

卒業論文

室内壁面用逆相励振型ノッチアンテナ に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成15年2月28日提出

9844001 青木 伸介

要約

携帯電話の不感知対策、トラフィック分散を目的として現在ビル内移動通信システムが導入されている。このビル内移動通信システムで用いられる室内用基地局アンテナは、IMT-2000 (International Mobile Telecommunication 2000) では窓際に設置され、屋外との指向性のオーバーラップを避けるため高FB (Front to Back) 比でなければならない。またカバーエリアを広く取るために前方には弱く、部屋の角方向に強く電波を放射する繭型の水平面内指向性が必要とされる。今までにも室内壁面用アンテナの検討がなされているが、厳密な指向性形成が行われておらず、また突起形状のものが多く美観を考慮したアンテナが求められている実際の設置においては適していない。

本研究では以上の点に注意し、平面型アンテナである逆相励振型ノッチアンテナを用いて、IMT-2000 用の室内壁面用アンテナとして適したアンテナ特性を求めることを目的としている。

はじめに逆相励振型ノッチアンテナの給電方法について検討を行い、アンテナの中央で給電したときに、H面、E面ともに8の字型の双指向性が得られることを確認した。

次にアンテナ背面方向への放射を抑制するために様々な反射板形状での解析を行った。その結果、アンテナと反射板間の距離は $2/15$ (20mm)、H面方向に $5/4$ (187mm)、E面方向に 1 (150mm) の大きさの矩形反射板を設置したときにFB比が24.8dBとなることを明らかにした。また、E面折り曲げの反射板形状で高さを変化させたとき、30dBを超えるFB比が得られた。

さらに水平面(H面)内指向性を繭型にするために、0度方向のヌルを解消するための検討を行った。本研究では、アンテナ地板部にスロットを装荷したものと、アンテナに導波器を設置したモデルの二つについて提案している。その結果、スロット付逆相励振型ノッチアンテナでは、H面内において繭型指向性は得られたが、0度方向の利得を大きくするためにスロットの寸法を大きくすると、それに伴い交差偏波も大きくなることが明らかになった。また、導波器付逆相励振型ノッチアンテナでも同様に繭型指向性が得られ、最大放射方向は ± 45 度、FB比は23.8dB、0度方向の利得は-6.2dB程度であった。このとき、交差偏波レベルは前者よりも抑制できることを明らかにした。

目次

第1章 序論	1
第2章 逆相励振型ノッチアンテナ	6
2.1 給電方法	6
2.1.1 マイクロストリップ給電モデル	6
2.1.2 中央給電モデル	10
2.2 反射板についての検討	15
2.2.1 矩形反射板	15
2.2.2 折り曲げ、箱型反射板	20
第3章 繭型指向性アンテナ	23
3.1 スロット付逆相励振型ノッチアンテナ	23
3.1.1 スロットの装荷特性	23
3.1.2 反射板特性	27
3.2 導波器付逆相励振型ノッチアンテナ	31
3.2.1 導波器の原理	31
3.2.2 反射板特性	35
第4章 結論	38
謝辞	39
参考文献	40

第 1 章

序論

移動電話(携帯電話、PHS)の普及に伴い、移動電話の使用可能エリアは年々拡大しているが、基地局アンテナのほとんどが屋外に設置されているため、ビルの中心部等の奥まった部分や高層階、地下においては電波が弱く使用できないエリアが多い。また都心部のようなビルの乱立している地域では、エリア(セル)に対する移動電話の利用者が多いためビルのようなもともと電波の届きにくいところでは使用できないことが多い。このような不感知対策、トラヒック分散を目的として、現在ビル内移動通信システムが導入されている。ビル内移動通信システムとはビル内に設置した主装置から光ケーブルを敷設し、各フロアの廊下などの共用部や駐車場にアンテナを設置することによって、屋内に快適なモバイル環境を提供するものである。

以上のビル内移動通信システムにおいて用いられてきた室内用基地局アンテナは、従来天井か壁の中心に設置され、無指向性のアンテナが使用されてきた。現行の PDC (Personal Digital Cellular system) 方式では室内と屋外を別のセルとみなし、室内専用周波数帯域を設けている。よって不感知対策用の室内用基地局アンテナは、元々電波の弱いエリアに設置するため干渉は生じず、トラヒック分散を目的とした室内用基地局アンテナは、屋外の基地局、移動局とは異なる周波数帯域を用いるため同じく干渉は発生しない。しかし次世代移動通信システムである IMT-2000 (International Mobile Telecommunication 2000) は、CDMA (Code Division Multiple Access) 方式であるため隣接セルで同一周波数帯域を用いる。よって室内用基地局アンテナとして無指向性のアンテナを用いた場合、同一周波数帯域で通信を行うため、干渉量が増え加入者容量の低減につながってしまう。

移動局の性質上その指向性は無指向性でなければならないため、無指向性アンテナを部屋の中心部に設置した場合の干渉を抑制することはできない。よって、IMT-2000 用のトラ

ビーム分散を目的とした室内用基地局アンテナは窓際に設置され、干渉抑制、加入者容量増大のため屋外との指向性のオーバーラップを避ける必要があり、高FB (Front to Back) 比でなければならない。また、カバーエリアを広く取るために前方には弱く、部屋の角方向に強く電波を放射する水平面内指向性が必要とされる。本論文ではこのような二つの最大放射方向を持つ指向性を形が繭に似ているので繭型指向性と定義する。(図 1.1 参照) なお、本研究における FB 比とは、アンテナ前方への最大放射電力と後方 $180 \pm 30^\circ$ の範囲での最大放射電力との比であり、20dB 以上を目標としている。

このような、繭型指向性を持つアンテナの一例として図 1.2 のような寄生素子付箱型地板パッチアンテナが提案されている。このアンテナは図 1.3 に示すように、前述した繭型指向性を有しており、FB 比も 20dB 以上を実現している [3]。

本研究では以上の点に留意し、平面型アンテナである逆相励振型ノッチアンテナを用いて導波器の設置、及びスロットの装荷について検討を行い、水平面内指向性において 0 度方向に向いたヌルを解消することで、IMT-2000 用の室内壁面用アンテナとして適したアンテナ特性を求めることを目的としている。(図 1.4 参照)

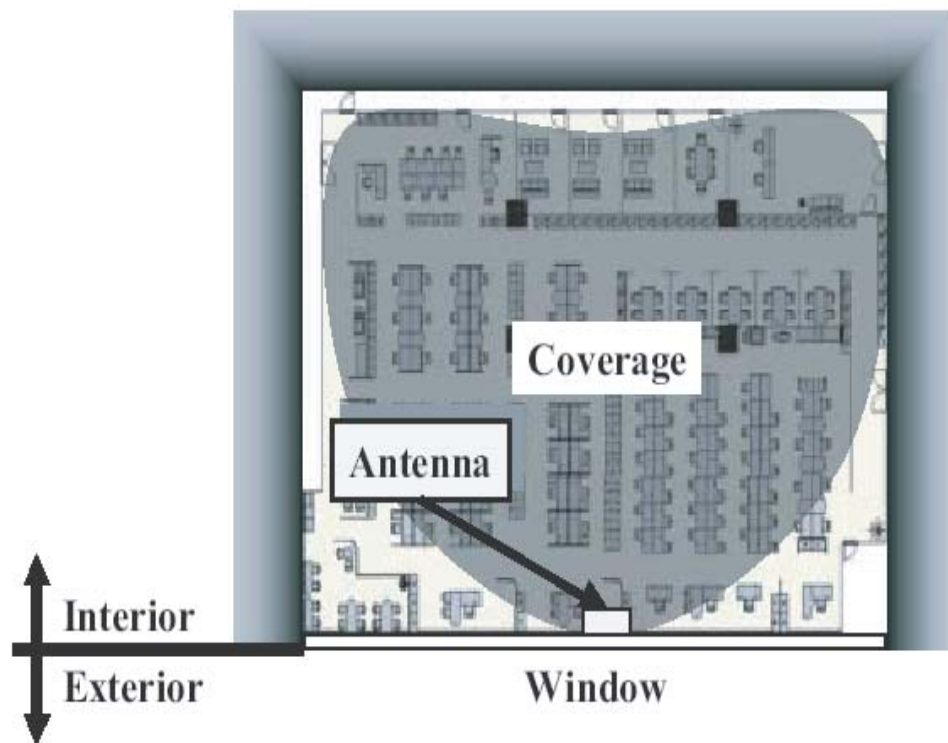


図 1.1: 繭型指向性

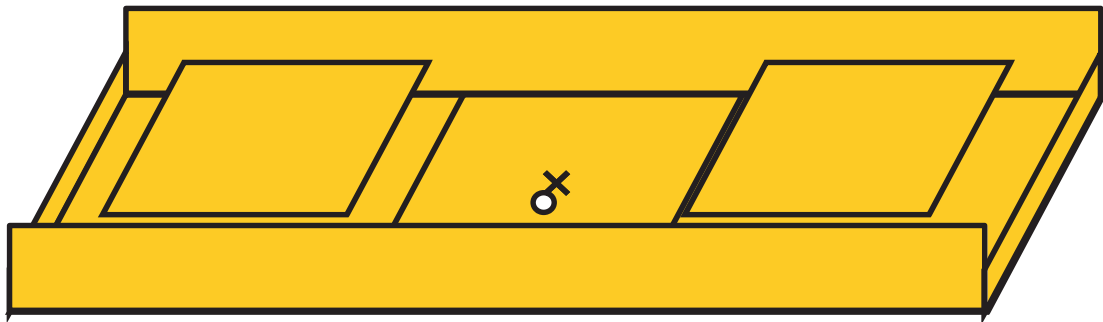


図 1.2: 寄生素子付箱型地板パッチアンテナ

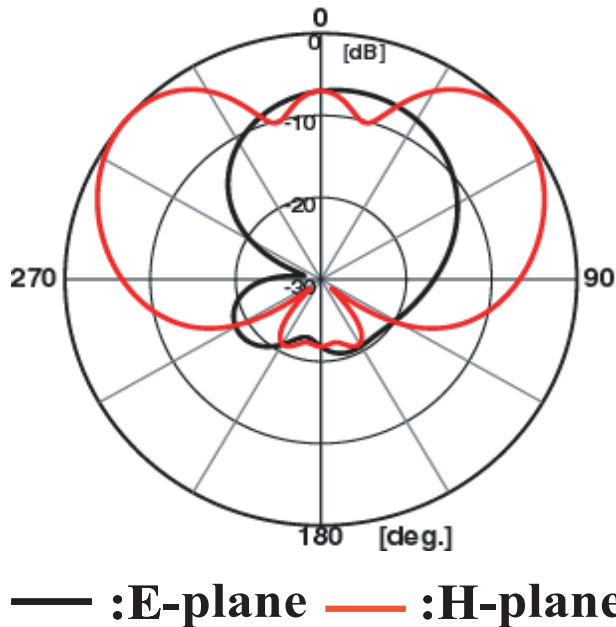


図 1.3: 寄生素子付箱型地板パッチアンテナの指向性

本来、逆相励振型ノッチアンテナはトンネル内通信で使用されているアンテナである。近年、トンネル内通信では、伝送路に高品質大容量の伝送が可能な光ファイバーを用いた光通信システムが取り入れられつつある。このシステムの問題点は、光信号を電気信号に変換する(O/E)ユニット、逆に電気信号を光信号に変換する(E/O)ユニットが大変高価であるということである。そこでコスト削減の目的からこれらの変換器の数を減らすことが要求される。つまり、アンテナ一つの持つカバーエリアの拡大が考えられる。この要求を満たすアンテナとして提案されたものが、双指向性をもつ逆相励振型ノッチアンテナである。

ここで、逆相励振型ノッチアンテナの動作原理について述べておく。逆相励振型ノッチアンテナは、水平面・垂直面共に8の字型の指向性を有する双指向性アンテナである。この

アンテナは、誘電体基盤の下面にノッチがアレイ化された地板、上面にマイクロストリップ線路がプリントされたもので、マイクロストリップ線路に位相差で給電された電流がノッチ上を流れるとき、電磁結合によりノッチ部分にも電流が流れる。このとき、ノッチの周囲を流れる電流の振幅は等しく逆向きであるため、アンテナ正面の0度(及び180度)で各ノッチ素子からの放射は打ち消される。このため、指向性は0度、180度方向でヌルを有する双指向性となる。(図1.5、1.6参照)

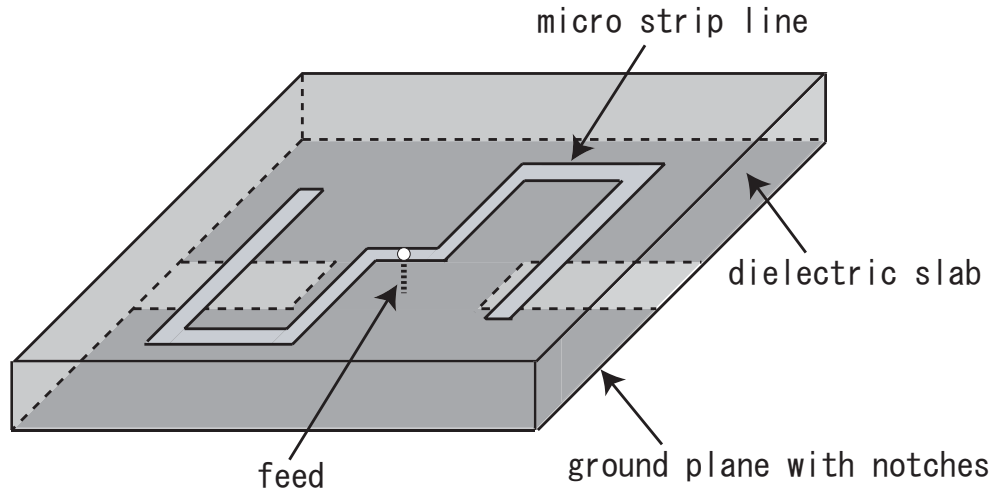


図 1.4: 逆相励振型ノッチアンテナ

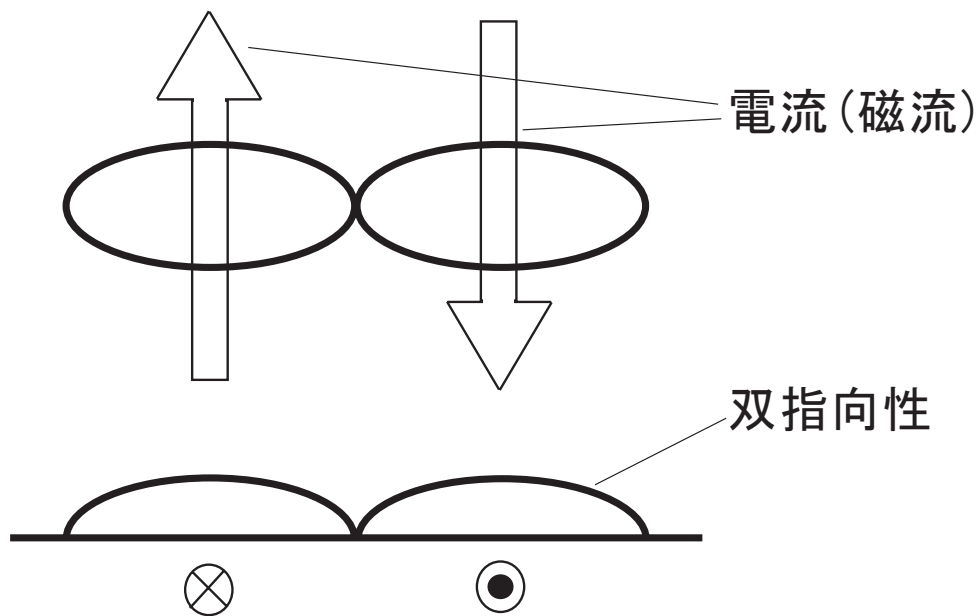


図 1.5: 双指向性の原理

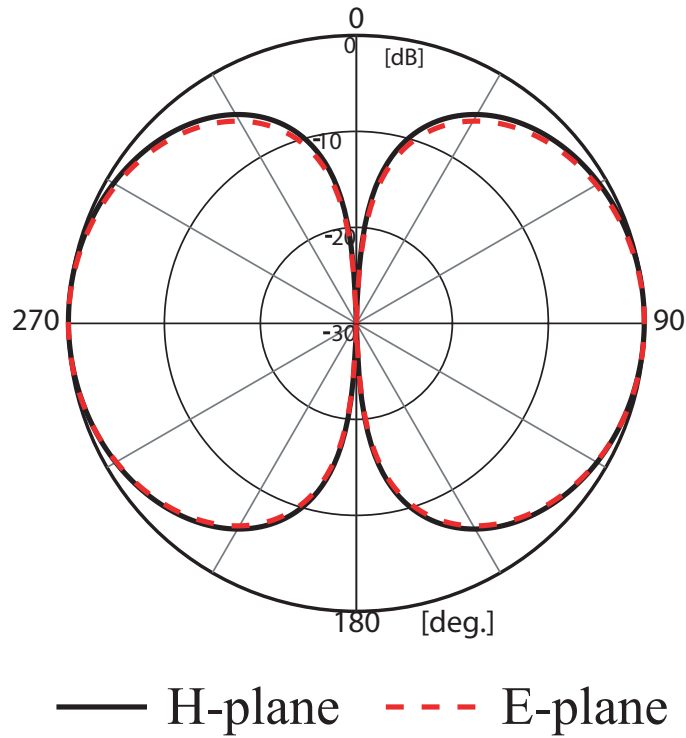


図 1.6: 双指向性

また、従来の逆相励振型ノッチアンテナの解析には有限要素法やモーメント法などが用いられてきた [4],[5],[6]。しかし、これらの解析方法でも十分な入力特性や指向性が得られるが、誘電体の厳密な影響を考慮した解析方法ではなかった。

