ h を小さくすると、更に高域側に周波数がシフトしている。また整合も取れなくなり、他の部分で整合を図らなければならないことを明らかにした。次に、水平 PCB 上のパッチの大きさに対する入力特性の変化について検討を行った。トラップ長さを変化させたときのように、周波数はほとんどシフトしないことを確認した。また、特に入力アドミタンスの虚部成分には影響が無く、実部成分

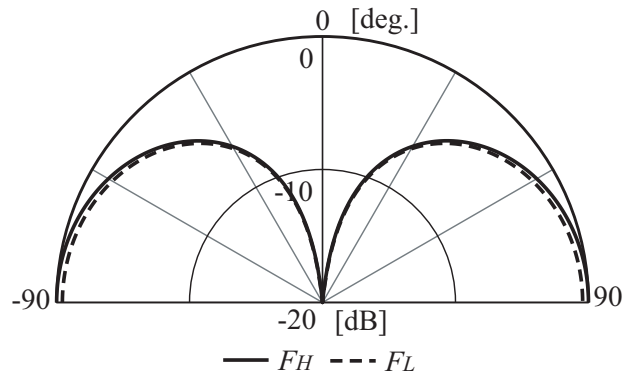
のコンダクタンス成分のピーク値に特に影響を与えることを明らかにした。しかしながら、低域側、高域側の共振周波数でのコンダクタンスを、同時に調節することはできず、一方のピークが上昇すると、他方のピークは下がることを明らかにした。



