

修士論文

端末用小型アンテナの構成と その実装法に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成16年2月10日提出

02GD167 村江 寛巳

要約

移動体通信技術の発達に伴い、携帯電話の加入者数が増大している。この携帯電話に用いられるアンテナは、設置する携帯電話端末が小型であることからアンテナの小型化が必要となってくる。またアンテナ特性が端末筐体の影響を受けるといった問題点も挙げられる。この問題点の解決策として、アンテナ設計を行う際に、設置環境、実装法も含めて解析、測定を行う事が有効である。

本論文ではアンテナの構成と実装状態、アンテナの小型化の 2 点を中心に検討を行った。まずヘリカルアンテナ単体についての検討を行い携帯端末で用いられるノーマルモードヘリカルアンテナで動作するアンテナを設計した。その後解析を行ったアンテナを携帯端末を想定した地板に設置する事によるアンテナ特性の変化を解析、測定により明らかにした。その結果、平面地板では入力インピーダンスの整合が取れなかったアンテナパラメータにおいても筐体を想定した地板に設置する事によって必要な帯域が取れる程度に整合状態を改善できる事を示し、アンテナ解析の際の周辺環境のモデル化の重要性を明らかにした。

次にノーマルモードヘリカルアンテナと直線状素子を用いたアンテナ構成を検討した。アンテナ構成は直線状素子の収納時、伸長時共にヘリカルアンテナに給電を行い、ヘリカルアンテナ部分を筐体近傍に固定するもので、そのアンテナ特性について検討を行った。収納時においては、直線状素子の先端をヘリカルアンテナ上部に突出させる構造において、ヘリカルアンテナ単体より 21 % 低域で動作できる事を示した。

伸長時については、直線状素子とヘリカルアンテナの接続の有無により分類し、基礎的な検討を行った。その結果、接続型に関しては中心素子長により $\lambda/4$ を追加したアンテナ長で共振する傾向となる事、また無接続型に関してはヘリカルアンテナ近傍に無給電素子を配置するのと同じ構造となっており、ヘリカルアンテナから無給電素子に $\lambda/2$ 共振を励振させる事を明らかにした。

さらに小型アンテナである板状逆 F アンテナを用い上部の板構造をループ形状とし、またループ部分に折り曲げを付加させる構造に変化させる事でアンテナ長を伸ばし低周波化をはかった。この結果提案手法により共振周波数を板状逆 F アンテナのものより 27 % 低域にできる事を明らかにした。

目次

第1章	序論	1
第2章	ノーマルモードヘリカルアンテナ	6
2.1	ヘリカルアンテナ	6
2.2	ノーマルモードヘリカルアンテナの基本特性	8
2.3	設置条件によるヘリカルアンテナの特性	10
2.3.1	平面地板と筐体地板	10
2.3.2	測定モデルによる解析結果の検証	14
第3章	直線素子付き小型ヘリカルアンテナの構成と実装	17
3.1	筐体への小型アンテナの実装と構成	17
3.2	収納時におけるアンテナ特性	18
3.2.1	解析による検討	18
3.2.2	測定モデルによる解析結果の検証	24
3.3	直線中心素子が接続されたモデル	25
3.3.1	解析による検討	25
3.3.2	測定モデルによる解析結果の検証	29
3.4	直線中心素子を接続しないモデル	31
第4章	ループ状逆 F アンテナの小型化	35
4.1	板状逆 F アンテナの原理と基礎特性	35
4.2	ループ状逆 F アンテナ	37
4.3	折り曲げを付加させたループ状逆 F アンテナ	40
第5章	結論	44
	謝辞	45
	参考文献	46

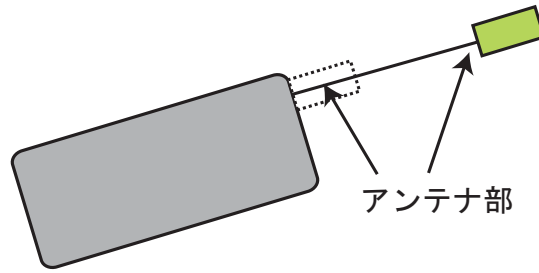
第 1 章

序論

近年の無線通信，特に移動体通信の需要は年を経るにつれて増大しており，企業間の社会圏内，しいては一般の生活圏内においてもその重要性は確立したものとなっている．発展の速度も非常に早く，近年では携帯電話の分野において IMT-2000 (International Mobile Telecommunication - 2000) システムの実用化，交通機関において有料道路での ETC (Electronic Toll Collection) システムの実用化，コンピュータネットワークでは無線 LAN のネットワーク整備等，新しい試みが随時行われている．

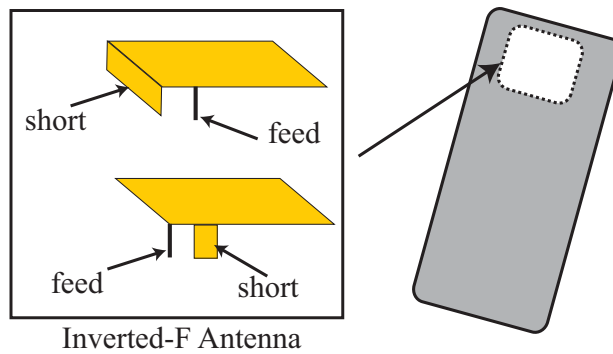
特に携帯電話の分野においては会話のみならずインターネットへの接続，物品の購入時の精算等，非常に多くのサービスが付加されて場所や時間に制約されずに情報の交換が可能となっており，昨年では携帯電話の加入者が全体で約 8000 万人に達した．日本の人口が約 1 億 3000 万人である事を考慮すると約 10 人に 6 人の人間が携帯電話を持っている割合であり，その利便性，携帯性がおのずと認められる．そういった背景から，様々なメーカーから多種多様な小型で高機能な携帯端末が求められ，そして提供されている．

以上のような無線通信分野において，アンテナは情報の送受信を行う部分として必要不可欠な要素であり，特に携帯端末用のアンテナは，設置する端末の大きさ自体が手に持てる程度に小さく，その筐体に設置する為アンテナ寸法は更に小型にする必要がある．また携帯端末は使用周波数の波長に対し，その影響が無視できない程度小さい為，アンテナを筐体に設置した場合，アンテナ特性が筐体により影響を受けるという問題がある [1][2]．このような問題は，無線通信，筐体の寸法という条件の下，将来的にも発生すると考えられ，研究分野においても原因追求，解決法の提唱などが行われてきた．これらの研究，開発の成果により，携帯端末用小型アンテナが実用化されてきた．



..... 収納時 —— 伸長時

(a) ホイップアンテナ



Inverted-F Antenna

(b) 内蔵アンテナ

図 1.1 : 携帯端末用アンテナ

一般的な携帯端末用の小型アンテナの例を示すと、図 1.1 のようなホイップアンテナや、逆 F アンテナに代表されるような内蔵型アンテナが挙げられる [3][4]。これらのアンテナは現在普及している携帯端末を見ても採用されており有用である。またこのような形状のアンテナは研究も様々に行われている [5][6][7][8]。

本論文では図 1.1 (a) で示すような伸縮式のアンテナを検討するものとし、ホイップアンテナの中でも一般的な直線状素子と、ヘリカルアンテナの組み合わせによるアンテナ構成を採用する。