そこで、本研究での解析には、FDTD (Finite Difference Time Domain method) 法を用いている。FDTD 法は、マクスウェルの方程式を時間、空間で差分化し、解析空間の電磁界をリーブフロッグアルゴリズム (電界と磁界を交互に計算する) を用いて時間的に更新して出力点の時間応答を得る方法である。有限要素法やモーメント法などと比べて優れた点は、アルゴリズムが簡単であること、優れた精度を持つこと、複雑な物質の解析や材料定数の異なる物質の解析にも適していることなどが挙げられる。特に誘電体の解析でも誘電率やタイムステップ数などの定数を変えるだけで良く、比較的簡単に解析ができる [1]。

第 2 章

逆相励振型 ノッチアンテナ

本章では、FDTD (Finite Difference Time Domain method) 法を用いて逆相励振型ノッチアンテナの給電方法及び、アンテナに様々な形状・大きさの反射板を設置したときの特性の変化について検討を行う。

2.1 給電方法

本節では、逆相励振型ノッチアンテナの給電方法について二つのモデルをとりあげ、実際にアンテナを製作して、解析結果と実験結果の比較・検討を行う。

2.1.1 マイクロストリップ給電モデル

まず、図 2.1 に示すような片側ノッチ付アンテナについて解析を行った。上面にストリップ導体、下面にノッチを有する地板を設け、厚さ 0.8mm、誘電率 2.6 の基盤を用いている。実際のモデルは逆相励振するためノッチを 2 ヲ所要するが、まず片側のみにノッチを有する構造に対して解析を行った。給電部分のモデリングについては、アンテナの地板部からギャップ給電を行い、階段状に導体を設計することで上面のマイクロストリップ線路に給電するという方法をとっている。なお、吸収境界条件は PML8 層を用い、アンテナと吸収境界までの間は 18cell をとっている。解析条件は、セルサイズ $dx=dy=0.5, dz=0.2$ [mm]、タイムステップ 30000 とした。

図 2.2 にこのアンテナのリターンロス特性を示す。共振周波数は解析結果が 1.645GHz、実験結果が 1.660GHz で、よく一致した結果が得られた。

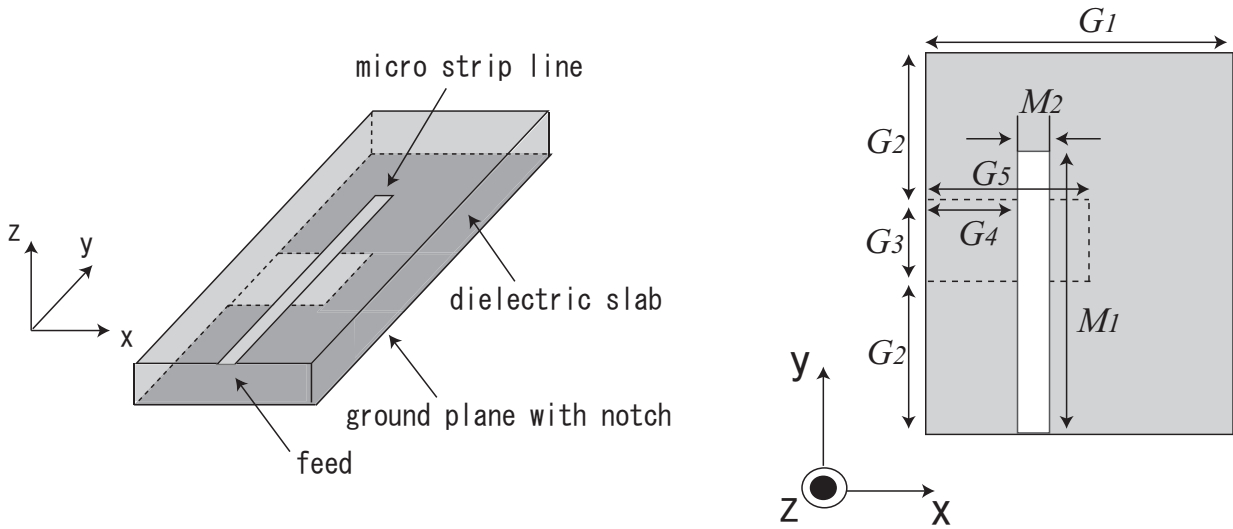


図 2.1: 片側ノッチ付アンテナ

$M_1=32$, $M_2=2$, $G_1=31$, $G_2=20$, $G_3=8$, $G_4=11$, $G_5=20$ unit[mm]

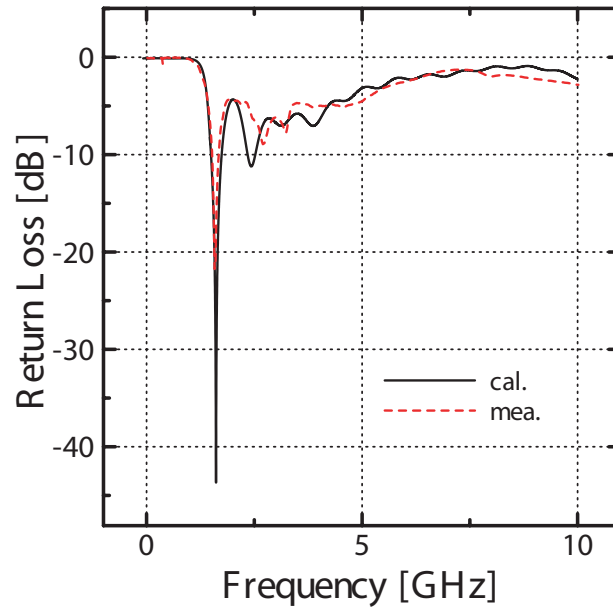


図 2.2: 片側ノッチ付アンテナのリターンロス特性

次に、マイクロストリップ給電した場合の逆相励振型ノッチアンテナについて、解析及び実験を行った。図 2.3 に解析するアンテナの形状とパラメータを示す。このモデルは、アンテナの側方からマイクロストリップ給電し、アンテナの中央で電流を分岐させ、位相をずらしてノッチ上のマイクロストリップ線路で励振させるというものである。

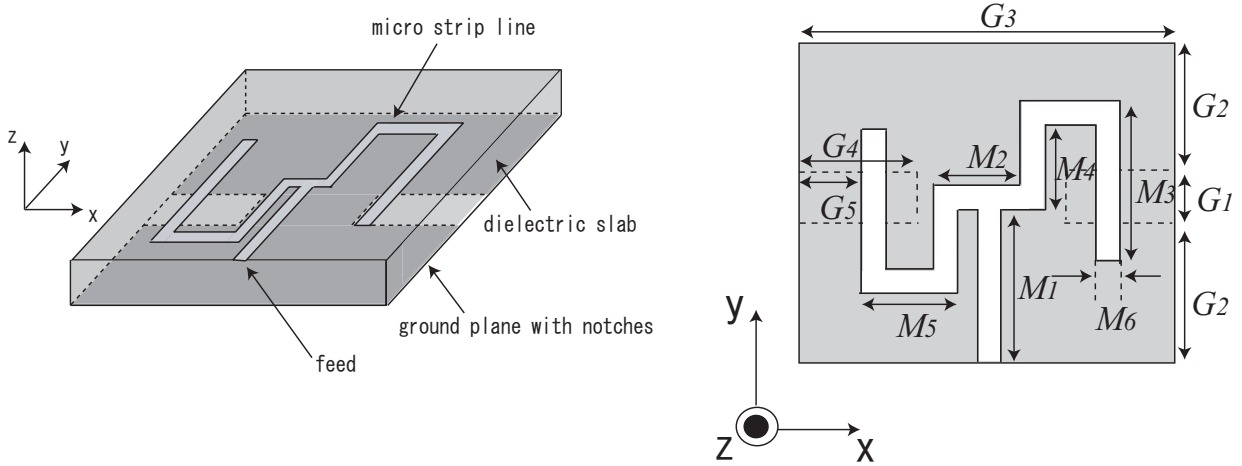


図 2.3: 逆相励振型ノッチアンテナ (マイクロストリップ給電)

$M_1=23$, $M_2=12$, $M_3=22$, $M_4=13$, $M_5=14$, $M_6=2$, $G_1=8$, $G_2=20$, $G_3=62$, $G_4=20$,
 $G_5=12$ unit[mm]

まず、ネットワークアナライザを用いてリターンロスの測定を行った。解析結果と実験結果を比較したグラフを図 2.4 に示す。ドミナントモード (最も低い共振モード) における共振周波数は解析結果が 1.64GHz、実験結果が 1.68GHz となっており、概ね一致しているといえる。また高調波においても定性的に良い特性が得られたといえる。

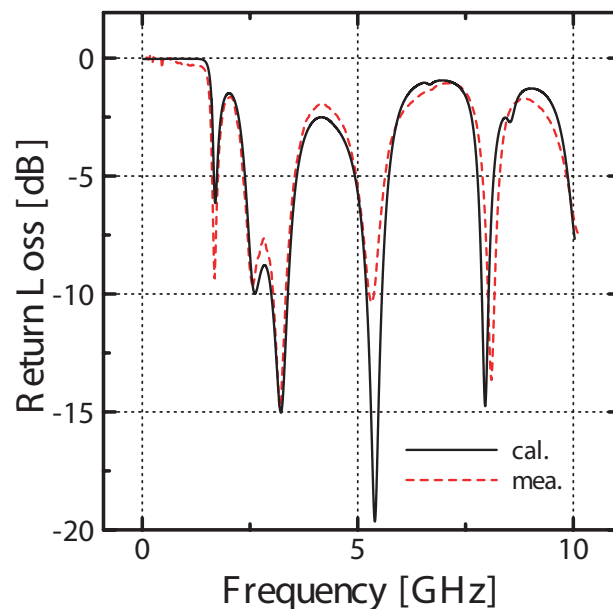
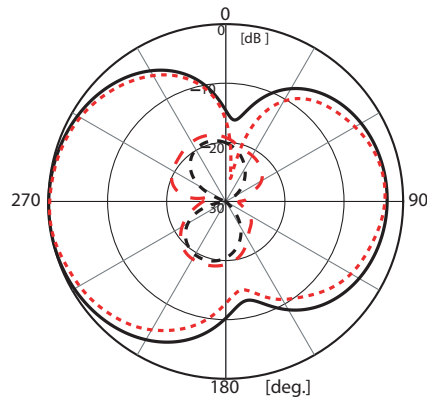


図 2.4: 逆相励振型ノッチアンテナ (マイクロストリップ給電) のリターンロス特性

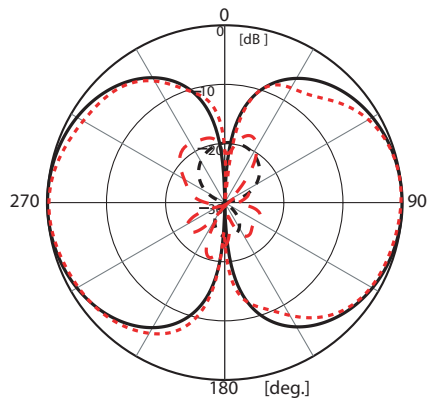
次に電波暗室内でアンテナの指向性の測定を行った。指向性を測定する共振周波数はドミナントモードで、図 2.5 に H 面 (XZ 面) 図 2.6 に E 面 (YZ 面) の指向性の解析結果、実験結果をそれぞれ示す。H 面、E 面共に主偏波は概ね一致した傾向が得られたが、交差偏波は H 面で実験値の方がやや大きく出てしまった。また、E 面についても交差偏波が大きく出てしまう結果となった。この原因についてはアンテナを設計するときの製作誤差などが挙げられる。



XZ-面 (H-面)

—— 主偏波 (cal.) - - - - 主偏波 (mea.)
 - - - - 交差偏波 (cal.) - - - - 交差偏波 (mea.)

図 2.5: H 面内指向性



YZ-面 (E-面)

—— 主偏波 (cal.) - - - - 主偏波 (mea.)
 - - - - 交差偏波 (cal.) - - - - 交差偏波 (mea.)