(a) XY-Plane

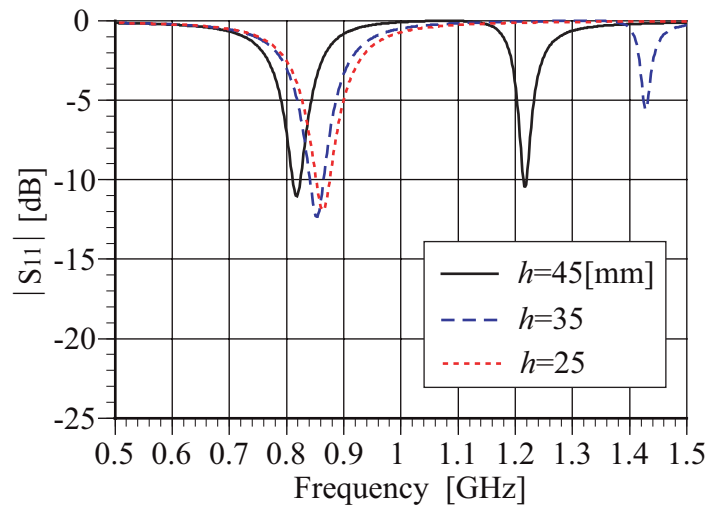


(b) YZ-Plane

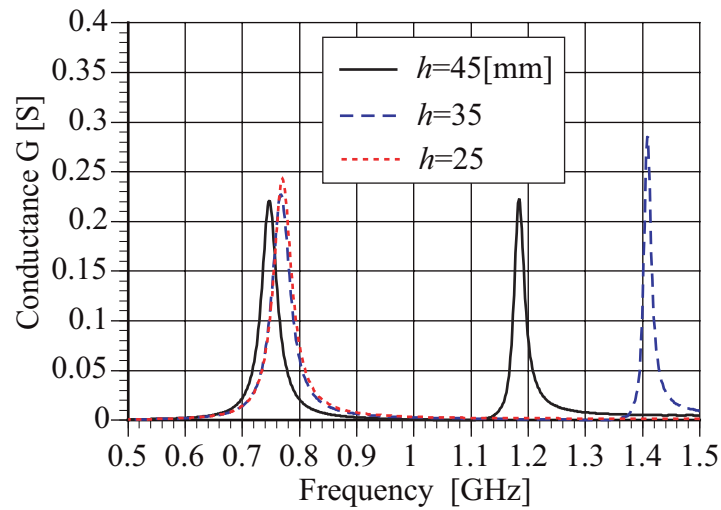


(c) ZX-Plane

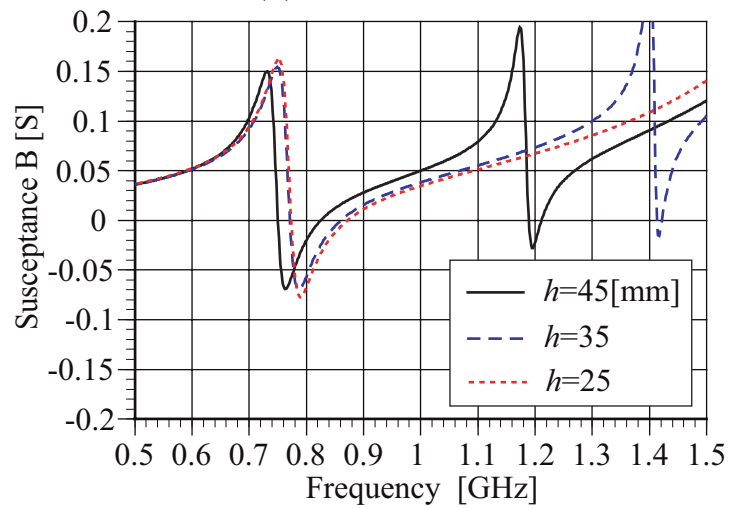
図 3.23: 放射パターン: E_θ (解析結果)