ヘリカルアンテナと直線状素子の組み合わせによるアンテナ構造の例を 2 つ挙げその構造について説明する。第 1 のアンテナ構造、実装例のモデル実物を図 1.2 に、その説明図を 1.3 に示す。このアンテナは、上部にヘリカルアンテナを、下部に直線状素子を配置しており、その間にはギャップを設け電気的な接続を防ぐように構成される。アンテナ収納時にはギャップの上部、つまりヘリカルアンテナに給電がなされ情報の送受信を行う。またアンテナ伸長時には直線状素子の下部に給電され、筐体に取り付けられたモノポールアンテナと同様な特性になる。この際ヘリカルアンテナとモノポールアンテナ間にはギャップが存在するのでモノポールアンテナの特性には影響を及ぼさないような形状となっている事が特徴である。

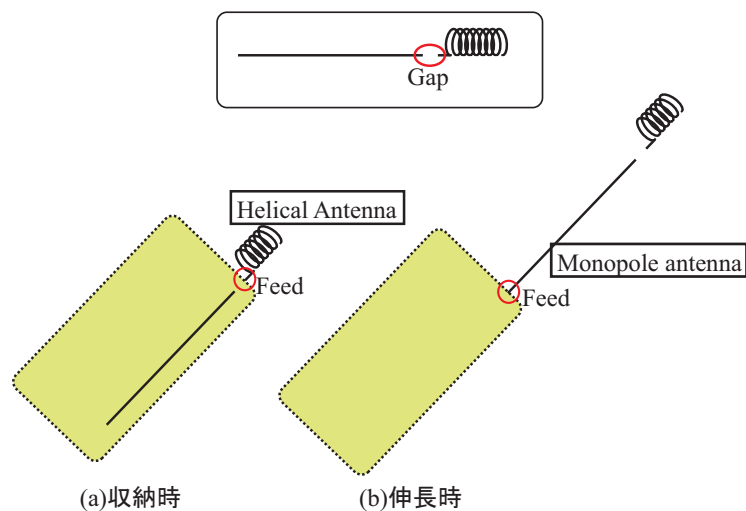
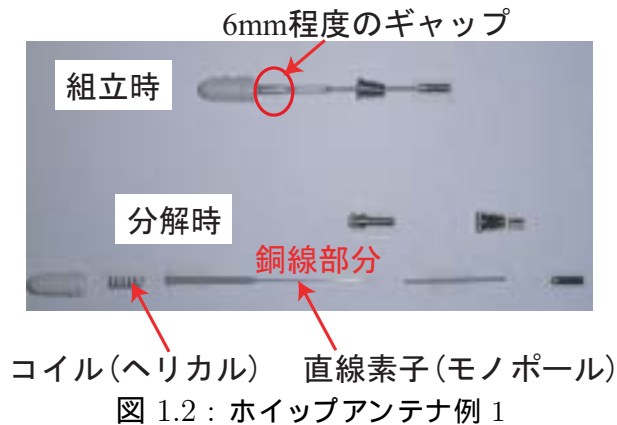


図 1.3 : ホイップアンテナ例 1 の構造と原理

第 2 のアンテナ構造，実装例のモデル実物を図 1.4 に，その説明図を 1.5 に示す．このアンテナはヘリカルアンテナと直線状素子の間接続されている部分に特徴がある．アンテナを機器本体に収納した場合においては、給電部をローディングコイルで形成されるローディングアンテナに接続し、ホイップアンテナ伸張時には、給電部をホイップアンテナ端部に接続する．収納時では、棒状アンテナが同軸構造となっており、その長さを受信波の約 $\lambda/4$ とし、収納状態で棒状アンテナの下端部をアースする事により、給電部からホイップアンテナ部分を見たインピーダンスは等価的に無限大となり、周辺回路への影響を低減することができるが、同軸構造を有する事やヘリカル部，直線部に同時に給電するため構造が複雑である．

2 つのホイップアンテナの例を示したがこの 2 つを比較すると共通であるのが上部にヘリカルアンテナを下部にモノポールアンテナを配置し、収納時にヘリカルアンテナへ、伸長時にモノポールアンテナに給電を行っているという点である．この構造はヘリカルアンテナとモノポールアンテナをそれぞれ独立して検討を行えばよいのでアンテナの実装には

簡易であるといえる．しかし収納時，伸長時で給電を行う場所が違うため給電部付近の構造が比較的複雑である．

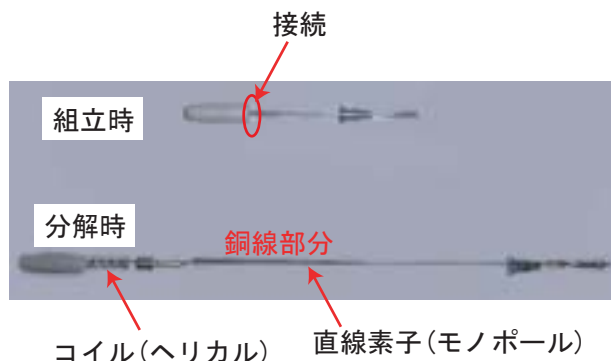


図 1.4 : ホイップアンテナ例 2 の構造と原理

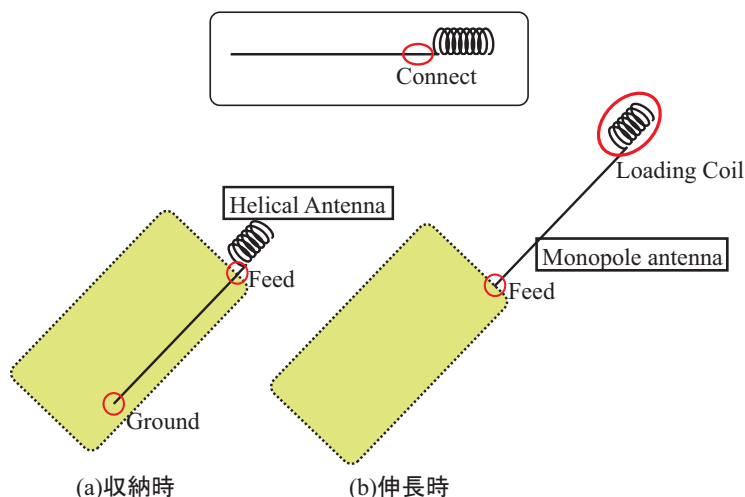


図 1.5 : ホイップアンテナの構造，実装例 2

以上のようにヘリカルアンテナと直線状素子の組み合わせによるアンテナ構造の一例を示したが，その組み合わせの方法，つまり構成，実装の方法が多岐にわたる．本論文ではヘリカルアンテナと直線状素子の組み合わせによる，携帯端末用アンテナの構成，ならびに実装法について提案し，アンテナ特性がどのように変化するか，その基礎的な検討を行う．また本論文では移動体通信において重要課題であるアンテナの小型化という点を中心に議論を行う．提案するアンテナは収納時，伸長時共にヘリカルアンテナに給電を行うものでこれにより図 1.3，1.5 のように給電部の複雑性の改善をはかっている．また収納時には線状素子をヘリカルアンテナを構成する螺旋部に突出させる構造とし，収納時のヘリカルアンテナ単体の共振を低周波化させ線状素子を利用しアンテナの小型化が可能である構造となっている．