図 2.6: E 面内指向性

ここで、H面における主偏波の90度方向と270度方向の放射の大きさの違いについて考察する。本来、逆相励振型ノッチアンテナはH面、E面共に8の字型の双指向性が得られるはずである。まず、側方からマイクロストリップ給電された電流は中心で分岐し、アンテナの右半分(90度方向)と左半分(270度方向)に供給される。このとき、中心に至る線路に流れる電流が、その流れる方向から、アンテナの右半分では放射界を弱め、左半分では逆に強めるという作用を及ぼしているためであるからと考えられる。このときの電流分布を図2.7に示す。この図からわかるように、アンテナの中央に至るストリップ線路上に電流が流れている様子がわかる。なお、電流は最も強く流れる部分(ノッチに架かるストリップ部分)を1として各成分を正規化したものである。

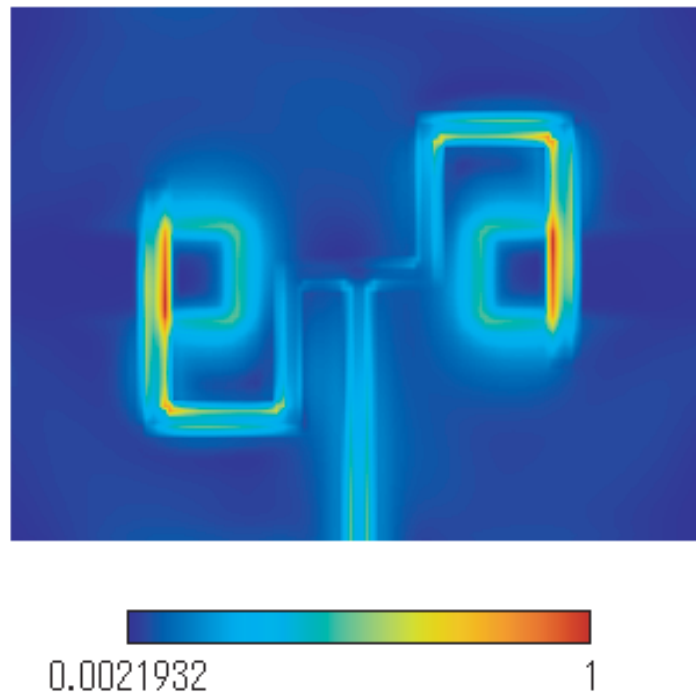


図 2.7: 電流分布

2.1.2 中央給電モデル

2.1.1で逆相励振型ノッチアンテナにマイクロストリップ給電した場合、その給電電流の影響でH面の主偏波で双指向性が得られないことがわかった。そこでアンテナの中央で給電するモデルについて検討する。図2.8に解析するアンテナの形状とパラメータを示す。パラメータについては図2.3に示したものと同一値を用いた。給電部分のモデリングについ

ては、ギャップ給電とし、厚みなしの導体棒でアンテナ地板からストリップ線路に給電を行っている。

図 2.9 にリターンロス特性を示す。共振周波数は 1.641GHz で、マイクロストリップ給電した場合とほぼ一致した。

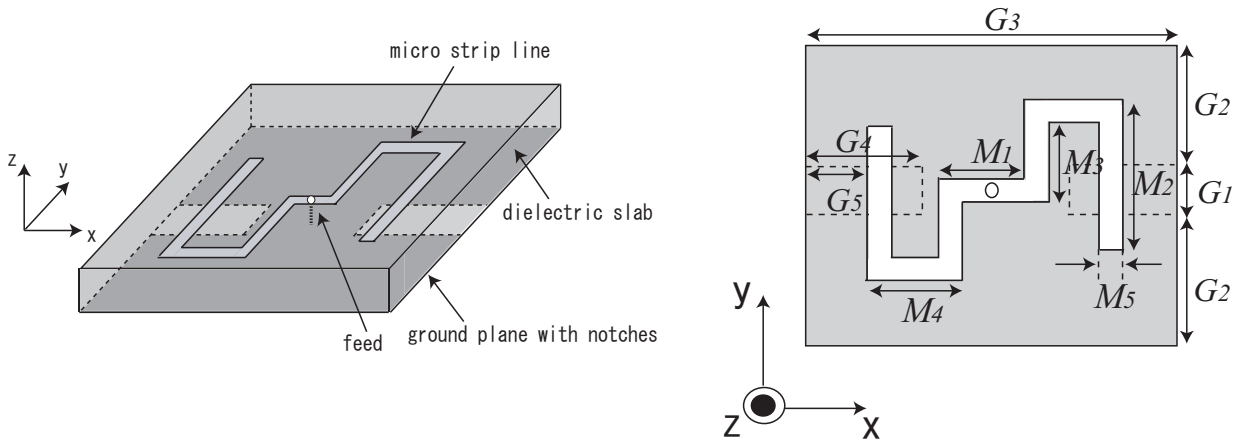


図 2.8: 逆相励振型ノッチアンテナ (中央給電)

$M_1=12$, $M_2=22$, $M_3=13$, $M_4=14$, $M_5=2$, $G_1=8$, $G_2=20$, $G_3=62$, $G_4=20$, $G_5=12$
unit[mm]

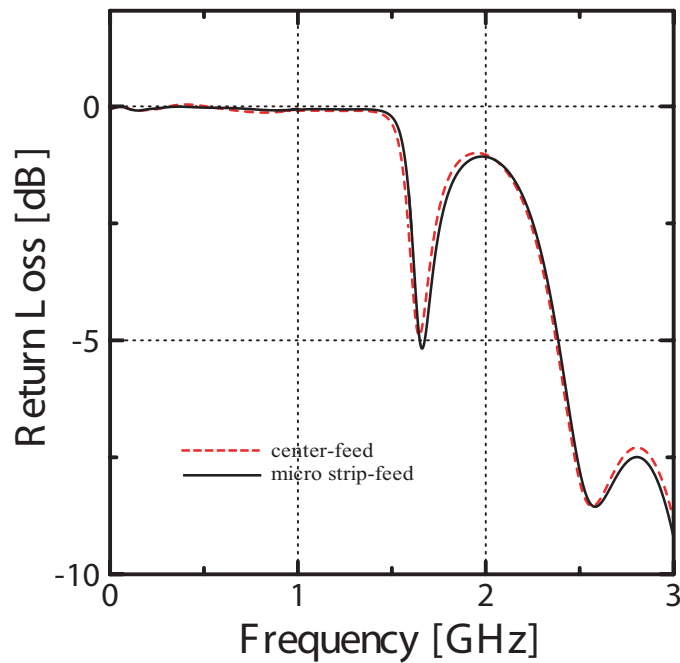


図 2.9: リターンロス特性の比較

図 2.9 からわかるように共振周波数におけるリターンロスが 5~6-dB 程度と整合が取れていない。そこで整合を取るためにパラメータを変化させて解析を行った。逆相励振型ノッチアンテナはノッチとストリップ線路で囲まれる部分のパラメータが共振周波数、リターンロス特性に大きく寄与してくると思われたが、実際にはノッチに架かる部分のストリップ線路の長さを変化させる(2mm 短くした)ことで整合が取れた。このときのリターンロス特性の比較(整合前・整合後)及び実験結果との比較を図 2.10 に示す。解析結果と実験結果はそれぞれ良く一致したといえる。整合後の共振周波数は解析値が 1.865GHz、実験値が 1.863GHz となっている。

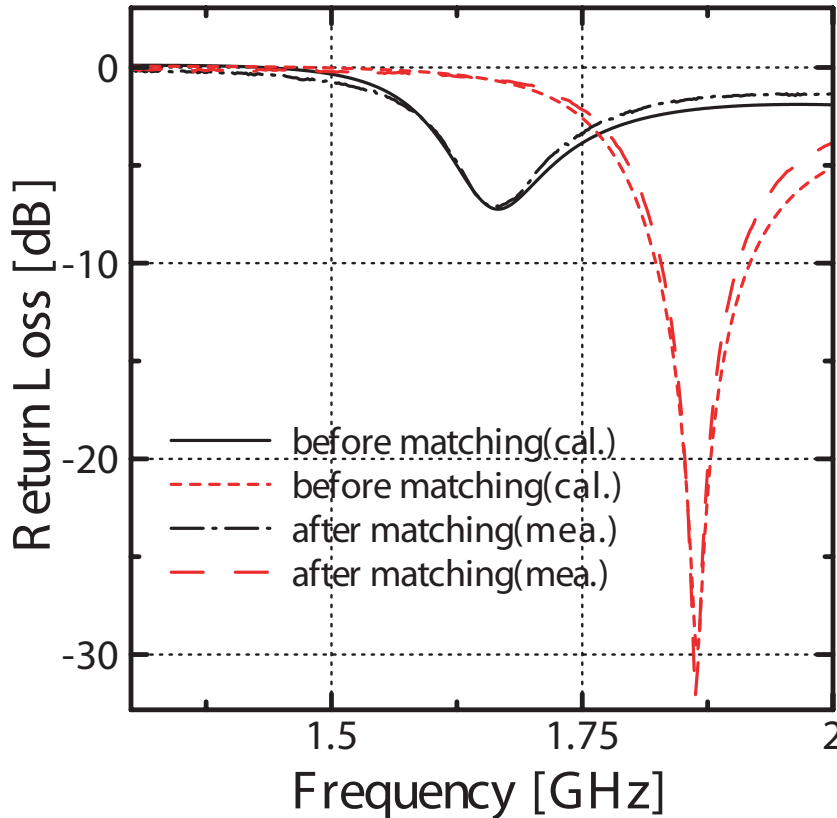
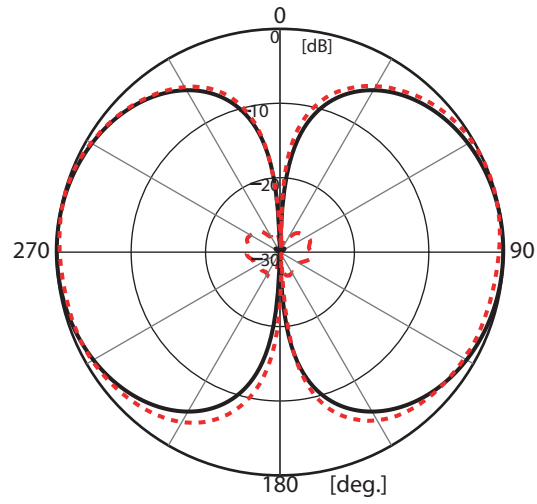


図 2.10: 整合時におけるリターンロス特性の比較

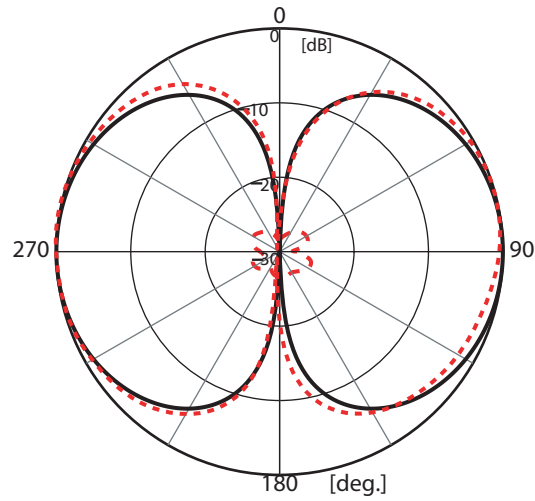
次に整合後の指向性について測定を行い、解析結果と実験結果を比較した。図 2.11 に H 面内指向性、図 2.12 に E 面内指向性の解析結果及び実験結果をそれぞれ示す。H 面、E 面共に主偏波についてはよく一致した実験結果が得られた。マイクロストリップ給電の場合と比較して H 面、E 面共に 0 度(180 度)方向にヌルが向く双指向性が得られた。非常に小さな誤差は認められるが、これは製作誤差によるものと考えられる。また、H 面、E 面共に解析ではほとんど出なかった交差偏波が実験においては出てしまった。これについては、コネクタ部やマイクロストリップ線路の曲がり部分からの不要放射の影響などの原因が考えられる。



XZ-面 (H-面)

—— 主偏波 (cal.) ····· 主偏波 (mea.)
 - - - 交差偏波 (cal.) - - - 交差偏波 (mea.)

图 2.11: H 面内指向性



YZ-面 (E-面)

—— 主偏波 (cal.) ····· 主偏波 (mea.)
 - - - 交差偏波 (cal.) - - - 交差偏波 (mea.)

图 2.12: E 面内指向性

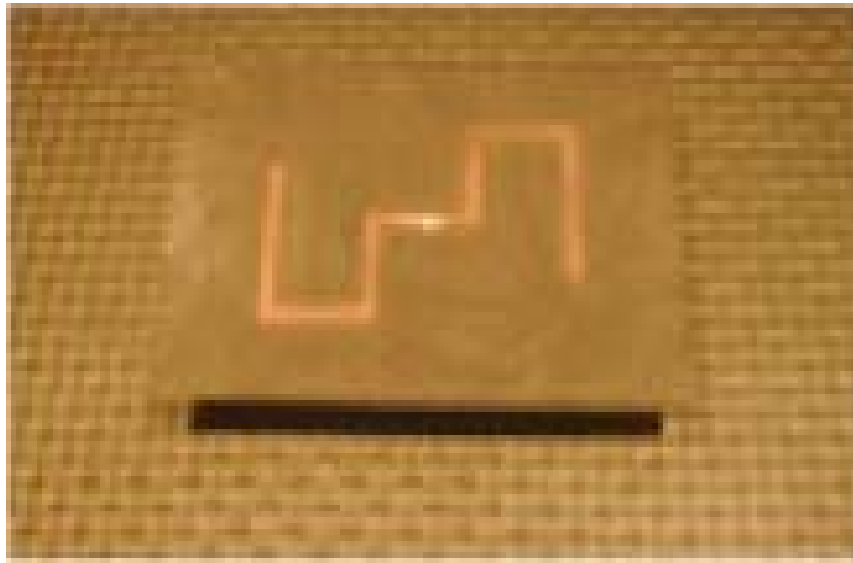


図 2.13: 実際に製作したアンテナ(上:表、下:裏)

2.2 反射板についての検討

逆相励振型ノッチアンテナを壁際に設置した場合、アンテナ単体だと背面への放射が大きくFB (Front to Back) 比を考慮したIMT-2000用の室内型アンテナとしては適していない。そこで、本節では逆相励振型ノッチアンテナに反射板を設置し、その大きさや形状、反射板とアンテナとの距離を変化させることによって、アンテナ背面への放射を抑制するための検討を行う。

なお反射板を設置した場合のFDTD解析においては解析空間、解析時間が非常に膨大になるため、必要に応じてsubgrid法を用いたFDTD解析を行っている。subgrid法とは、解析空間内に細かなセル(アンテナ部)と粗いセル(空間部)を設定し、解析空間を小さくすることで計算量(解析時間)を減らすことができるというものである。

2.2.1 矩形反射板

共振周波数が2GHzのダイポールアンテナでは、反射板を用い、その形状を変化させ、さらにそれぞれの反射板での最適形状を選ぶことで、解析結果のうえでは20dB以上のFB比が得られることがわかっている[2]。文献[2]によるとダイポールアンテナと反射板との距離を $D = \lambda/4$ で一定として解析を行っている。また、文献[3]では寄生素子付箱型地板パッチアンテナの最適地板形状を縦 $H = \lambda/2$ 、横 $W = 5\lambda/4$ としている。

これらを参考にして、まず縦 $H = \lambda/2$ 、横 $W = 5\lambda/4$ 、反射板間距離を $D = \lambda/4$ として解析を行った。(図2.14参照)なおアンテナの設計パラメータについては図2.8の整合後のものを用いている。図2.15に反射板を設置しない場合との比較を示す。指向性が前方に押し出される様子は確認できたがアンテナ背面への放射を抑制するには至らなかった。この原因としては、アンテナと反射板との距離が離れすぎているということと、反射板の大きさが十分にとれていないということなどが考えられる。また、リターンロスについては共振周波数がほとんど変化せず、反射板を設置することにより帯域が小さくなるということがわかった。

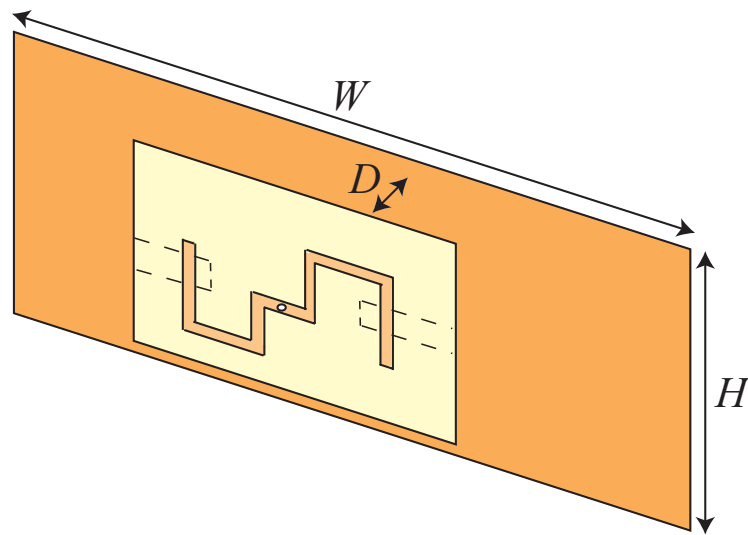


図 2.14: 反射板の設置

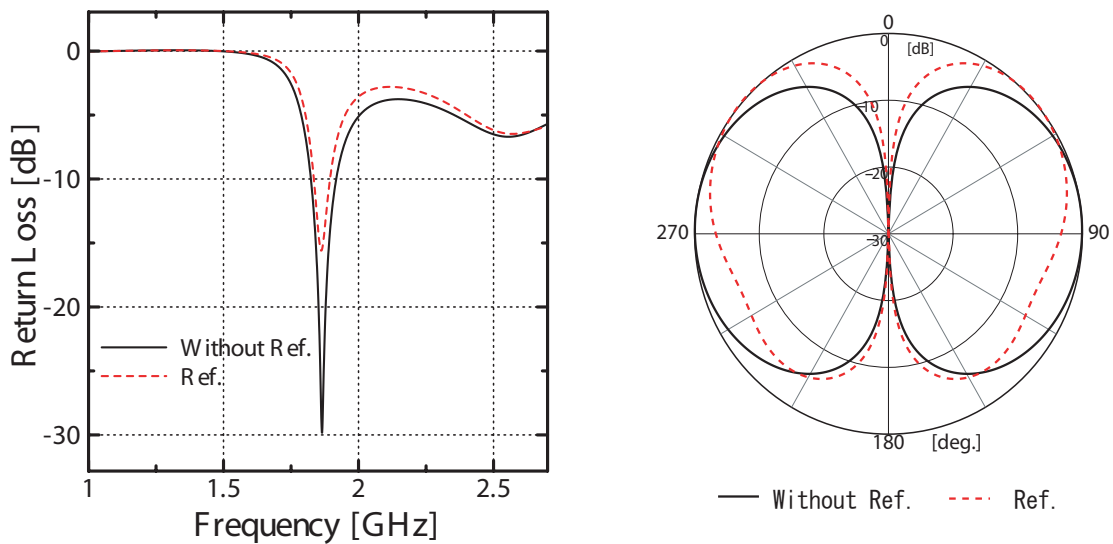


図 2.15: リターンロスとH面内指向性 ($H=1/2$ 、 $W=5/4$ 、 $D=1/4$)