(a) S parameter

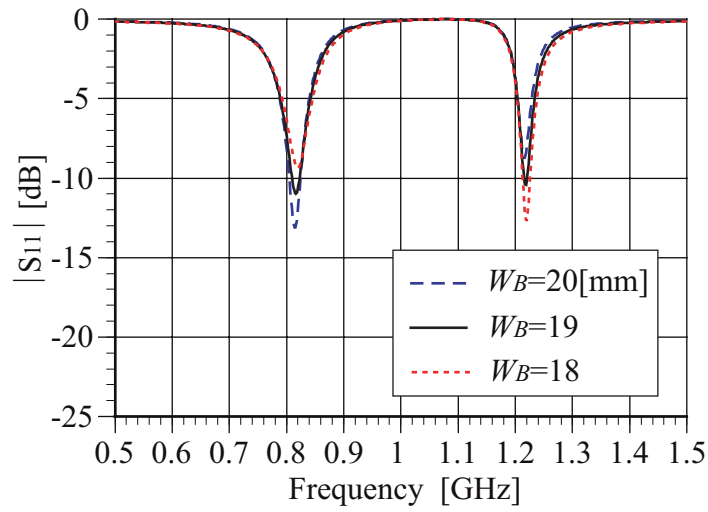


(b) Conductance

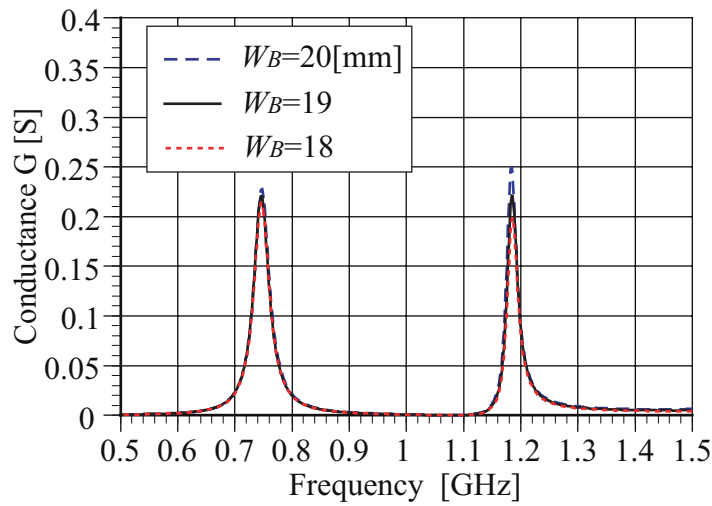


(c) Susceptance

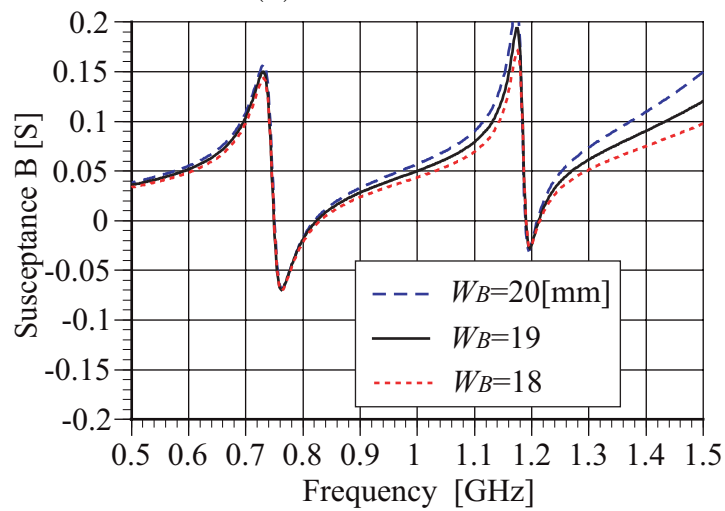
図 3.24: トラップ長さに対する入力特性変化



(a) S parameter



(b) Conductance



(c) Susceptance

図 3.25: パッチの大きさに対する入力特性変化

第 4 章

結論

プリント基板上の構成に適した基本アンテナ素子として、低姿勢頂部装荷型 T アンテナを提案した。提案したアンテナについて次のことがわかった。

- 整合板の設置位置が低い場合は、ステップ状の給電線を用いて、放射抵抗を増加させ、整合板の大きさによって、入力インピーダンスの虚部成分の制御が可能である。
- 整合板の設置位置が高い場合は、その位置により放射抵抗、大きさにより虚部成分を制御可能である。

次に、プリント基板上での構成に適した整合板の設置位置が低いアンテナ構成について、整合板をプリント化を図り、その基本特性について考察し、以下の結果を得た。

- ステップ状給電部の電流分布より、短絡板と近接する部分以外は、電流分布が相対的に弱く、放射に寄与していないことを確認し、給電部の構造をさらにプリント基板上での構成に適するアンテナ構造を提案した。
- 本アンテナは並列、直列共振回路のインダクタ間において、磁気的な結合をしている等価回路と同等な動作を行う。

最後に、プリント基板上に構成された、低姿勢頂部装荷型 T アンテナを提案し、折返し部の構成が、短絡型および開放型の 2 つについて、基本特性および、アンテナの動作原理について検討を行い、以下の結果を得た。

- 短絡型構造においては並列、直列共振回路のインダクタ間において、磁気的な結合をしている等価回路と同等な動作をする。
- 垂直設置されたプリント基板を回転対象に増設することで、双峰性特性を示し、容易に広帯域を図るアンテナ構造である。

- 広帯域を図ったモデルにおいて、要素モデルの Q を算出した結果、並列共振回路で 74、直列共振回路で 1.3 程度あった。
- 開放型構造において、直列共振回路と容量成分が平行に接続されている回路と等価な動作をする。
- 開放型構造をトラップ構造と再構成することで、2周波化を実現した。しかしながら2周波を接近させ、広帯域化を図ることは難しく、さらなるアンテナ構成の検討が必要である。

以上、解析、実験的にアンテナ基本特性を検討し、提案アンテナの有効性を示した。今後の課題は等価回路によるアンテナ設計および、帯域制御法の確立などが挙げられる

謝辞

本研究を進めるにあたり，熱心に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します．
また，研究生生活全ての面においてお世話になった久我宣裕助教授に深く感謝致します．
最後に，研究生生活を共に過ごした，新井研究室，久我研究室の皆様に深く感謝致します。