本論文では次章において採用したヘリカルアンテナ単体について検討を行い，携帯端末に用いられるノーマルモードヘリカルアンテナの諸特性を示し，またそのアンテナを携帯

端末筐体に設置した場合，アンテナ特性に影響が加えられる事を示し周辺環境のモデリングの重要性を明らかにする．第 3 章において前述した直線状素子とヘリカルアンテナの構成と，実装法について述べ，収納時，伸長時においてヘリカルアンテナへ給電を行う構成を示し，そのアンテナ特性について基礎的な検討を行う．解析には解析シミュレータである MW-Studio を用いた．第 4 章ではアンテナの小型化を板状逆 F アンテナの構造を変化させる事によって実現できる事を明らかにしている．第 5 章において本論文の結論とする．

第 2 章

ノーマルモードヘリカルアンテナ

近年における移動体通信の発展，普及の速度は一般社会でも認知されるほどに大きい．その典型的なモデルとして携帯電話端末を用いた通信形態が挙げられる．この携帯電話端末はその携帯性，利便性，経済性等の観点から人体の手に収まる程度に小さく設計する必要がある．また無線通信に不可欠であるアンテナ素子についてもその条件は当然適用され，アンテナの小型化が図られている．本章では移動体通信の代表的な端末局として、携帯電話端末を採り上げ，その際に用いられるアンテナであるノーマルモードヘリカルアンテナについて検討する．

2.1 ヘリカルアンテナ

ヘリカルアンテナは図 2.1 で示されるように，線状アンテナを螺旋状に変形させる事で小型化をはかるアンテナである．ヘリカルアンテナは螺旋部分においてヘリカル径と各巻きの間隔（ピッチ）の関係により，軸モードとノーマルモードに分類される．ヘリカル径とピッチが波長に比べ大きいと軸モードに，逆に波長に比べて十分小さくすると，ノーマルモードとなる．それぞれの放射指向性は図 2.2 に示すように，軸モードの場合は螺旋の軸方向に強く (a)，ノーマルモードではモノポールアンテナと同様の指向性を持つ (b)．

携帯電話端末は場所を選ばずに受信が行える状態を保持する必要があるため水平面内無指向性が望まれる．よって携帯電話端末ではノーマルモードヘリカルアンテナが用いられる．本論文においてもこのノーマルモードヘリカルアンテナを採用し検討を行う．

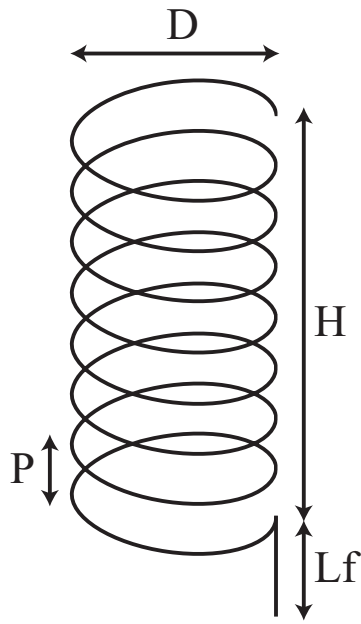
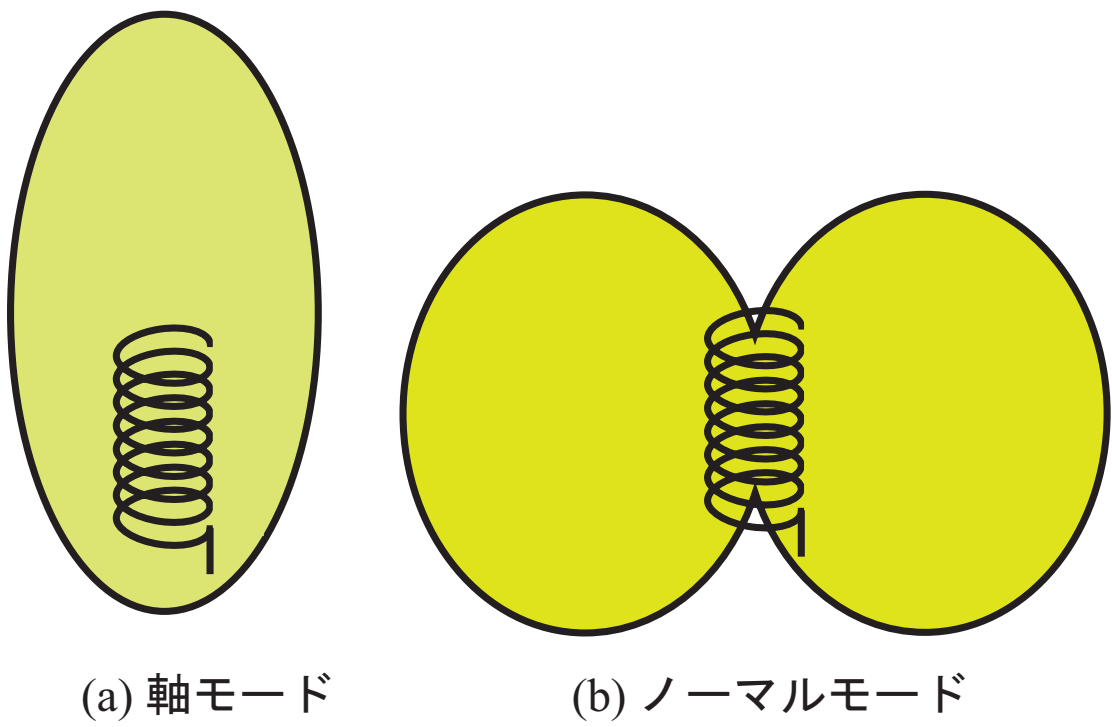


図 2.1 : ヘリカルアンテナ



(a) 軸モード

(b) ノーマルモード

図 2.2 : ヘリカルアンテナの放射指向性

2.2 ノーマルモードヘリカルアンテナの基本特性

本節ではまず平面地板にノーマルモードヘリカルアンテナを設置させ，そのアンテナ特性を検討する．図 2.3 に解析モデルを示す．巻き数を N ，ピッチ幅を P ，ヘリカル径を D ，コイル部分全体の高さを H として解析を行った．また地板とコイル部分の間に 3mm の直線導体を接続し，給電部分としている．ヘリカルアンテナを設置する地板には一辺 50mm の平面有限地板を用い，地板中央にアンテナを設置している．またアンテナ部分を構成する線状銅線の線径は 0.6mm とし，平面地板の厚みは 1mm としている．

図 2.4 に $D=4.0\text{mm}$ ， $L_h=12.0\text{mm}$ ， $L_f=12.0\text{mm}$ で固定した場合の N によるリターンロスを示す．共振周波数は巻き数 N の増加により下がっていく傾向となり一例として $N=7,8,9,10$ の時，それぞれ $1.26, 1.12, 1.10, 0.92\text{GHz}$ であった．しかしいずれのリターンロス値も -1.0dB 以上であり，入力インピーダンスの整合が取れない状態であった．これは地板の形状によるものであり，設置条件等によって改善できると考えられる．整合状態の改善については次節で示す．

また図 2.5，2.6 に $N=8$ における水平面内，垂直面内放射指向性を示す．放射指向性は水平面が無指向性を，垂直面が 8 の字を示している事が確認できる．これらの結果からモノポールアンテナの指向性と同様な特性が得られ，このアンテナがノーマルモードで動作している事が確認できた．