そこで、まず反射板の大きさを縦 $H=1$ 、横 $W=1$ で一定として、反射板間距離 D を 30mm から徐々に小さくしたときの指向性の変化について検討した。リターンロスと指向性の変化を図 2.16 に示す。反射板をアンテナに近づけるにつれ、アンテナ前方にある二つのメインローブの最大放射方向は正面方向にシフトしている様子がわかる。それに伴い、アンテナ背面への放射が抑制され FB 比が向上している。また 90 度 ~ 120 度、240 度 ~ 270 度の範囲で徐々に放射が小さくなりヌルのようなものができるのを確認した。これはアンテナと反射板との距離が近すぎることで、反射板の大きさが十分でないために、放射され

た電波が反射板を伝わり反射板の裏にまわりこんでしまうためだと考えられる。リターンロスについては D を小さくするにつれ帯域がとれなくなるということがわかる。

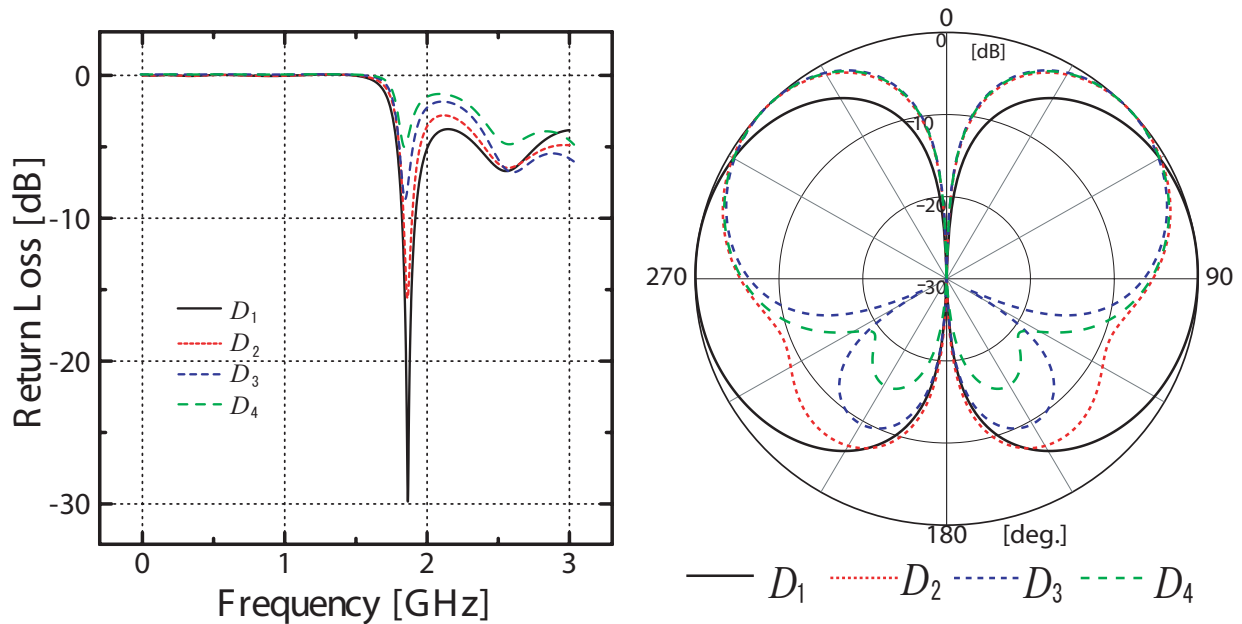
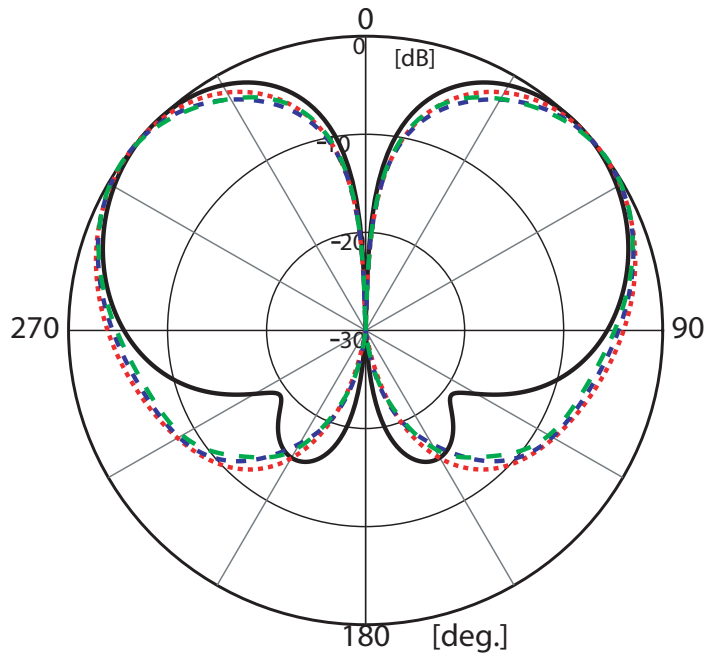


図 2.16: 反射板間距離 D を変化させたときのリターンロスと H 面内指向性

D_1 :反射板なし , $D_2=30$, $D_3=20$, $D_4=10$ unit:[mm]

次に、アンテナ背面への放射を抑制するために、反射板を大きくしていったときの指向性の変化について検討を行う。まず、反射板の縦 H を 1 とし、横 W を 1 から 4 まで大きくしたときについて解析を行った。なおアンテナと反射板との距離は先の検討から近づけすぎると帯域がとれなくなるため 20mm として検討を行った。指向性の変化を図 2.17 に示す。 $W=2$ から 4 についてはあまり指向性に変化は見られなかったが、 $W=1$ と 2 の間でアンテナ背面方向への放射に大きな違いが確認できた。 $W=1$ では約 150 度と 210 度方向に現れていたバックローブが $W=2$ においては現れなかった。この原因については、 $W=1$ におけるバックローブが $W=2$ までの間で、反射板を大きくすることにより徐々にちいさくなり、メインローブと一体となってしまったためと考えられる。

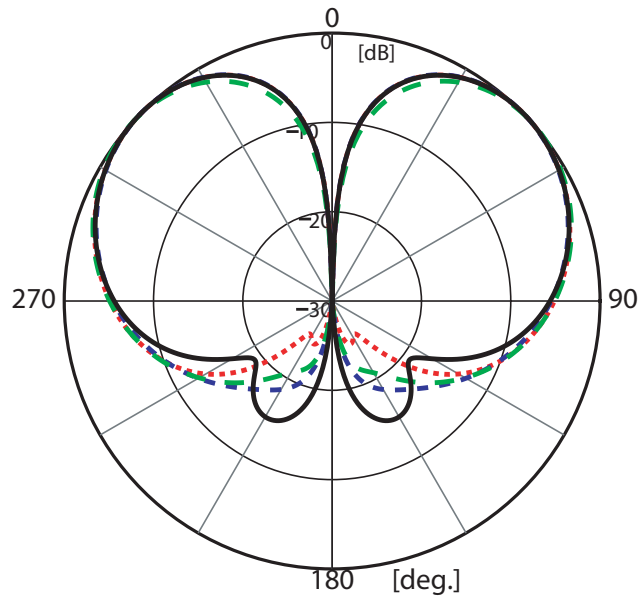


— W_1 W_2 - - - - W_3 - · - · W_4

図 2.17: W を変化させたときの H 面内指向性 (1)

$W_1=1$, $W_2=2$, $W_3=3$, $W_4=4$

そこで、 $W=1$ から $W=2$ の間について細かくパラメータをとり解析を行った。反射板の縦 H を 1 とし、横 W を 1.25、1.5、1.75 と変化させた。指向性の変化を図 2.18 に示す。 $W=1.25$ のとき FB 比が 24.8dB 程度となっており、アンテナ背面への放射が最も抑制できた。また、このときの FB 比特性を図 2.19 に示す。また、比較のために H を 2、3 とした場合についても示す。 $H=1$ については $W=1.25$ のときに最も FB 比が大きくなり、その後収束している様子が見られる。また、 $H=2$ 、3 の場合については、 $H=1$ のときよりも全体的に FB 比のレベルが低下していることがわかる。ここで、 $H=1$ のとき $W=1.25$ で見られた FB 比のピークが $H=2$ 、3 の場合についても同様に現れるかと思われたが、そのような兆候は認められなかった。これについては、 $H=1$ 、 $W=1.25$ のときに、ちょうど反射板の端で電流が 0 に近づくことにより、アンテナ背面への電波が少なくなるためだと考えられる。また、FDTD で解析する際に解析空間を減らすために用いている subgrid 法による誤差の影響も考えられる。



— W_1 W_2 - - - W_3 - · - W_4

図 2.18: W を変化させたときの H 面内指向性 (2)
 $W_1=1$, $W_2=1.25$, $W_3=1.5$, $W_4=1.75$

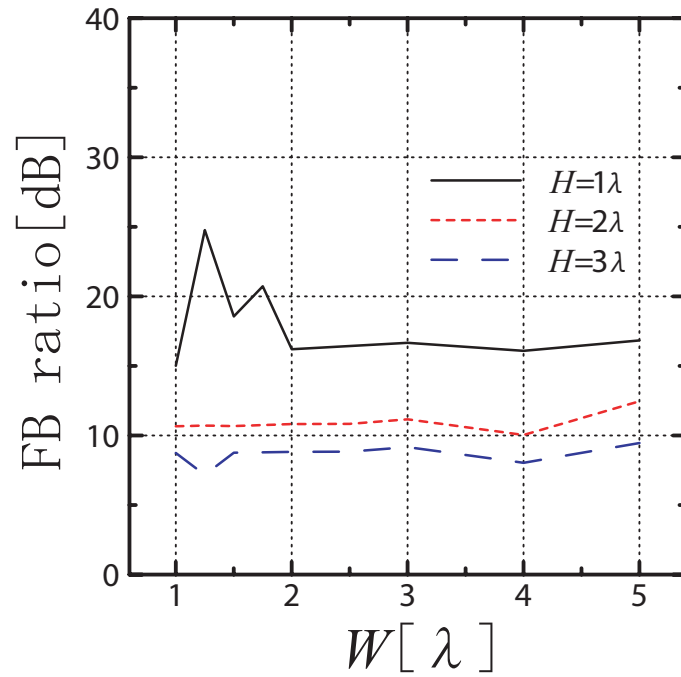


図 2.19: W を変化させたときの FB 比特性

2.2.2 折り曲げ、箱型反射板

ダイポールアンテナやパッチアンテナのFB比は、反射板形状を変化することにより向上させることができる [2],[3]。

そこで、2.2.1で得られた最適な矩形反射板のパラメータである、縦 $H=1$ 、横 $W=5/4$ 、距離 $D=2/15$ に対して、H面・E面方向への折り曲げ、さらに反射板形状を箱型にした場合についての検討を行った。(図 2.20 参照)それぞれの折り曲げの高さを D として、高さ D を変化させたときのFB比特性を調べた。その様子を図 2.21 に示す。H面内指向性に大きく影響すると思われるH面折り曲げ (*Model B*) や箱型地板 (*Model C*) より、最もFB比が向上したのはE面折り曲げ形状 (*Model A*) で、 $D=20\text{mm}$ (アンテナと同じ高さ) のとき、FB比は 30.8dB となった。このときのH面内指向性を図 2.22 に示す。また、H面折り曲げについて、 $D=10\text{mm}$ 以降急激にFB比が劣化しているが、折り曲げられた地板によって抑制されたH面内 90° と 270° 方向への放射が、アンテナの前方へは向かわずに後方へ強められたためである。箱型地板についても同様のことがいえる。(図 2.23 参照)

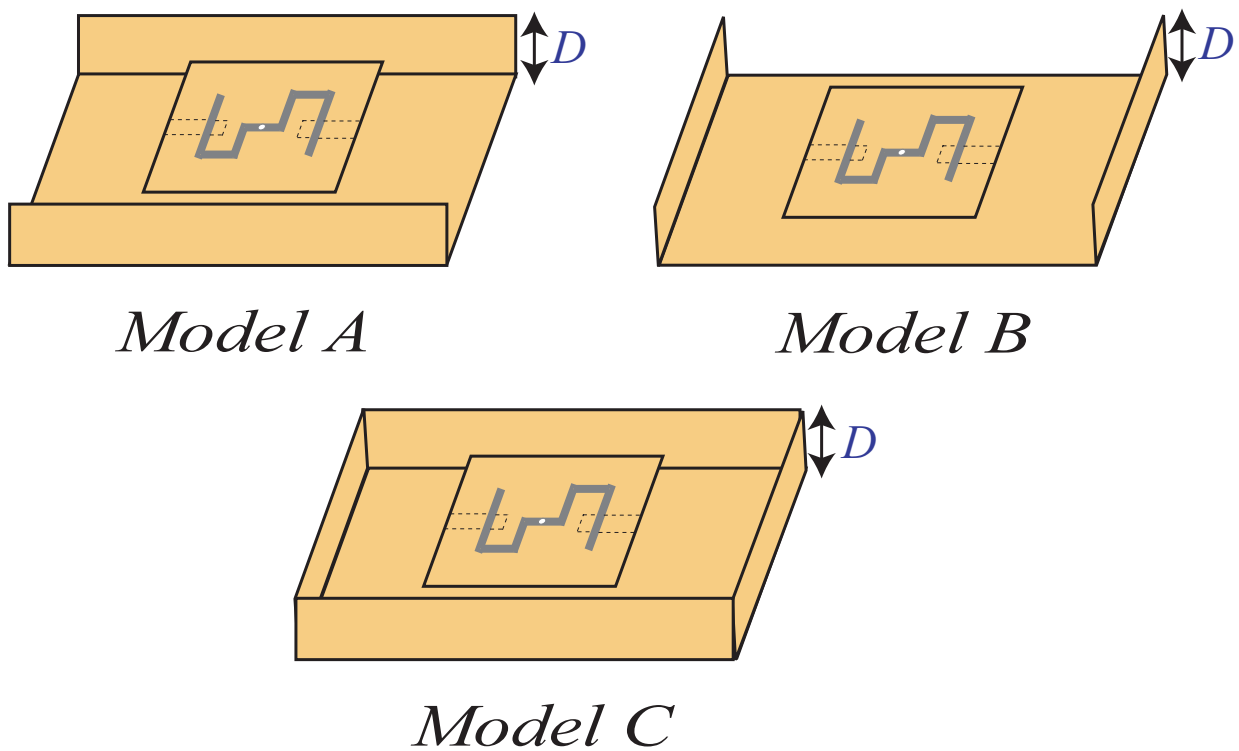


図 2.20: 反射板形状 (*Model A*:E面折り曲げ、*Model B*:H面折り曲げ、*Model C*:箱型地板)