参考文献

- [1] 井上祐樹, 新井宏之, “ESPRIT 法における到来方向推定への相互結合及びアレー製作誤差の影響の検討,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.10, pp.2145-2152, Oct. 2003.
- [2] 新井隆宏, 原 六蔵, 山田寛喜, 山口芳雄, “既知の波源を用いたスーパーソリューションアレー校正法について,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.3, pp.527-535, March 2003.
- [3] 廣田明道, 市毛弘一, 新井宏之, 関 庚植, 金 東哲, 金 正勲, 中野雅之, “T字型アレーアンテナを用いた900MHz帯到来波推定システム,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.10, pp.2153-2165, Oct. 2003.
- [4] J.S.Dahele, Kai-Fong Lee, Lap-Chung chau, “Experimental study of the characteristics of top-loaded microstrip monopoles,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-31, no.3, pp.527-530, May 1983.
- [5] J.S.Dahele, Kai-Fong Lee, Ping-Yan Lee, “Experimental study of the characteristics of coupled top-loaded microstrip monopoles,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-31, no.3, pp.530-531, May 1983.
- [6] 関根秀一, 石曾根孝之, 安達三郎, “整合板付き円板装荷折返しモノポールアンテナ,” 信学論 (B), vol.J71-B, no.11, pp.1248-1251, Nov. 1988.
- [7] H.D.Foltz, J.S.McLean, G.Crook, “Disk-loaded mono-poles with parallel strip elements,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-46, no.12, pp.1894-1896, Dec. 1988.
- [8] J.S.Row, Shih-Huang Yeh, Kin-Lu Wong, “A wide-band monopolar plate-patch antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-50, no.9, pp.1328-1330, Sep. 2002.
- [9] Yen-Liang Kuo, Kin-Lu Wong, “Printed double-T monopole antenna for 2.4/5.2GHz dual-band WLAN operations,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-51, no.9, pp.2187-2192, Sep. 2003.

- [10] 関根秀一, 伊藤敬義, 大館紀章, 村上 康, 庄木祐樹, “並列共振を用いた広帯域逆 F アンテナの設計,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.9, pp.1806-1815, Sep. 2003.
- [11] 久我宣裕, 西村 崇, 新井宏之, 真殿和人, 伊東厚, “L 型無給電素子を用いた T 型モノポールアンテナの広帯域化,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.9, pp.2011-2015, Sep. 2003.
- [12] CST Technology, MW-Studio Users Manual
- [13] Zealand Inc., IE3D Users Manual
- [14] G.A.Thiele, E., Jr. Ekelman, L.W.Henderson, “On the accuracy of the transmission line model of the folded dipole,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-28, no.5, pp.700-703, Sep. 1980.
- [15] D.M.Pozar, “Microwave engineering,” John Wiley & Sons Inc., pp.266-271, Aug. 1997.
- [16] R.C.Johnson, “Antenna Engineering Handbook 3rd ed.,” McGraw-Hill, 1993.
- [17] AWR, inc., Microwave Office Users Guide
- [18] Richard C. Johnson, “ANTENNA ENGINEERING HANDBOOK THIRD EDITION,” McGraw-Hill Inc., 1993

発表文献

- 矢野敏明, 久我宣裕, 新井宏之, “ 広帯域頂部装荷モノポールアンテナ, ”IEICE ソサイエティ大会, B-1-71, 2004年9月
- 矢野敏明, 久我宣裕, 新井宏之, “ 広帯域頂部装荷モノポールアンテナの設計法, ” IEICE 総合大会, B-1-63, 2005年3月
- 矢野敏明, 久我宣裕, 新井宏之, “ プリント型頂部装荷モノポールアンテナ, ”信学技報, vol. 105, no. 59, AP2005-9, pp. 1-6, 2005年5月
- Tosiaki YANO, Nobuhiro KUGA, Hiroyuki ARAI, “ T Antenna for Whole PCB Structure, ”ISAP'05, WB2-3, Aug. 2005.
- 矢野敏明, 久我宣裕, 新井宏之, “ 直交プリント基板で構成された開放型折返し T モノポールアンテナ, ”IEICE ソサイエティ大会, B-1-131, 2005年9月

付録 A [共振回路を用いた近距離通信に関する検討]

RFID タグが微小な無線チップにより人やモノを識別・管理する RFID(Radio Frequency Identification) に代表される，近距離通信の基盤技術として注目を浴びている。

質問器と呼ばれるリーダ/ライタから，応答器と呼ばれる数 cm 程度の大きさのタグに向けて，電磁波や磁束にデータを乗せ，送信しデータを記憶させる．数 cm 程度のタグには，ラベル型，カード型，コイン型，スティック型，指輪型など様々な形状があり，用途に応じて選択する．また，通信距離は数 mm 程度のものから数 m のものがある．

表 A.1 各周波数帯における通信方式

	長波帯 ~ 135kHz	短波帯 13.56MHz	マイクロ波帯 2.45GHz
通信方式	電磁誘導方式	電磁誘導方式	電波方式

表 A.1 に示すように，RFID において，通信方式は使用される周波数帯で分かれている．長波帯および短波帯ではコイルなどにより磁束を発生させ，通信を行う方式であり，マイクロ波帯では，電波を使用した通信方式を取っている．また，RFID タグは環境に敏感であり，特に金属などの影響を受けやすく，その影響により通信距離などが劣化することが特性として知られている．短波帯では周波数が低いため，通信距離に対して 1 波長が長く，電磁界が電波を作り出す前に，磁界が作り出す磁束の変化によって通信を行う，電磁誘導方式を用いている．