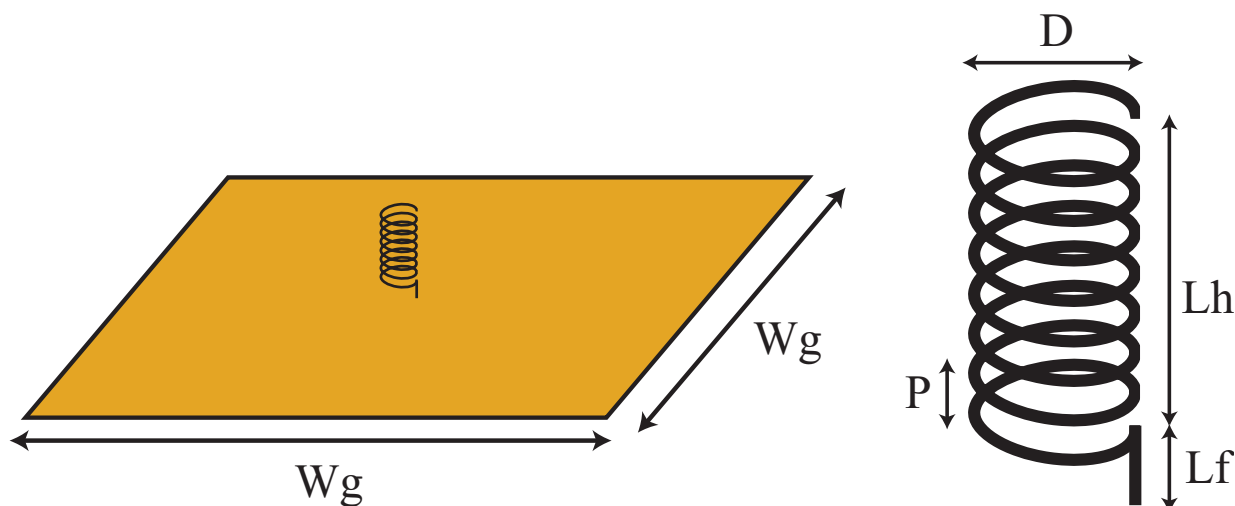


図 2.3：解析モデル ($D=4.0$ ， $L_h=12.0$ ， $L_f=3.0$ ， $W_g=50.0$ ，単位 = $[\text{mm}]$)

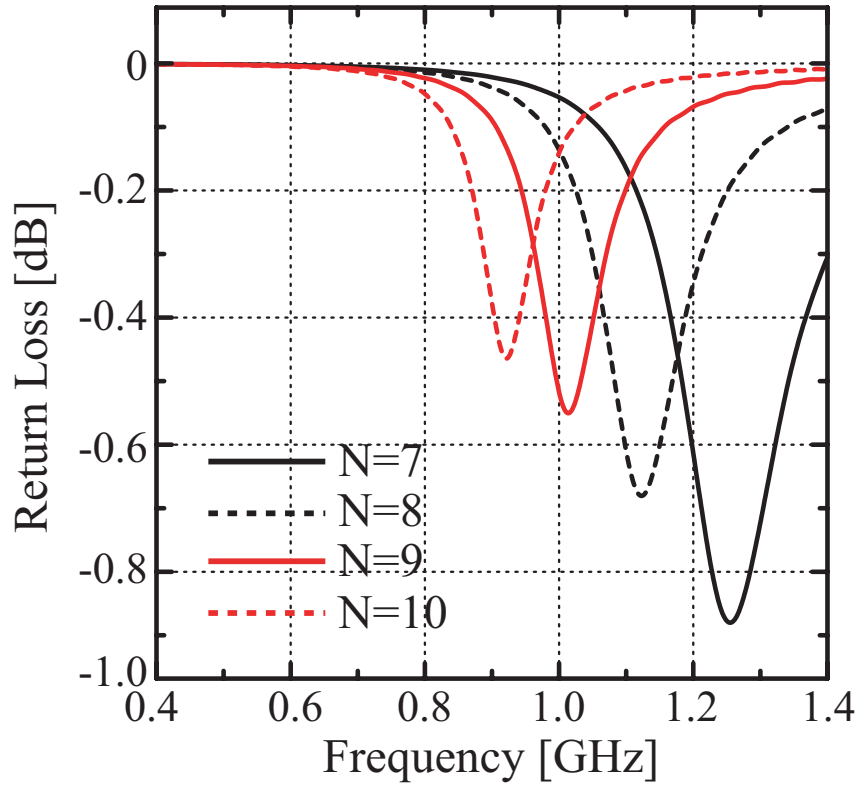


図 2.4 : $D=4.0\text{mm}$, $L_h=12.0\text{mm}$, $L_f=12.0\text{mm}$ で固定した場合の N によるリターンロス

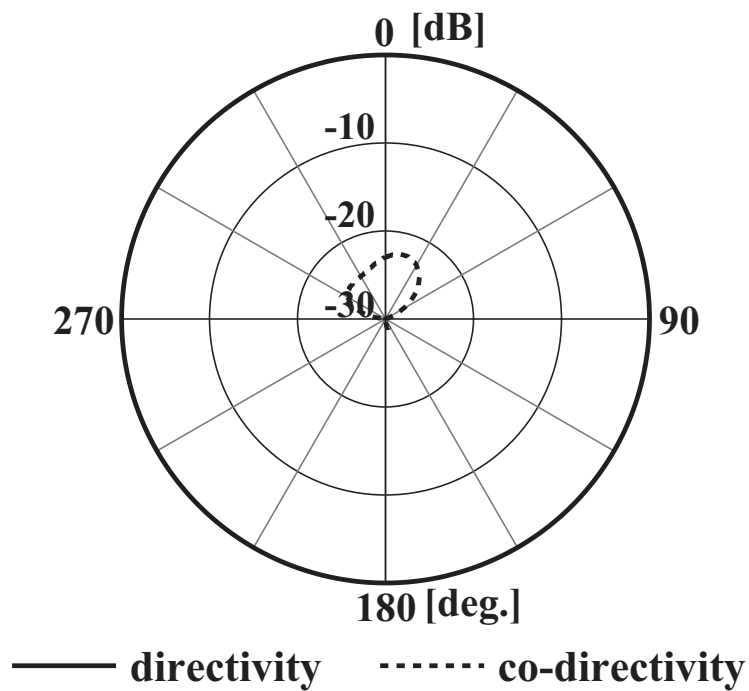


図 2.5 : $N=8$ の場合の水平面内放射指向性

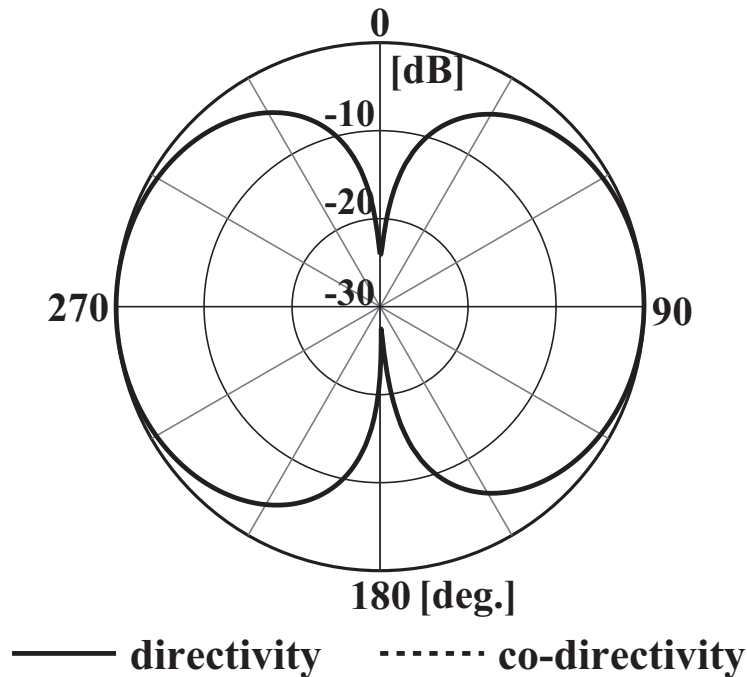


図 2.6 : N=8 の場合の垂直面内放射指向性

2.3 設置条件によるヘリカルアンテナの特性

前節では平面地板に設置した場合におけるノーマルモードヘリカルアンテナの基本特性を示したが、リターンロス特性は入力インピーダンスの整合がとれていない状態であった。本節では前節で解析を行ったヘリカルアンテナのモデルを用い、設置条件を携帯電話筐体を想定したものとして、その特性を平面地板のものと比較して解析および測定による検討を行う。