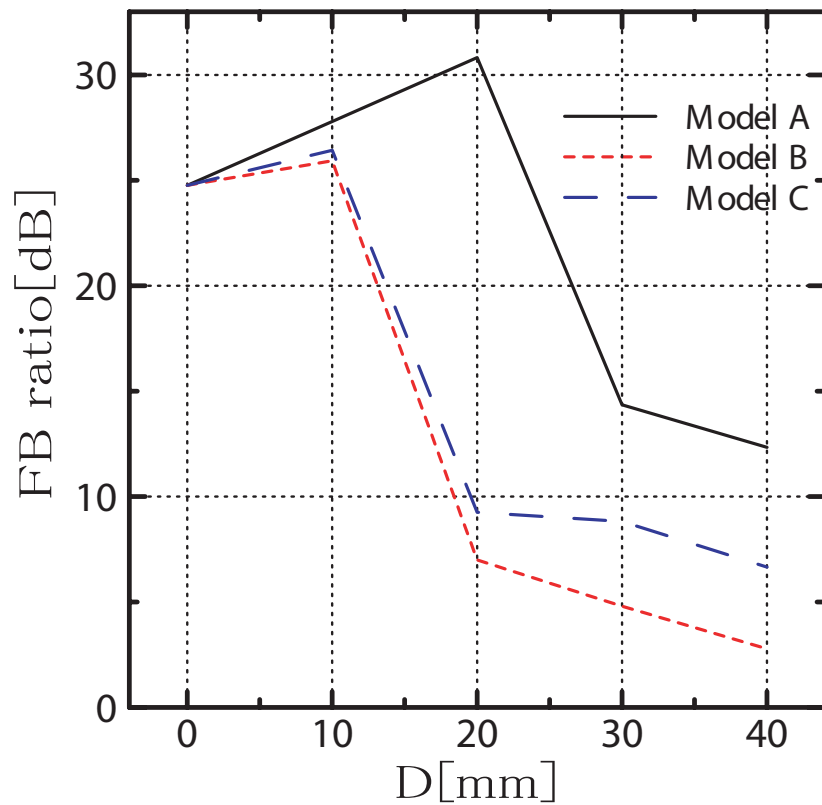


図 2.21: 折り曲げの高さ D による FB 比の変化

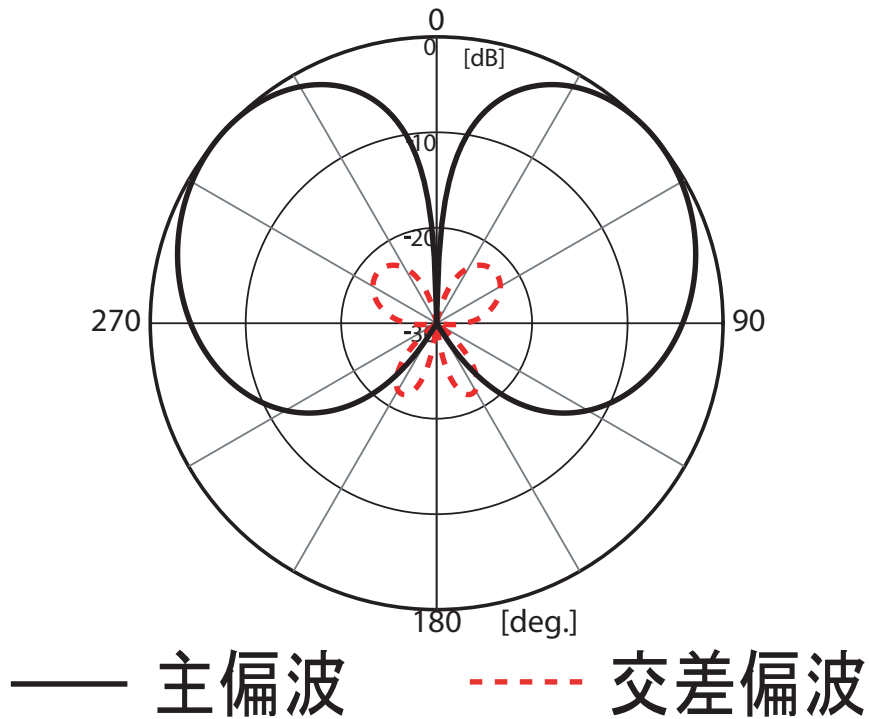
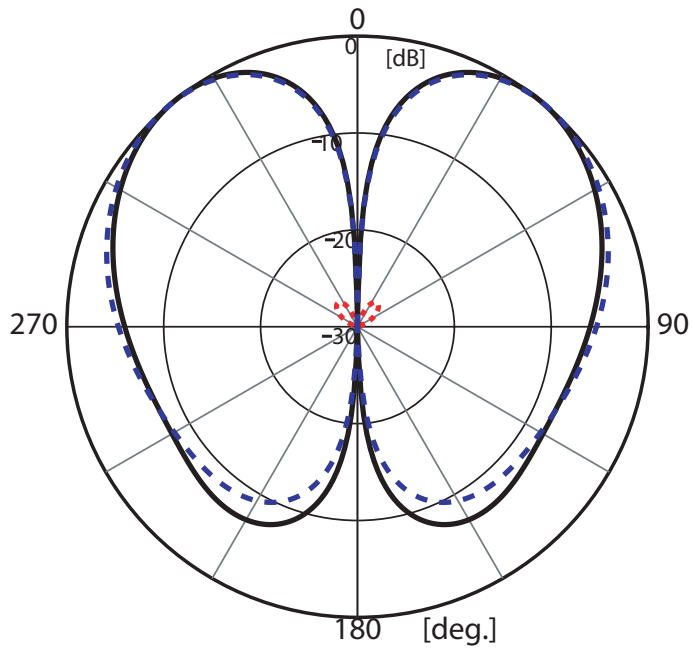


図 2.22: E 面折り曲げ ($D=20\text{mm}$) の H 面内指向性



— *Model B* (co-pol.) - - - *Model C* (co-pol.)
 *Model B* (cross-pol.) - - - *Model C* (cross-pol.)

図 2.23: H 面折り曲げ、箱型地板 ($D=20\text{mm}$) の H 面内指向性

第 3 章

繭型指向性アンテナ

本章では、逆相励振型ノッチアンテナのH面内指向性において、0度(180度)方向に向いたヌルを解消することによって、繭型の指向性を得るための検討を行っていく。

3.1 スロット付逆相励振型ノッチアンテナ

本節では、逆相励振型ノッチアンテナにスロットを装荷させることで、H面内指向性において0度方向に向いたヌルを、スロットの放射により解消するための検討を行う。

3.1.1 スロットの装荷特性

誘電体基板上方形マイクロストリップアンテナへの給電方法として、図3.1に示す電磁結合型の給電法がある。これは、誘電体基盤を2層に積層し、上層にアンテナ素子、下層上面にスロットを有する地板、下層下面にマイクロストリップ線路がプリントされたものである。原理は、マイクロストリップ線路に給電された電流が、直交するスロットで電磁結合を起こし電界を発生させることで、上層のアンテナ素子を励振するというものである。このアンテナは地板に切った非共振長のスロットの寸法を調整することによりインピーダンスを制御できる [1]。

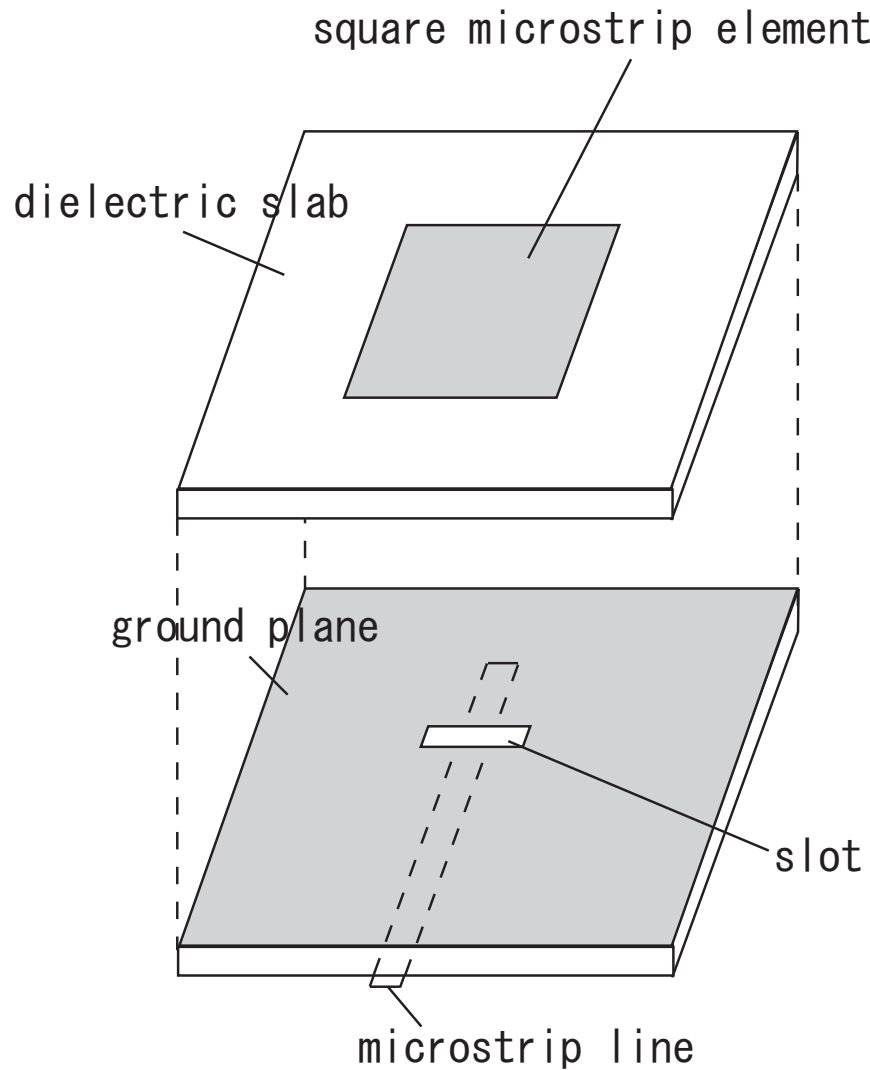


図 3.1: 電磁結合型給電法

このスロットの原理を利用し、逆相励振型ノッチアンテナのノッチを有する地板上にマイクロストリップ線路と直交するスロットを装荷させるための検討を行う。このスロット放射は、逆相励振型ノッチアンテナのH面内指向性の正面0度方向に寄与するようなものでなければならない。

そこで、逆相励振型ノッチアンテナの励振条件を同相とした同相励振型ノッチアンテナについて解析を行った。同相励振型ノッチアンテナは、ノッチの周囲を流れる電流は同じ向きとなるため、アンテナ正面でノッチ素子からの放射は強め合い、水平面(XZ面)で無指向性、垂直面(YZ面)で90度、270度方向でヌルを有する双指向性となる。(図3.2、3.3参照)よって、同相励振型ノッチアンテナでは、誘電体基板上のストリップ電流とそれに直交するノッチ素子からの放射によって、ストリップ電流と同じ方向のYZ面において0度、180度方向に強く放射することがわかった。

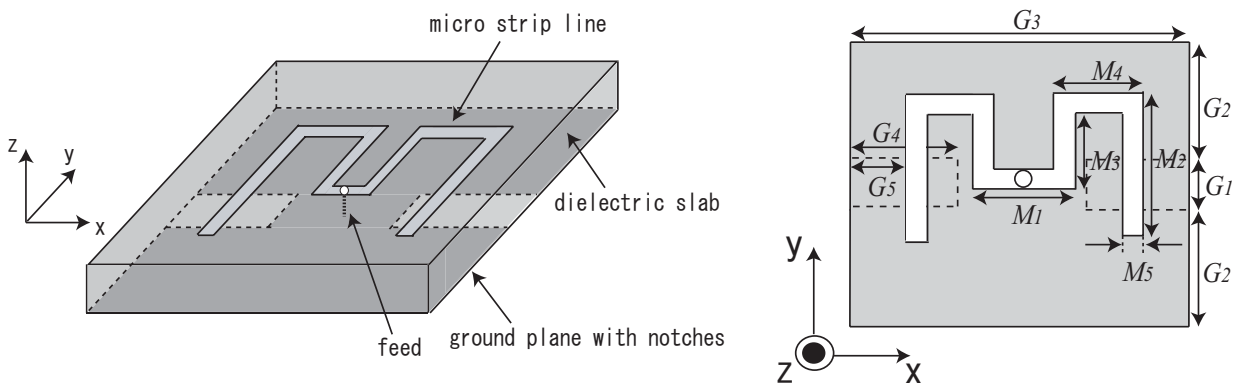


図 3.2: 同相励振型ノッチアンテナ

$M_1=28$, $M_2=22$, $M_3=13$, $M_4=14$, $M_5=2$, $G_1=20$, $G_2=8$, $G_3=62$, $G_4=20$, $G_5=12$
unit[mm]

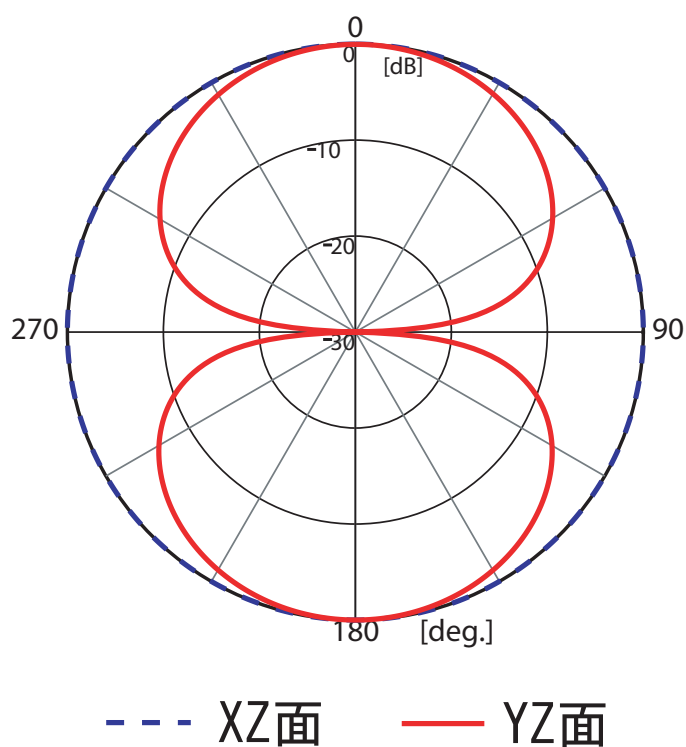


図 3.3: 同相励振型ノッチアンテナの指向性

以上の検討により、逆相励振型ノッチアンテナにスロットを装荷し、H面内指向性における0度方向に向いたヌルを解消させるには、アンテナの中心Y軸上でH面(XZ面)方向のストリップ電流に対して直交するようなスロットを同相で二つ装荷させればよいと考えられる。しかし、実際には給電点との関係上難しい。ところで、同相励振型ノッチアンテナは放射素子を二つアレイ化したもので、放射素子が一つの場合についてもストリップ電

流と同じ方向のYZ面における放射に対する影響は同じものと考えられる。そこで、図3.4に示すようなアンテナの中心Y軸上にスロットを一つだけ装荷させたモデルを提案し、解析を行った。その結果、このスロットがH面内で0度方向に向いていたヌルを解消させるような働きを持つことがわかった。図3.5にこのときのリターンロスとH面内指向性を示す。このモデルに対して、スロットなしの場合とスロットを装荷した場合とのH面内指向性を比較すると、主偏波については0度方向への放射がなされた分、その最大放射方向(約90度)での利得がおよそ1.3dB程度低くなることわかった。また交差偏波については、スロットなしの場合に比べて非常に大きなものとなった。