現在，短波帯の RFID タグは製品として様々なものが売り出されている．そこで本論文では，短波帯の RFID タグとして，リストバンド型・指輪型のタグに着目し，検討を行った．

上述のように，短波帯は波長が長いため，マイクロ波などで使用されているアンテナではアンテナ構成が大きくなるという問題点があり，この周波数帯では主に共振回路を使って通信を行っている．リストバンド型・指輪型の共振回路を想定した場合，実際に身に着けるのものであるため，共振回路は小型なものが要求され，図 A.1 に示す様々な平板状のタグが提案されている．しかし，これらのタグは，コイルの開口面が手の甲と平行に向いており，通信する際に人体の影響を無視することができないと考えられる．一方，図 A.2 に示す構成のように，コイルの開口面が手の甲に対して垂直な構成ならば，通信を行う際



@SOFT BANKBB CORP.



@Dai Nippon Printing Co., Ltd.



@TOPPAN FORMS Co., Ltd.

図 A.1 提案する平板状タグ構成の一例

にコイル中を鎖交する磁束は、漏れ磁束以外、人体に対して前述のタグに比べ、影響を軽減できるものと考えられる。

まず、平板状共振回路を構成しパラメータを決定する前に、所望の周波数帯で共振回路が構成可能であるか検討を行った。共振周波数を 13.56MHz とし、コンデンサ容量 5pF を用いたとき、13.56MHz で共振する共振回路を構成する場合、必要なコイルのインダクタンス [H] は以下の式で算出される。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

$$L = C4\pi\mu_s S \frac{N^2}{l} \times 10^{-7} \quad (2)$$

C :長岡係数, μ_s :比透磁率, a :コイル断面積, N :線材の巻数, l :コイル長である。式 (1) より、必要なインダクタンスは $L = 27.6\mu\text{H}$ である。共振回路を手首周りに構成すると仮定した場合、手首周りを 200mm, コイル半径 12.15mm, 巻線太さ 0.5mm, 比透磁率 1.0 とし線材の巻数を式 (2) を用いて計算すると、 $N = 38\text{turn}$ となる。

以上の理論式を用いて算出したパラメータを使って、試作した共振回路の一例を図 A.3 に示す。線材にはエナメル線、コイルの軸受けには市販のビニルパイプを用いている。まず、試作したコイルを LCR メーターで測定したところ、コイルのインダクタンス値は $L = 26\mu\text{H}$ となり、計算結果の妥当性を明らかにした。次に、5pF の容量を持つコンデンサをコイルに接続し、ディップメーターを用いて、共振周波数を測定した結果、試作した共振回路は 13.5MHz 付近で共振することを明らかにした。

前述までに、理論式により共振回路のパラメータを算出し、試作した結果は有効であることを示した。次に、円形であったコイル形状を平板状に構成する検討を行った。

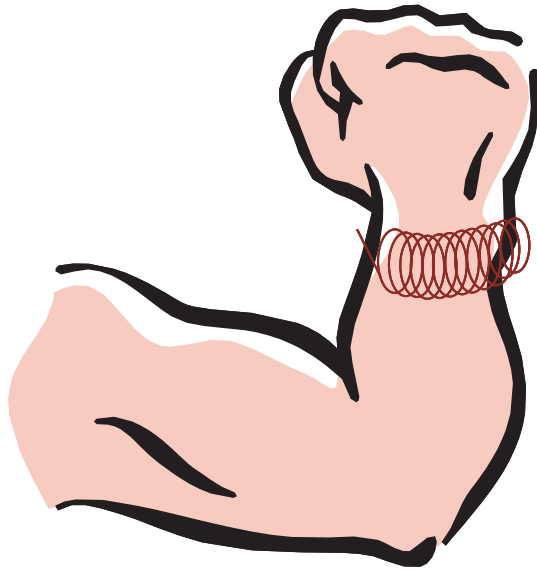


図 A.2 提案する平板状タグ構成の一例

図 A.4(a) に、指輪型の平板状共振回路の構成を示す．コイル長は指回りに一周で構成し、指回りに身に着けることを想定しているため、できるだけ薄い平板状とした．共振周波数を 13.56MHz とし、容量 70pF のコンデンサーを用いたとき、上式より必要インダクタンスは約 $L = 2.0\mu\text{H}$ である．よって、線材に太さ 0.35mm のものを用いたとき、コイルの巻数は上式より、 $N = 124\text{turn}$ となる．