2.3.1 平面地板と筐体地板

図 2.7 に筐体地板に設置したヘリカルアンテナの解析モデルを示す。本節ではヘリカル径 $D=4\text{mm}$ 、ピッチ幅 $P=1.5\text{mm}$ 、巻き数 $N=8$ 、線径は 0.6mm とし、アンテナ形状を固定して解析を行った。筐体地板は一般的な筐体を想定した寸法のものとして想定、設計し、アンテナを地板の上面右端から 3mm の地点に設置している。平面地板については前節で用いた図 2.3 の一辺 50mm の正方形地板を採用した。

図 2.8 に筐体地板と平面地板のリターンロス特性を示す。共振周波数は筐体地板設置が 1.20GHz 、平面地板設置が 1.12GHz であった。この共振周波数の相違はアンテナを筐体地板に設置する事で地板に電流が流れ、地板の筐体を含めてモデル全体で共振が行われた為

であると考えられる．次にリターンロス値を見てみると，平面地板設置が -0.7dB であるのに対し，筐体地板設置では -20.4dB であり，平面地板に比べ十分に整合が取れている状態である事が分かる．

地板の共振が存在している事を確認するために地板の長さ H_g を変化させた解析も行い，図 2.9 に H_g を変化させた場合のリターンロス特性を示す． $H_g=150, 180$ についてそれぞれ約 800MHz ， 700MHz 付近にヘリカルアンテナの共振とは別の共振が存在している事が確認できる．この事により地板を含めた共振の様子を確認した．

図 2.10, 2.11 に ZX 面 (垂直面内)，YX 面 (水平面内) 放射指向性を示す．筐体地板にヘリカルアンテナを設置させた場合についても，放射指向性はモノポールアンテナと同様な指向性を示すが，垂直面内，水平面内共に，最大放射方向が地板の方向へ移動している事が確認できる．これは地板の影響が放射の様子にも及ぶ事を示している．図 2.12 に 1200MHz における電流分布を示す．地板に流れる電流の値はヘリカル部のもものと比べて小さいものの，地板の垂直面に関し上端が疎で中央が密，さらに下端が疎となるように電流が流れている．この電流分布の様子は周波数，波長に強く依存し，周波数が高くなれば疎と密の部分が增加し放射指向性は歪む．この電流分布の様子から放射指向性の変化が説明できた．

リターンロス特性，放射指向性，電流分布の様子から，地板の形状，設置位置等の設置環境がアンテナ特性に与える影響は大きく無視できない事が確認できる．携帯端末のような小型な筐体に設置するアンテナを検討する場合，そのアンテナがどのような環境条件のもとで設置されるかを考慮に入れ，モデル化を行う事が重要である事がわかった．

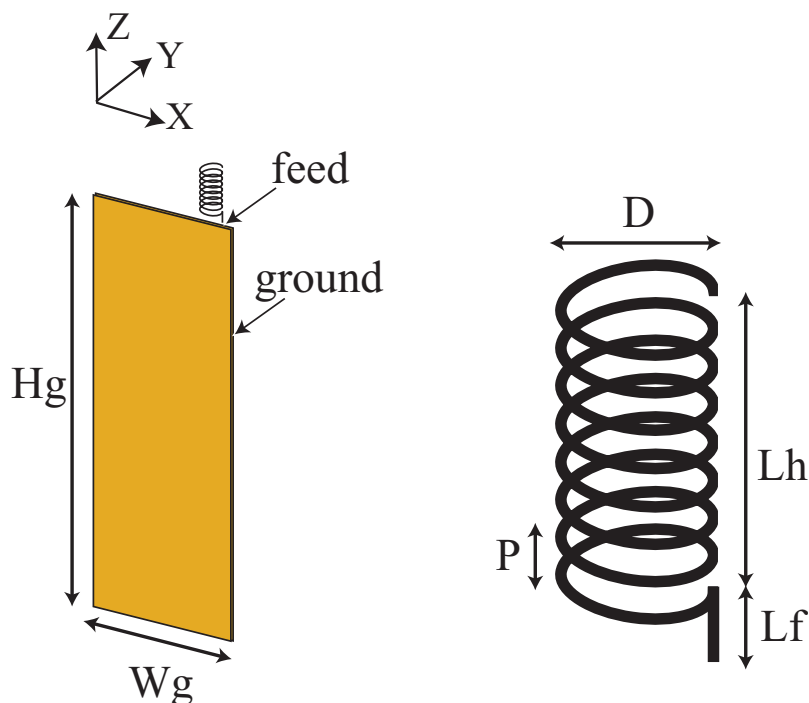


図 2.7：解析モデル ($H_g=120$ ， $W_g=38$ ， $D=4$ ， $P=1.5$ ， $L_h=12$ ， $L_f=3$ ，単位= $[\text{mm}]$)