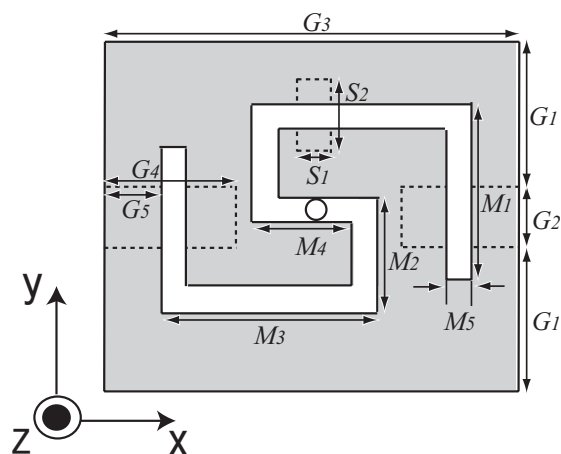


図 3.4: スロット付逆相励振型ノッチアンテナ

$M_1=20$, $M_2=15$, $M_3=26$, $M_4=12$, $M_5=2$, $G_1=20$, $G_2=8$, $G_3=62$, $G_4=20$, $G_5=12$,
 $S_1=4$, $S_2=8$ unit[mm]

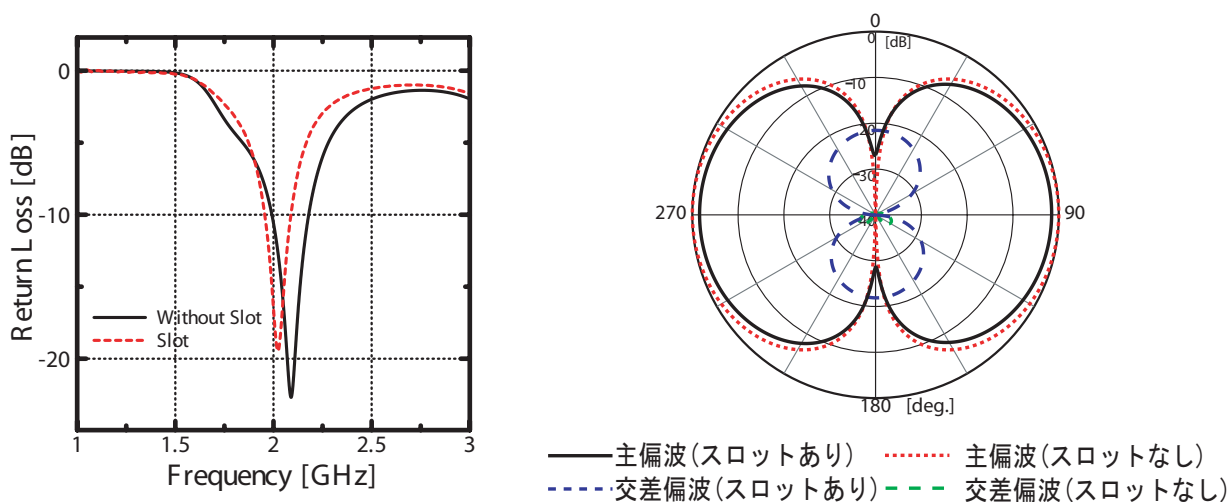


図 3.5: リターンロスとH面内指向性の比較

3.1.2 反射板特性

3.1.1の検討で、逆相励振型ノッチアンテナの地板部にスロットを装荷することにより、H面内指向性において0度（及び180度）方向への放射が可能となり、ヌルが解消できることがわかった。そこで、スロット付逆相励振型ノッチアンテナに反射板を設置し、H面内指向性を繭型にすることを検討する。設置する反射板の形状は、2.2.2で求めた縦 $H=1$ （150mm）、横 $W=5/4$ （187mm）、反射板間距離 $D=2/15$ （20mm）の矩形反射板を用いることとする。

まず、3.1.1で用いたスロットのパラメータ $S_1=4, S_2=8$ [mm]のときについて反射板を設置し、スロットなしの場合とスロットを装荷した場合との比較を行った。リターンロスとH面内指向性の変化を図3.7に示す。H面内指向性における主偏波は、その最大放射方向（約45度）で、スロットを装荷したことにより2dB程度利得が劣化し、代わりに交差偏波がスロットなしの場合に比べアンテナ前面0度方向に非常に大きなものとなっていることがわかる。なお、スロットを装荷した場合について、主偏波で正規化したとき、主偏波の0度方向の利得は-15dB程度となっており、交差偏波の最大放射方向（0度方向）の利得は-1.8dB程度となっている。さらに、実験を行い解析結果との比較を行った。主偏波についてはほぼ解析結果と一致した。しかし、交差偏波がアンテナ背面で大きく出る結果となった。（図3.8参照）

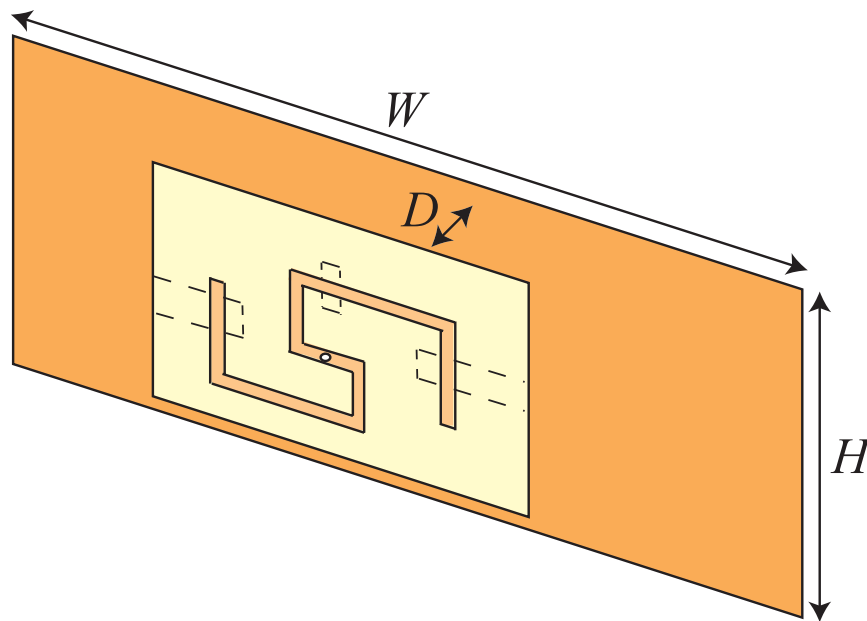


図 3.6: 反射板の設置（ $H=1$ 、 $W=5/4$ 、 $D=2/15$ ）

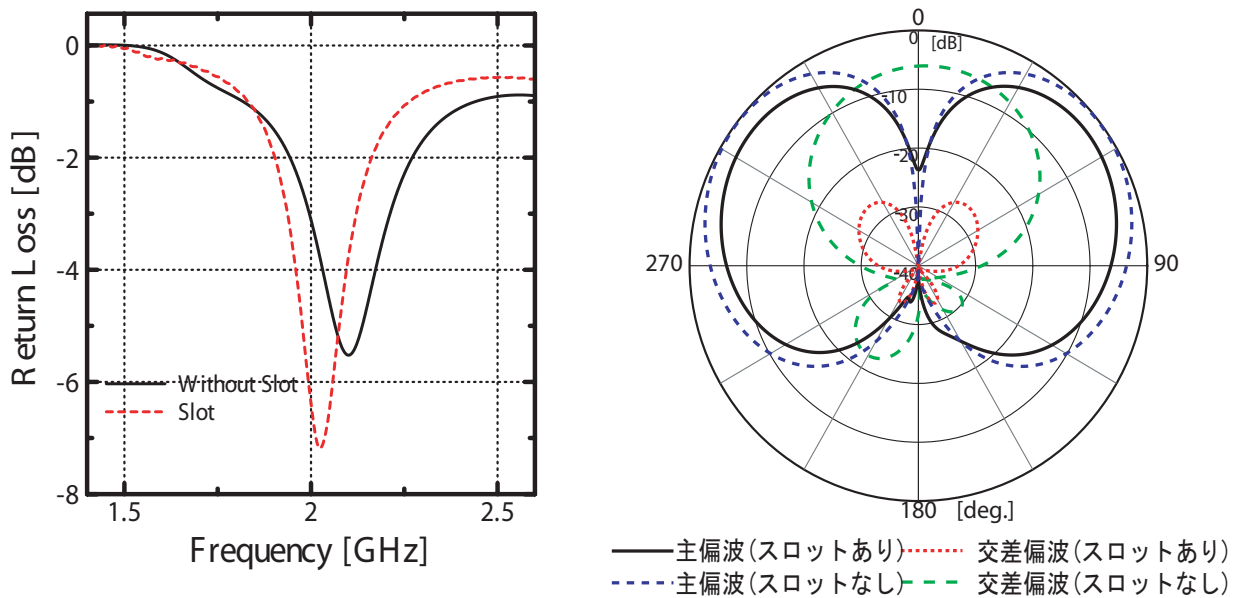


図 3.7: リターンロスと H 面内指向性の変化

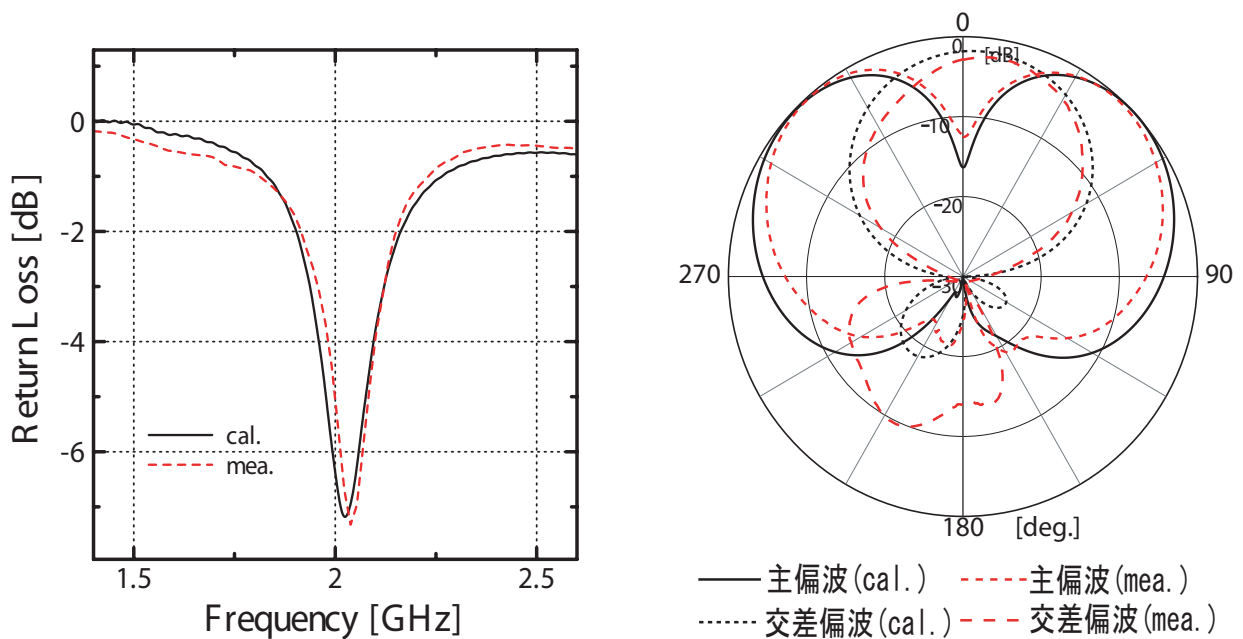


図 3.8: 実験結果

次に、スロットの大きさが H 面内指向性にどのように影響するのかを調べるために、パラメータ S_1 、 S_2 について検討を行った。スロットの大きさを大きくするとスロットからの放射も大きくなることが予想される。まず、 S_2 を 8mm と固定し、 S_1 を 4mm から 6mm ま

で大きくしていったときの指向性の変化を図 3.9 に示す。 S_1 が大きくなるにつれ主偏波の 0 度方向への放射も大きくなるのがわかるが、それに伴い交差偏波レベルも大きくなるのがわかる。 $S_1=5\text{mm}$ で主偏波と交差偏波はほぼ同程度（僅かに主偏波の方が大きい）、 $S_1=6\text{mm}$ で交差偏波が主偏波の最大放射レベルよりも大きくなっている。

これは、スロットを大きくすることにより主偏波の 0 度方向への放射は大きくなるが、その分主偏波自体の最大放射方向（約 45 度）における利得が下がるためであり、交差偏波も主偏波の 0 度方向への放射につられる形で大きくなる。スロットパラメータ S_1 に対する主偏波の最大放射方向（約 45 度）における利得の変化と、主偏波の最大放射方向（約 45 度）で正規化したときの交差偏波の利得を図 3.10 に示す。まず、実線が主偏波の利得の変化を表しており、 $S_1=4\text{mm}$ をスロットを装荷したときとしている。 S_1 を大きくするにつれ主偏波の利得は徐々に低くなる様子が見られる。また、破線は主偏波で正規化したときの交差偏波の最大放射方向（0 度方向）の利得を表しており、 S_1 が 5mm から 6mm の間で主偏波よりも交差偏波の方が大きくなっていることがわかる。さらに、 S_1 を 6mm と固定したときの S_2 による利得の変化を図 3.11 に示す。こちらについても S_1 と同様大きくするにつれ交差偏波が主偏波よりも大きくなっていくことがわかった。

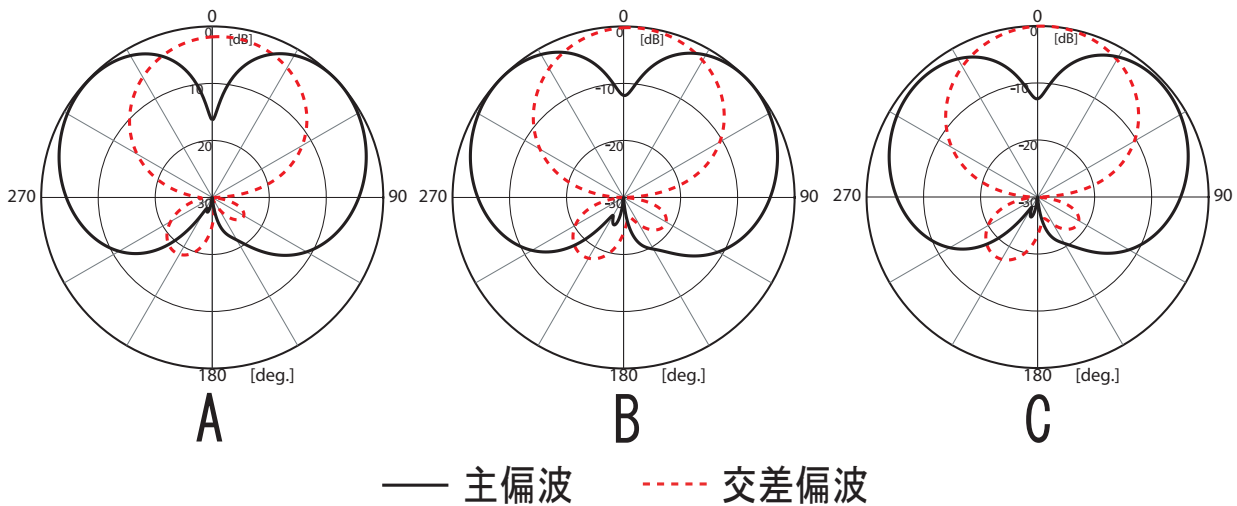


図 3.9: H 面内指向性の変化
A: $S_1=4$, B: $S_1=5$, C: $S_1=6$ unit[mm]