図 A.4(b) に試作した共振回路を示す．コイルにはエナメル線、キャパシターにはトリマーコンデンサを用いている．LCR メーターでコイルのインダクタンスを測定した結果 $L = 2.5\mu\text{H}$ となり、共振回路の共振周波数をディップメーターで測定した結果、 11.5MHz 付近で共振することを明らかにした．設計周波数との周波数誤差は、インダクタンスが非常に小さいため、線材の線間容量が無視できない点、コイルの軸受けにセロハンテープを用いている点が挙げられる．

上記までに、近距離通信を行うための指輪型の共振回路を構成し、試作を行った．この共振回路の特性を評価する方法としては、共振回路の放射効率を測定するなどが考えられる．しかしながら、短波帯 (13.56MHz) において、放射効率の測定実験を行った例は過去には無い．よって今後の課題としては、短波帯で放射効率の測定方法を確立することが挙げられる．

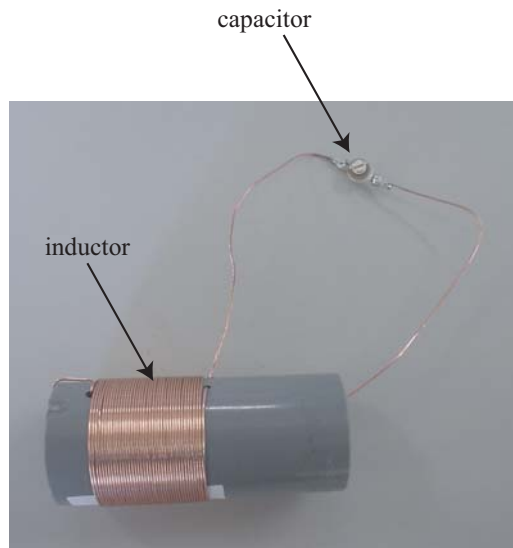
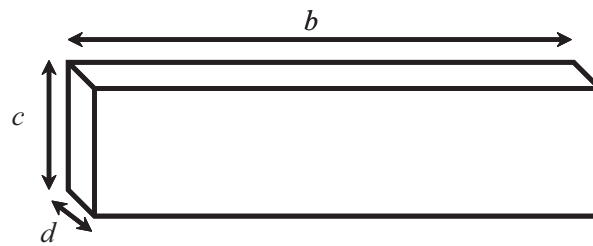
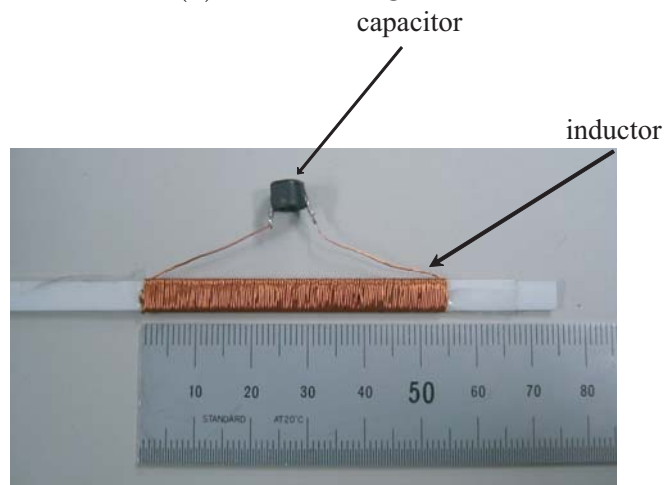


図 A.3 試作した共振回路の一例



$$b = 55.0, c = 6.0, d = 0.75 \text{ [mm]}$$

(a) Model configuration



(b) Prototype resonant circuit

図 A.4 平板状指輪型共振回路の一例