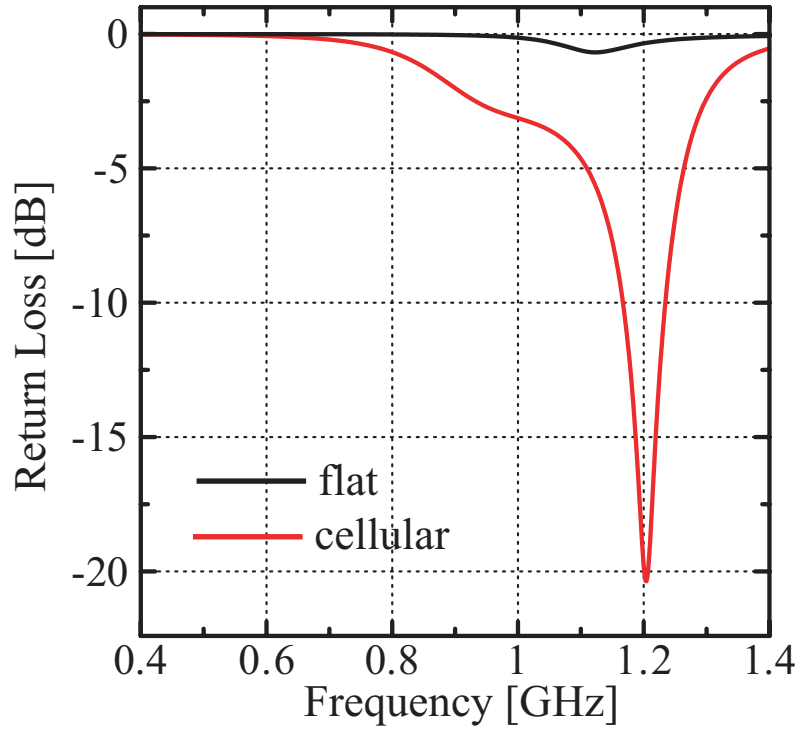


図 2.8 : 平面地板と筐体地板に設置したリターンロス特性

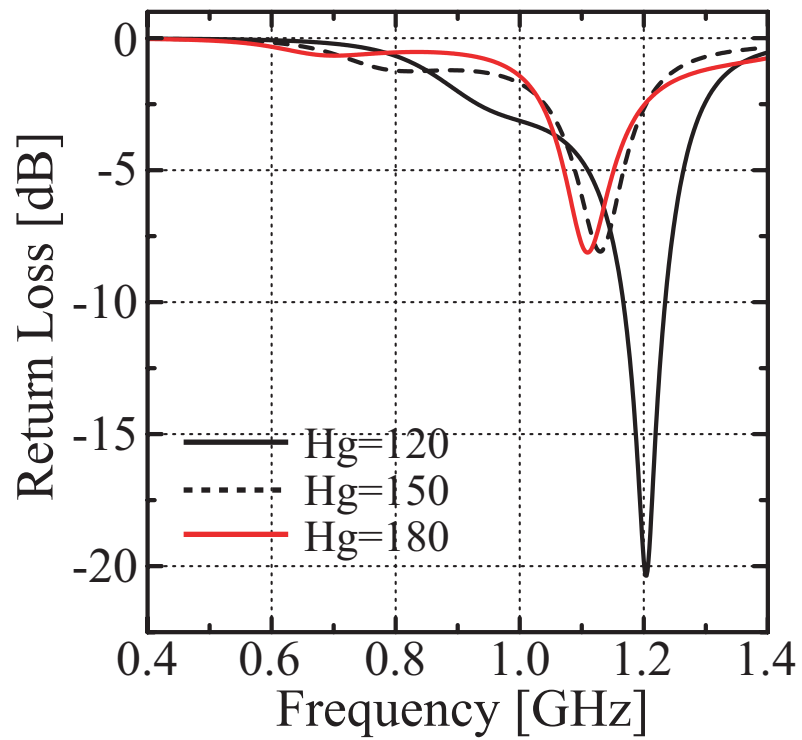
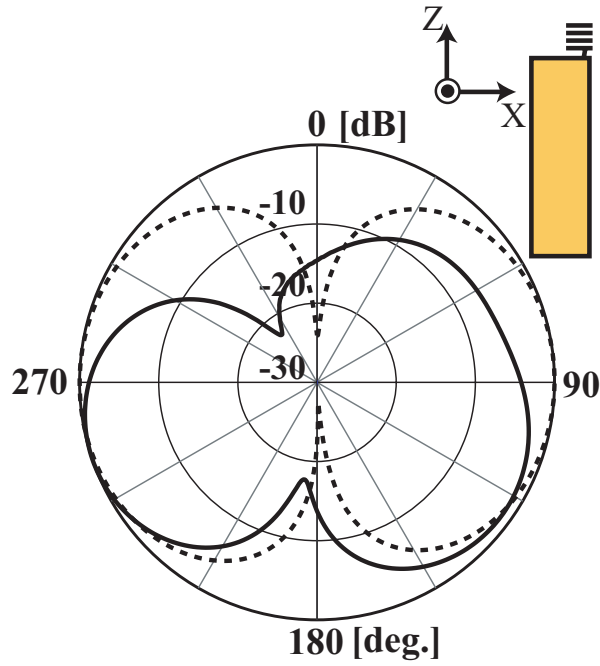
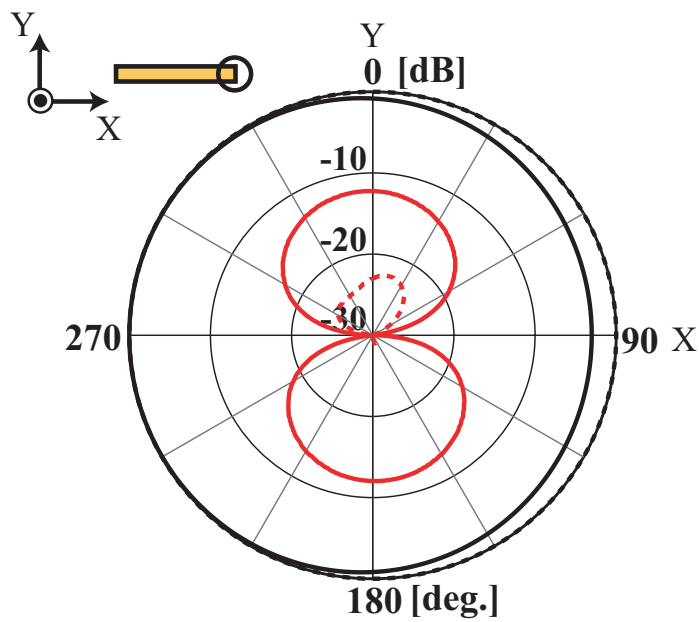


図 2.9 : H_g によるリターンロス特性



——— directivity(handset) ——— co-directivity(handset)
 - - - - - directivity(planar) - - - - - co-directivity(planar)

图 2.10 : ZX 面 (垂直面内) 放射指向性



——— directivity(handset) ——— co-directivity(handset)
 - - - - - directivity(planar) - - - - - co-directivity(planar)

图 2.11 : YX 面 (水平面内) 放射指向性

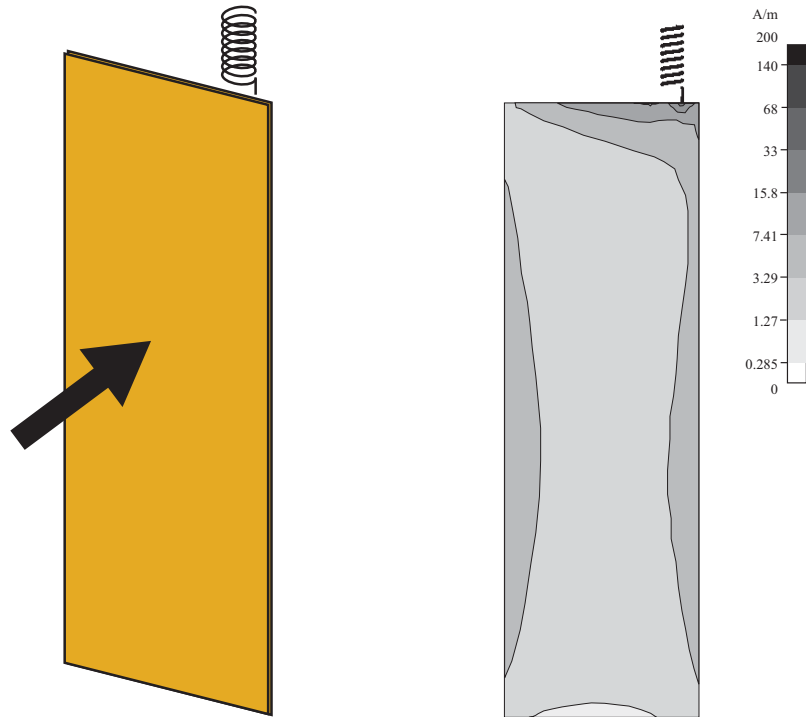


図 2.12： 筐体地板正面方向の電流分布

2.3.2 測定モデルによる解析結果の検証

設置環境によるノーマルモードヘリカルアンテナの特性の変化を測定によって検討した。図 2.13 に測定に用いたアンテナを示す。ヘリカルアンテナは構造は単純であるがコイル部分が螺旋構造を取っている為、その製作が困難である。よって本論文では既製のヘリカルアンテナを用いるものとする。用いたヘリカルアンテナのパラメータは、ヘリカル径 $D=3.5\text{mm}$ 、ピッチ幅 $P=1.25\text{mm}$ 、巻き数 $N=10.8$ 、線径 0.5mm 、ヘリカルアンテナと給電部間の直線導体の長さ 3.0mm である。