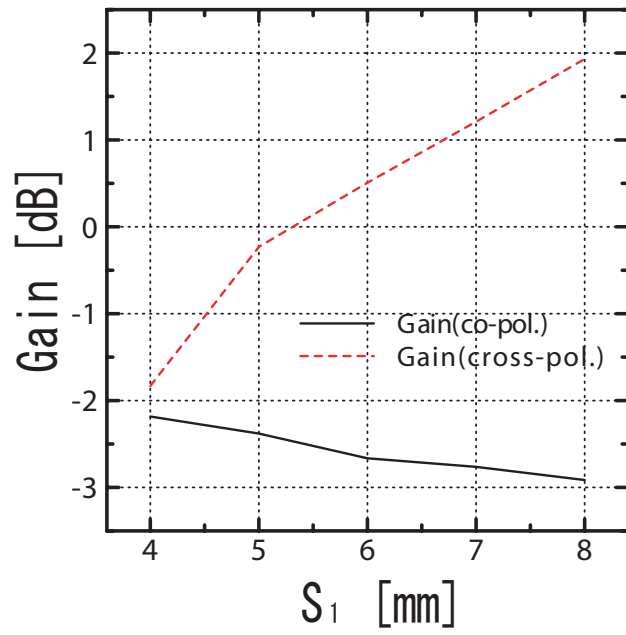


図 3.10: 主偏波と交差偏波の利得 ($S_2=8\text{mm}$)

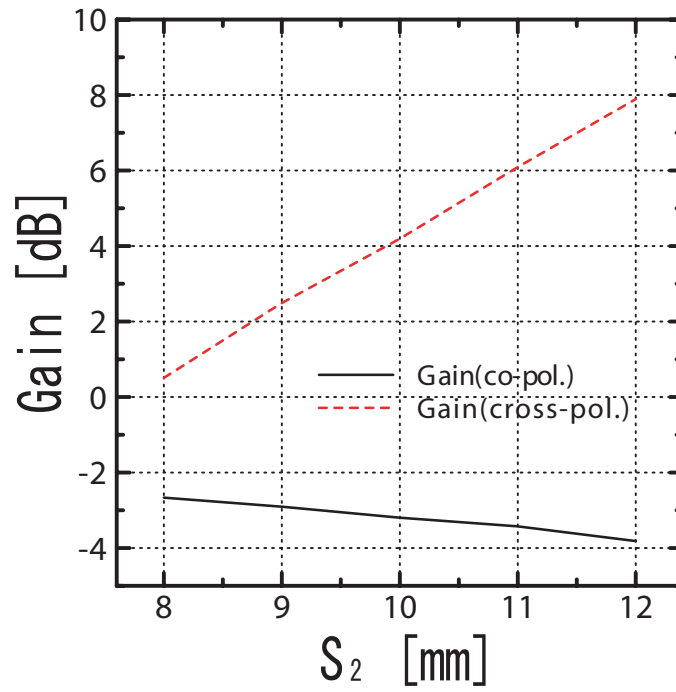


図 3.11: 主偏波と交差偏波の利得 ($S_1=6\text{mm}$)

3.2 導波器付逆相励振型ノッチアンテナ

本節では逆相励振型ノッチアンテナに導波器を設置することで、H面内指向性において0度方向に向いたヌルを、導波器からの放射により解消するための検討を行う。

3.2.1 導波器の原理

一般的に、アンテナに導波器を設置することでアンテナの放射を導波器の方向に導くことができる。文献 [3] では、パッチアンテナのパッチ素子の両側に導波器(無給電の寄生素子)を設置することにより、パッチ素子からの放射をH面内において $\pm 30 \sim 60$ 度が最大放射方向となるようにしている。(図 1.2, 1.3 参照)

そこで、逆相励振型ノッチアンテナに導波器を設置することによりアンテナの正面に向いたヌルを解消するための検討を行った。まず、導波器の設置により、アンテナ正面0度方向へ放射を導くためには、導波器をアンテナの正面の空間部分に設置することが考えられる。しかし、逆相励振型ノッチアンテナはその放射原理により、左右の放射素子からの放射は、H面E面共に完全なバランスが取れた上で0度(180度)方向において打ち消されヌルが生じる。そのため、アンテナ正面の空間部に導波器(导体板、导体棒など)を左右対称となる形で設置したとしても、放射指向性が前面(又は背面)にシフトするなどの変化は起こるが、ヌルを解消するような放射は起こらない。つまり、ヌルを有する指向性に対して、ヌルに影響を与えるような導波器は、ヌルの原理に影響を与えるような設置方法が要求される。言い換えると、完全にバランスの取れた放射界を乱すように導波器を設置すれば良いということになる。また、このことはアンテナを設計する際のパラメータについても同様に議論できる。アンテナの設計パラメータを左右で僅かに非対称にすると放射界のバランスが崩れ、0度(180度)方向のヌルが消える。

これらのいくつかの例を図 3.11 から図 3.15 に示す。まず、図 3.11、3.12 はアンテナの正面にそれぞれ导体板と导体棒をノッチ素子の片側のみに設置した。ヌルのバランスが崩れ、指向性が0度から180度方向で大きくなっている様子がわかる。なお、导体板、导体棒ともに厚みなしで設定し、アンテナのパラメータは図 2.8 のものを用いて解析を行った。また、図 3.13、3.14 についてはそれぞれノッチ幅とノッチの切れ込みの長さを片側よりも0.5mm ずつ大きくし、パラメータを非対称にしており、どちらもヌルが消え、指向性が非対称なものとなっている。図 3.15 は給電点を1mm ずらして給電したもので、これについてもヌルが消え、H面内指向性においてアンテナの左右で放射の対称性が崩れている。また、図 3.16 にこれら非対称系のリターンロス特性をまとめる。导体板を設置した場合以外は、ほぼ対称系と同じ共振周波数1.86GHz 付近で共振していることがわかる。よって、パラメータの僅かな誤差が指向性に与える影響を確認した。

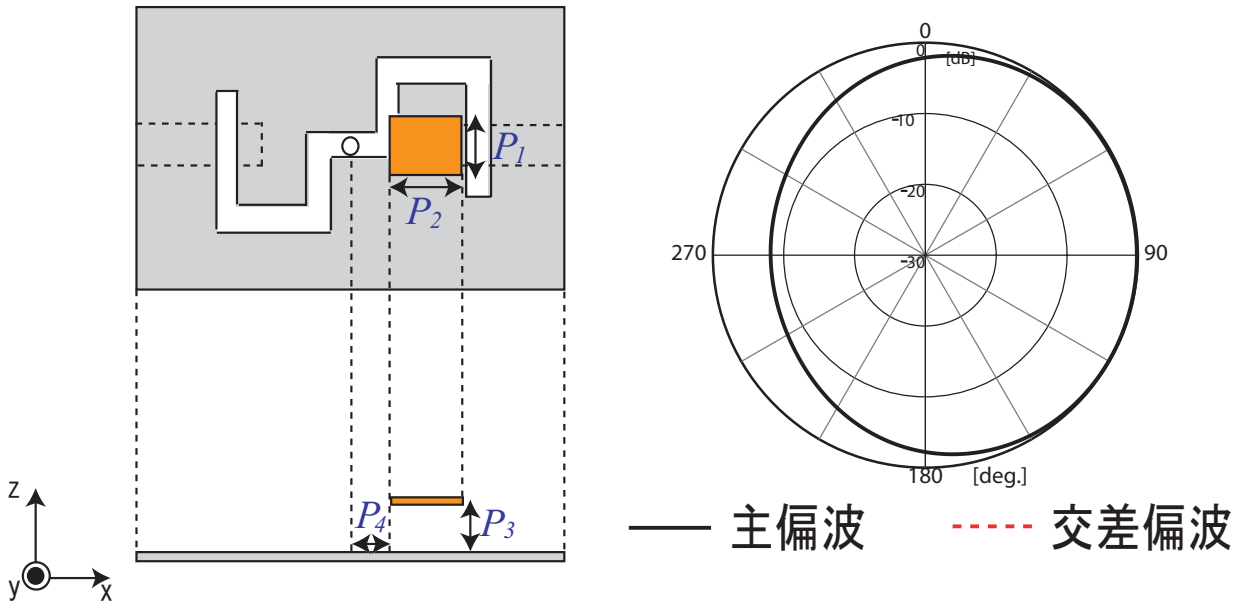


図 3.12: 導体板を設置したときの H 面内指向性

$$P_1=20, P_2=20, P_3=5, P_4=12 \text{ unit[mm]}$$

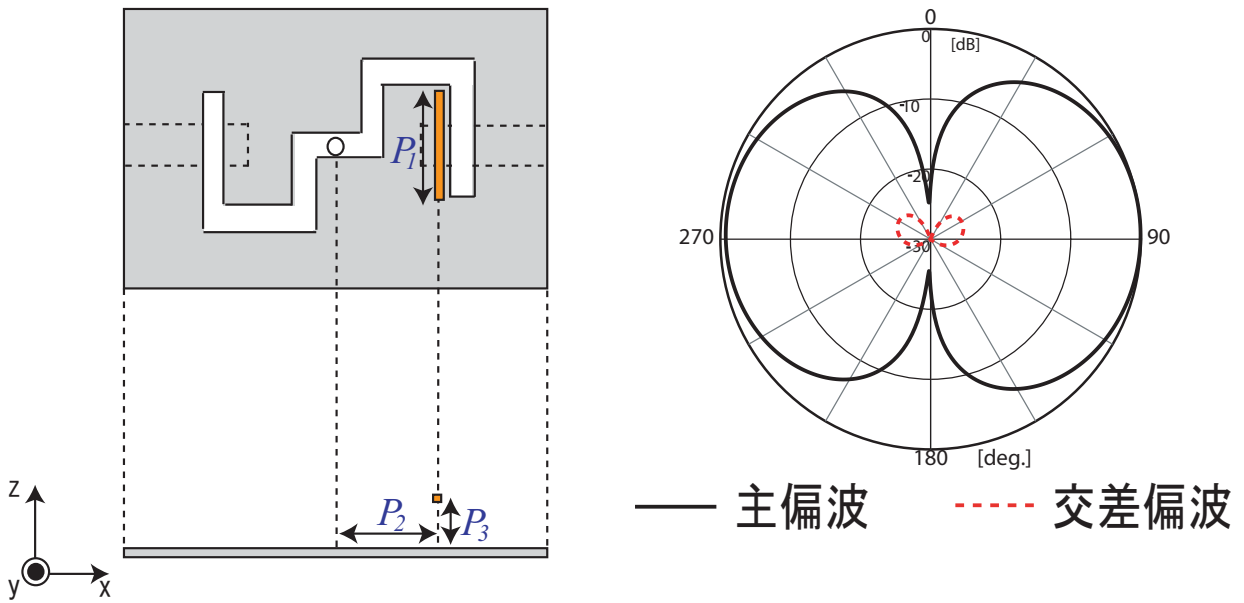


図 3.13: 導体棒を設置したときの H 面内指向性

$$P_1=15, P_2=12.5, P_3=5 \text{ unit[mm]}$$

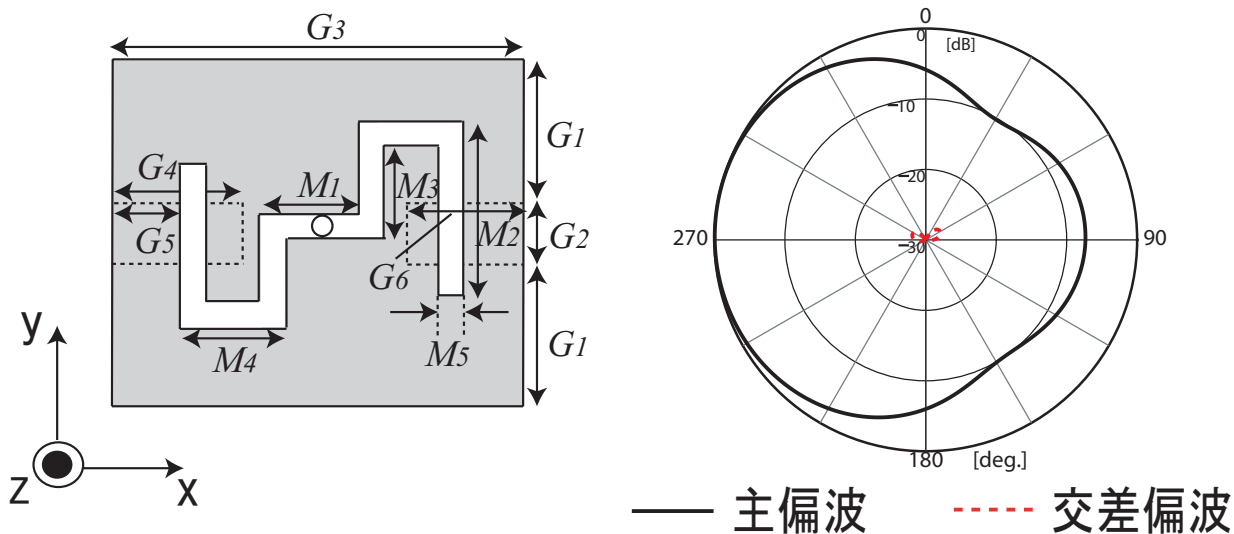


図 3.14: ノッチの切れ込みの長さを非対称にしたときの H 面内指向性

$M_1=12$, $M_2=22$, $M_3=13$, $M_4=14$, $M_5=2$, $G_1=20$, $G_2=8$, $G_3=62$, $G_4=20.5$, $G_5=12$,
 $G_6=20$ unit[mm]

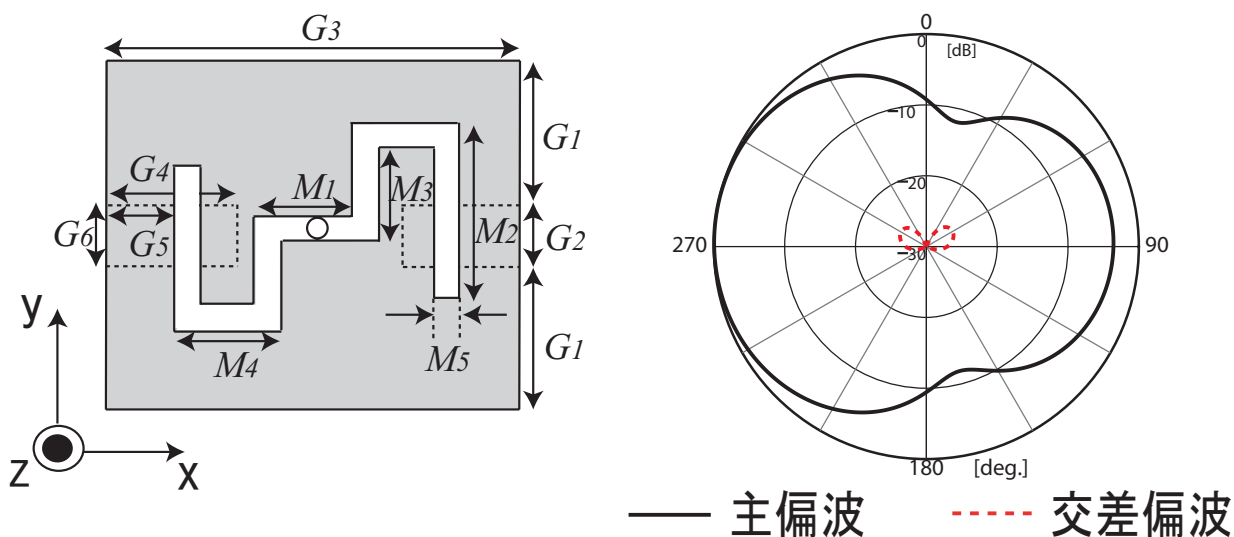


図 3.15: ノッチ幅を非対称にしたときの H 面内指向性

$M_1=12$, $M_2=22$, $M_3=13$, $M_4=14$, $M_5=2$, $G_1=20$, $G_2=8$, $G_3=62$, $G_4=20$, $G_5=12$,
 $G_6=8.5$ unit[mm]