図 2.14, 2.15 に平面地板に設置した場合、筐体地板に設置した場合の測定モデルを示す。用いた地板の寸法は、平面地板が一辺 100mm 、筐体地板が縦 120mm 、横 38mm 、厚みがそれぞれ 1mm のものを用いた。設置方法は、平面地板の場合、地板中央に穴を設け地板下部から給電するモデルとなっている。一方、筐体地板への設置は測定モデルからも分かるように、給電ピンの設置に工夫を要した。本測定では通常の給電ピンを用い、給電ピンを地板に斜めに設置する事で、地板部分とアンテナ部分の軸を同一のものとして測定を行った。このモデルについては解析も行っており、解析のモデリングは前項で用いたモデルにヘリカル、地板のパラメータを測定モデルと一致させたものを用いている。

図 2.16 に測定モデルによるリターンロス特性を示す。共振周波数は筐体地板が測定、解析のそれぞれで 1.08GHz 、 1.13GHz であり、平面地板がそれぞれ 1.08GHz 、 1.97GHz とい

う結果が得られた．またリターンロス値でも測定では平面地板から筐体地板へ設置する事で -2.5dB から -9.0dB と整合状態の改善がみられる．解析値と測定値の相違の原因としては給電部のモデリング不足，リターンロス値が小さい事による測定誤差等が考えられる．これらの結果からヘリカルアンテナの設置環境のモデル化の必要性を測定からも示した．

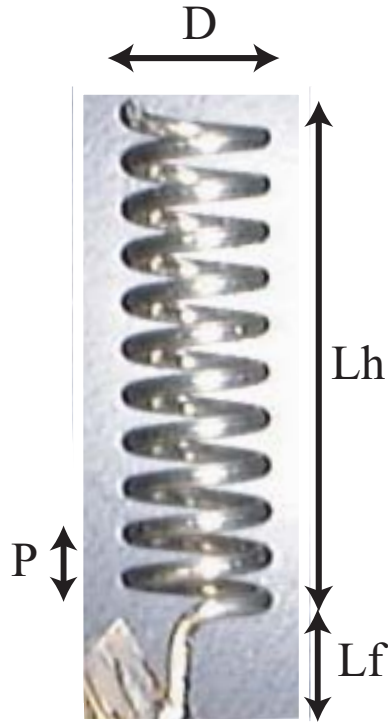


図 2.13 : 測定アンテナ ($D=3.5$, $P=1.25$, $L_h=13.5$, $L_f=3.0$, 単位= $[\text{mm}]$)

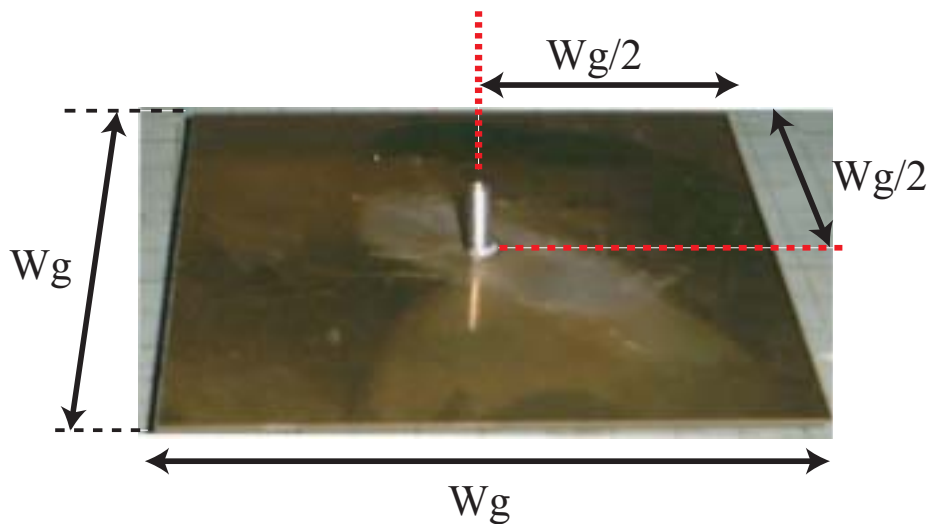


図 2.14 : 平面地板への設置モデル ($W_g=100$, 単位= $[\text{mm}]$)

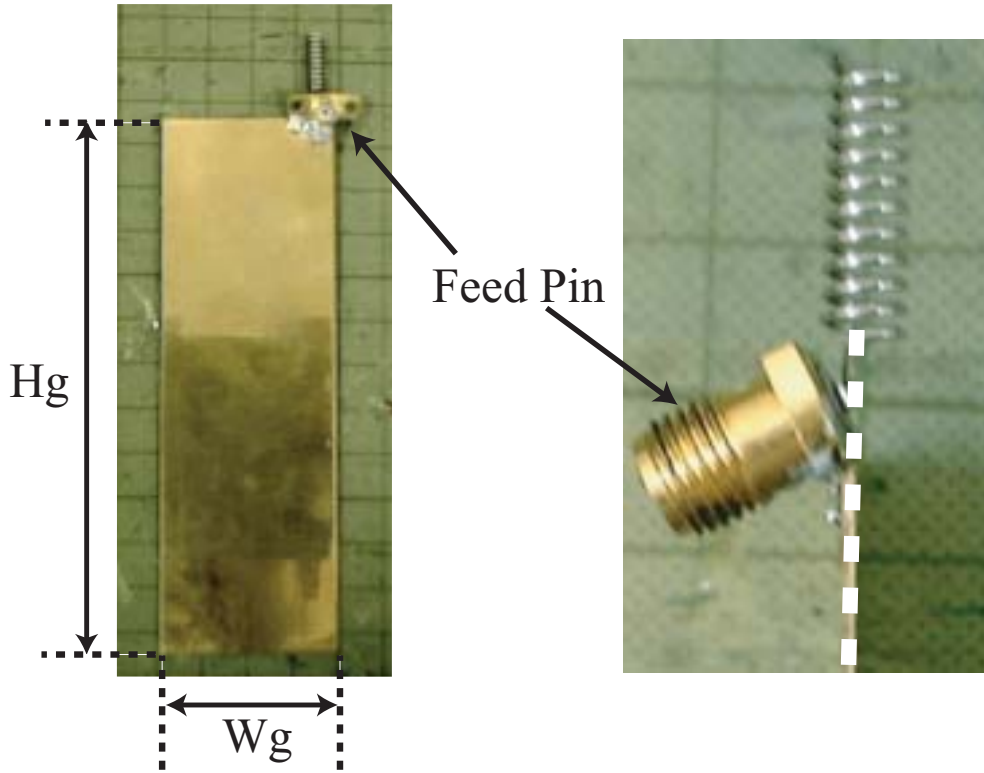


図 2.15 : 筐体地板への設置モデル ($H_g=120$, $W_g=38$, 単位=[mm])