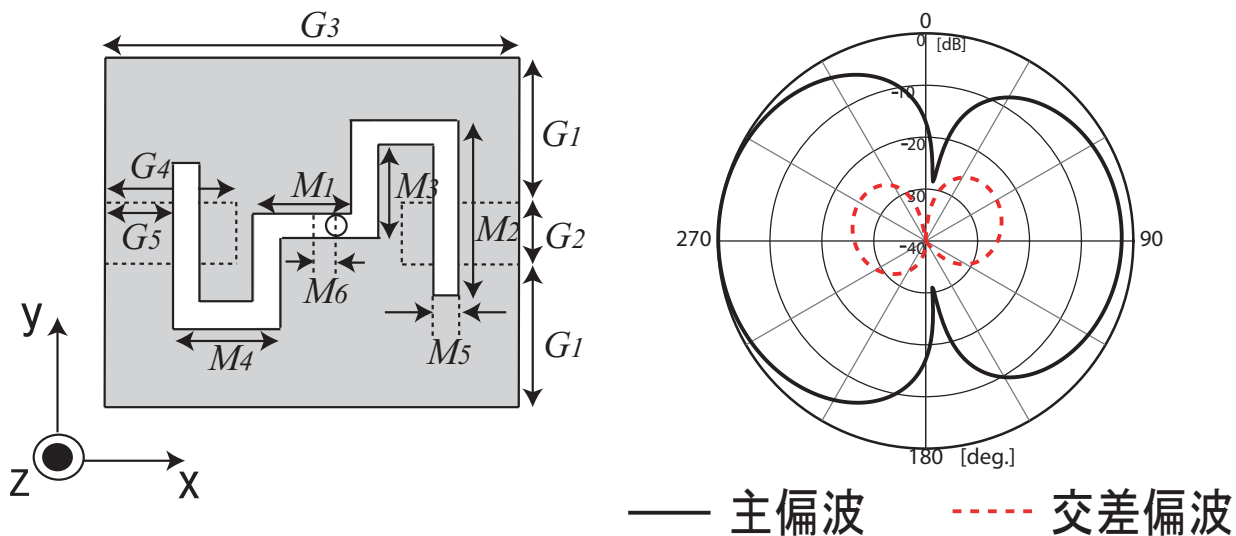


図 3.16: 給電点をずらしたときの H 面内指向性

$M_1=12$, $M_2=22$, $M_3=13$, $M_4=14$, $M_5=2$, $M_6=1$, $G_1=20$, $G_2=8$, $G_3=62$, $G_4=20$,
 $G_5=12$ unit[mm]

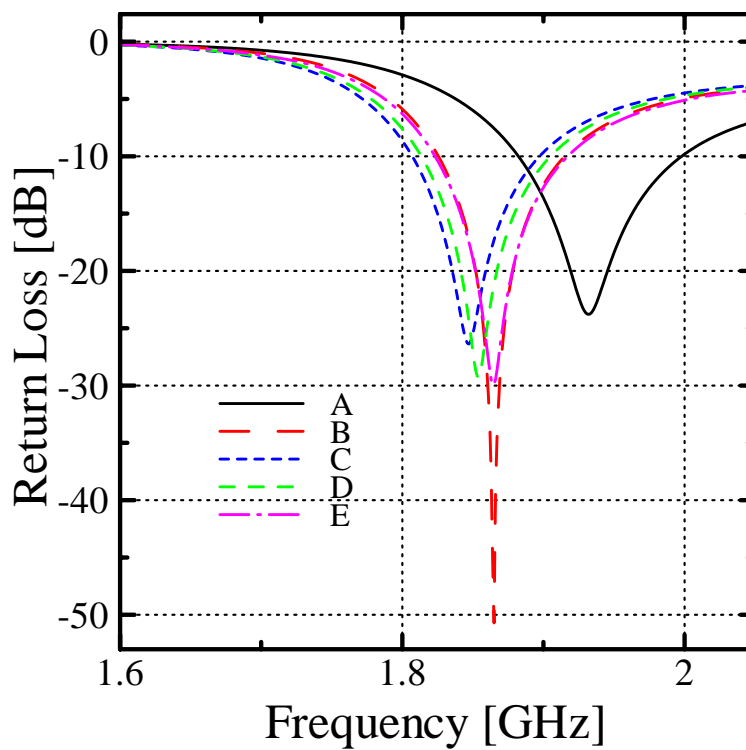


図 3.17: 非対称系のリターンロス

A: 導体板 B: 導体棒 C: ノッチ切れ込み長 D: ノッチ幅 E: 給電点

以上の検討により、逆相励振型ノッチアンテナのH面内指向性におけるヌルを解消するための方法として、導波器を片側の放射素子上に設置すること、あるいはアンテナのパラメータを非対称にすることなどが有効であることがわかった。しかし、ヌルが解消される代わりに指向性の対称性も崩れてしまうという欠点があり、反射板を設置したとしてもきれいな蘭型指向性は得られない。

そこで、上で述べた2つの方法を組み合わせて用いることを検討した。まずアンテナのパラメータを非対称にし、H面内指向性において現れる放射の弱い側に導波器を設置して、指向性が対称になるようにパラメータの最適化を行うというものである。具体的には、図3.15に示した給電点をずらしたモデルに対して導波器(導体板)を設置し、解析を行った。得られた最適なパラメータとH面内指向性を図3.17に示す。0度方向のヌルが-12dB程度まで解消し、主偏波もほぼ対称な形のものが得られた。

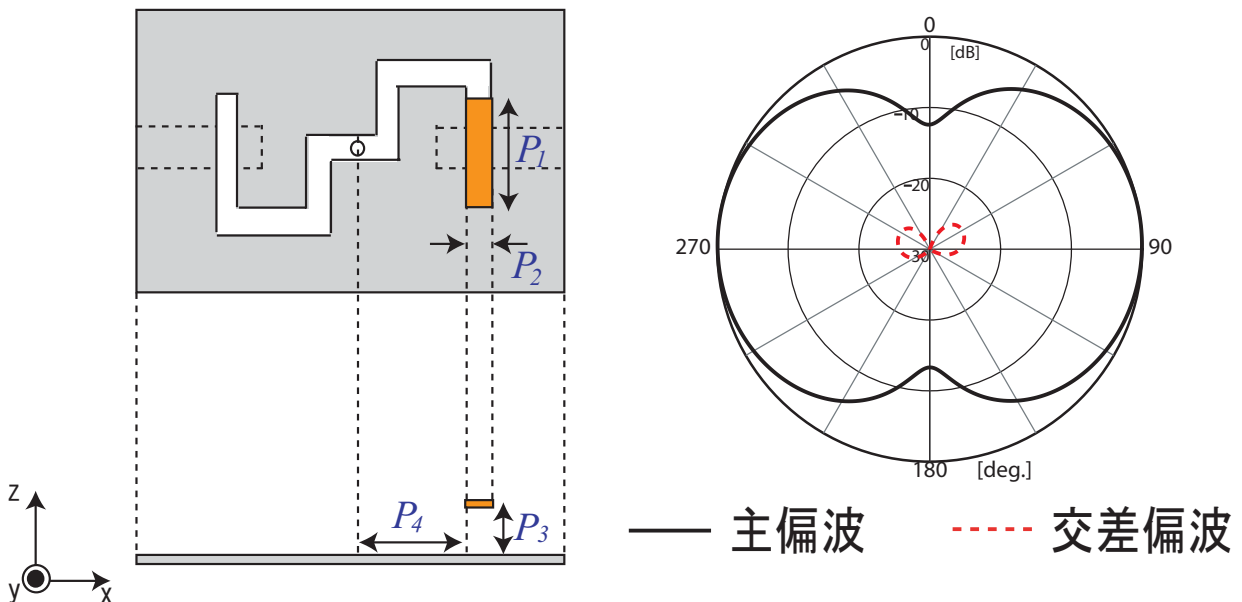


図 3.18: 給電点をずらし導波器を設置したときのH面内指向性
 $P_1=13, P_2=2, P_3=1, P_4=16$ unit[mm]

3.2.2 反射板特性

3.2.1で得られた導波器付逆相励振型ノッチアンテナに反射板を設置し、H面内において蘭型の指向性を得るための検討を行った。設置する反射板の形状は2.2.2で得られた $H=1$ (150mm)、 $W=5/4$ (186mm)、 $D=2/15$ (20mm)の矩形反射板とした。(図3.18参照)このときのリターンロス特性とH面内指向性を図3.19に示す。主偏波については目的とする蘭型指向性が得られた。解析結果については、最大放射方向は約 ± 45 度となっており、FB比は23.8dB、0度方向の利得は-6.2dB程度となっている。実験結果についてはFB

比、0度方向の利得がそれぞれ 5dB、6dB 程度の誤差が認められるが、この原因は、製作誤差が大きく影響していると考えられる。また、交差偏波については 30度方向にやや大きく出ているが、スロット付逆相励振型ノッチアンテナの場合と比べると非常に小さなものとなっている。

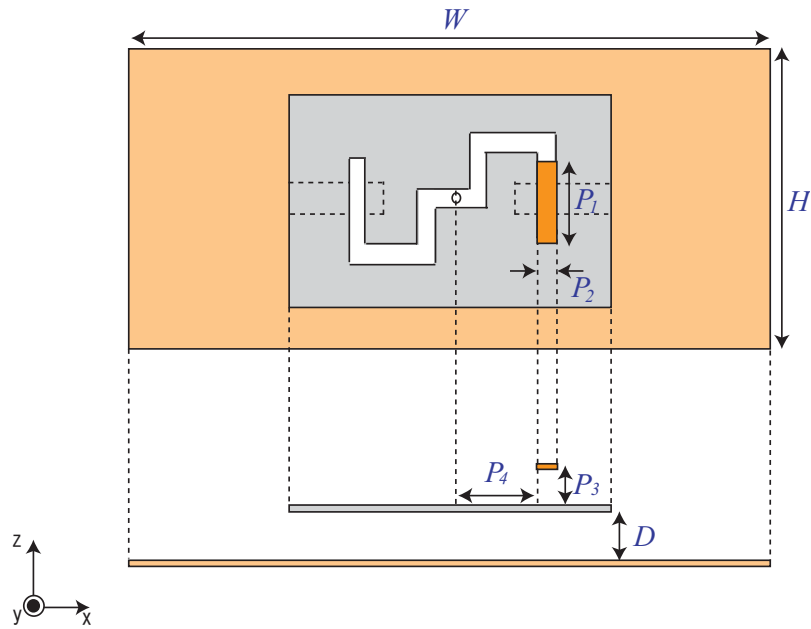


図 3.19: 反射板の設置

$P_1=13$, $P_2=2$, $P_3=1$, $P_4=16$, $H=150$, $W=186$, $D=20$ unit[mm]

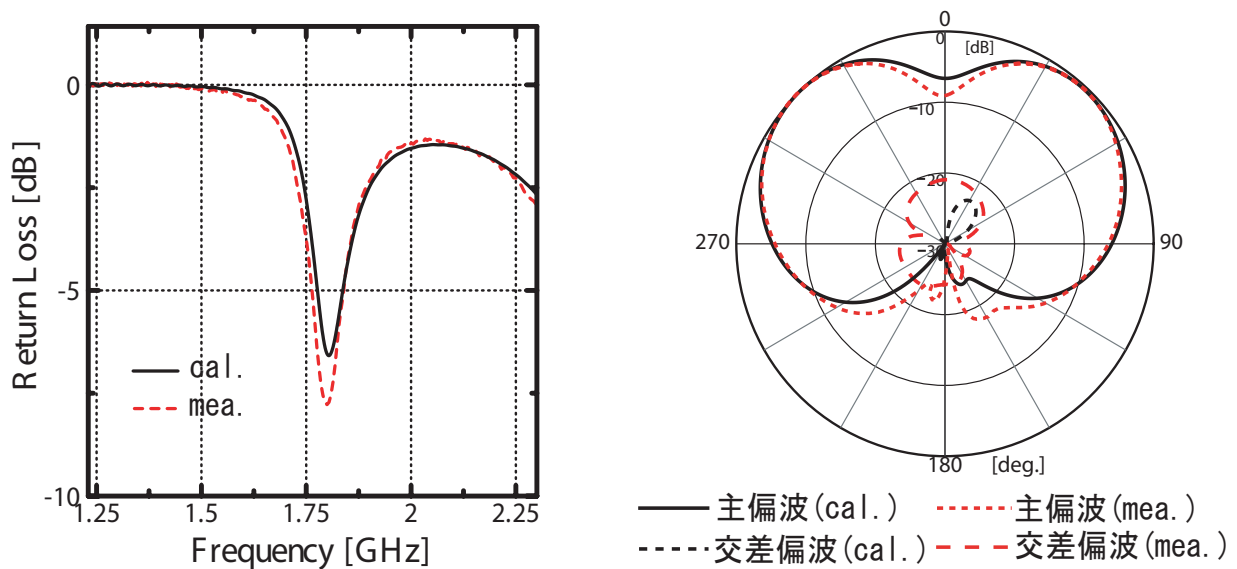


図 3.20: リターンロスと H 面内指向性

最後にスロットモデルと導波器モデルとの特性の比較を表 3.1 に示す。スロットモデルの 0 度方向の利得に関しては、スロットの大きさを変えていくと交差偏波が大きくなるため、暫定的にスロットパラメータが $S_1=4$ 、 $S_2=8$ [mm] のときのものを示している。両モデルについて共に高 FB 比が得られた。また、ヌルの解消度としては導波器モデルの方が優れているといえる。

表 3.1: スロットモデルと導波器モデルの比較

		FB ratio[dB]	0 度方向の利得 [dB]
スロットモデル	cal.	22.8	(-15.9)
	mea.	19	(-13)
導波器モデル	cal.	23.8	-6.2
	mea.	18	-8

第 4 章

結論

逆相励振型ノッチアンテナを用いて、IMT-2000用の室内壁面用アンテナとして適した特性を求めるところを目的として、H面内指向性におけるヌルを解消し、反射板を設置することにより繭型の指向性を得るための検討を行った。

はじめに、逆相励振型ノッチアンテナの背面への放射を抑制し、高FB比を得るための最適な反射板形状について解析を行った。その結果、縦 $H=1$ (150mm)、横 $W=5/4$ (186mm)、高さ $D=2/15$ (20mm) の矩形反射板を設置したときに、24.8dBのFB比を得ることができた。また、FB比の更なる向上のために、H面・E面折り曲げ、箱型反射板の検討を行った。その結果、高さ20mmのE面折り曲げ反射板について30.8dBのFB比が得られた。

つぎに、H面内指向性におけるヌルを解消するための検討として、スロット付逆相励振型ノッチアンテナを提案し解析を行った。その結果、繭型の指向性は得られたが、0度方向の利得を大きくするためにスロットの寸法を大きくしていくと、主偏波の利得が下がり、代わりに交差偏波が大きくなることが明らかになった。そして、可能な限りスロットを大きくした場合、交差偏波が主偏波よりも大きくなることを明らかにした。

さらに、ヌルを解消するために、導波器付逆相励振型ノッチアンテナを提案し解析を行った。その結果、目標とする繭型の指向性が得られ、最大放射方向は約 ± 45 度、FB比は23.8dB、0度方向の利得は-6.2dB程度であった。また、交差偏波はスロット付アンテナのものに比べ、非常に小さなものとなった。

謝辞

本研究を進めるにあたり、厳しくかつ丁寧に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します。

また研究生生活全般に渡って御指導下さった D3 の陸田祐子先輩、D2 の道下尚文先輩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, 市毛研究室の皆様にも深く感謝致します。

参考文献

- [1] 新井宏之、”新アンテナ工学”、総合電子出版社、1996
- [2] 陸田裕子、新井宏之、恵比根芳雄、”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”、信学技報、2001
- [3] 宮崎功旭、新井宏之、”繭型指向性を有する室内用壁面設置型パッチアンテナ”、信学ソ大、B-1-152、Sep.2000
- [4] 神津、新井、”ノッチを有する板状アンテナのモーメント法による特性解析”、信学技報、AP-95-22、pp47-54、(1995-05)
- [5] 神津、新井、”ノッチを有する有限地板付き板状アンテナの特性解析”、信学秋季大会、B-90、1995
- [6] 神津、新井、恵比根、”二周波共用双指向性アンテナ”、信学秋季大会、B-72、1996
- [7] 向山、新井、”積層型双指向性アンテナ”、信学春季大会、B-154、1996
- [8] 向山、新井、”FDTD法による誘電体基板上ノッチアンテナの解析”、信学春季大会、1998
- [9] 向山、神津、新井、恵比根、”無給電素子付きノッチアンテナ”、信学秋季大会、B-61、1996