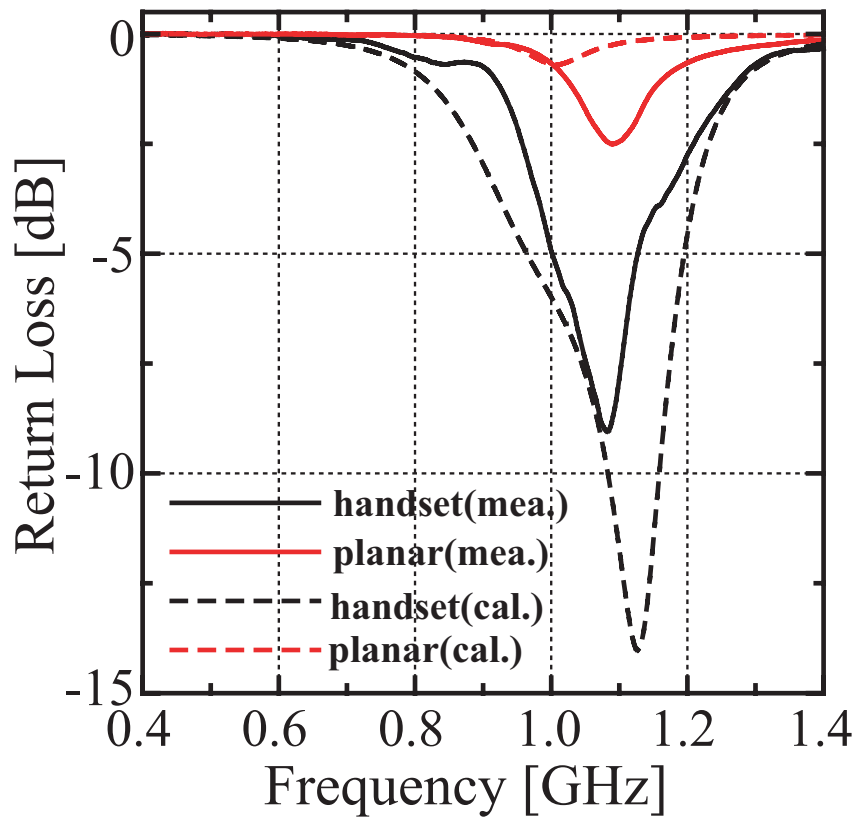


図 2.16 : 測定モデルによるリターンロス特性

第 3 章

直線素子付き小型ヘリカルアンテナの構成と実装

序論において、携帯端末用小型アンテナの構成、実装についての一例を述べた。本章では本論文で提案、検討を行う筐体へ実装したアンテナモデルを紹介する。その構造は直線状素子とヘリカルアンテナ素子との組み合わせにより構成されている。次に収納時、伸長時に分類して、ヘリカルアンテナと直線状素子の相互関係によるアンテナ特性の変化を基礎的に検討している。

3.1 筐体への小型アンテナの実装と構成

一般的な携帯電話端末で用いられるアンテナの一例として序論で説明したように、直線状アンテナとヘリカルアンテナを組み合わせた構成が挙げられる。アンテナ伸長時には主に直線状アンテナが、またアンテナ収納時には主にヘリカルアンテナが動作して基地局、端末間の送受信を行う構造となっている。このような構成の小型アンテナは収納時、伸長時では個別の検討を行う必要がある。またこのアンテナを携帯端末筐体端部に設置するという実装法である為、解析においても筐体の影響が無視できない。

本論文では直線状素子とヘリカルアンテナの組み合わせを採用し、小型アンテナを携帯端末筐体に設置するという実装法のもとで、その構成について収納時と伸長時に分類して基礎的な検討を行う。また本論文では収納時におけるヘリカルアンテナの小型化を議論の中心にし、検討を行っていくこととする。

図 3.1 に本論文で提案、検討を行うアンテナモデルを示す。ヘリカルアンテナの中心軸に直線状の素子を設ける構造となっており、収納時、伸長時に関わらず、ヘリカルアンテナ基部に給電を行う。この構成により給電部が簡易にする事が可能である。収納時には直線状素子を地板上部で接地させ、更に無給電とするため筐体内部へと伸びる棒状素子はア

アンテナ特性に対して影響が及ばない構造となっている．一方伸長時では直線状素子を地板との間にギャップが生じるように引き伸ばし，給電されているヘリカルアンテナとの相互関係により共振を発生させる構造とした．このようなアンテナモデルとした場合にアンテナ特性がどのように変化するのかを以降で検討する．

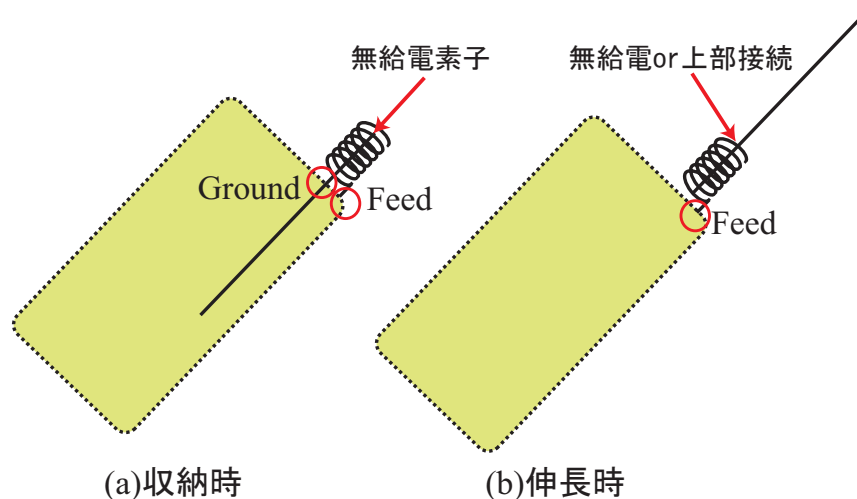


図 3.1：本論文で提案，検討を行うアンテナモデル

3.2 収納時におけるアンテナ特性

本節では，収納時の小型アンテナの構成として，ヘリカルアンテナのコイル中心軸に，地板と接地させた直線で棒状の無給電素子を付加させたモデルを提案し，筐体地板に設置した場合のアンテナ特性を検討する．この中心素子の設置によりアンテナの共振周波数をヘリカル単体のものより低域にできる事を示し，アンテナの小型化が可能である事を明らかにする．また測定によりその解析結果の妥当性を示す．

3.2.1 解析による検討

提案する直線素子付き ノーマルモードヘリカルアンテナのヘリカル部分のパラメータを変化させ特性の検討を行う．解析モデルを図 3.2 に示す．地板は，幅 $G_x=38\text{cm}$ ，長さ $G_y=120\text{cm}$ ，厚み $G_z=1\text{mm}$ の一般的な携帯端末筐体を想定した地板を用い，上面右端より 3mm の地点にヘリカルアンテナを設置，ギャップ給電によりアンテナ特性の解析を行った．直線素子はコイル部分の中心軸に沿うように設け，下端を筐体地板へ接地，また上端をコイル部終点の高さに位置するように長さを固定している．またコイル上端から円の中心へ直線無給電素子とのギャップが 0.5mm 空くように直線導体をヘリカルアンテナに接続させている．これは次節以降で検討する伸長時の際に中心直線素子と接続する為に設置し

た．解析パラメータとしてヘリカル径 D ，巻き数 N ，給電部とコイル部を繋ぐ直線導体の長さ L_f として解析を行った．

図 3.3 に $D=4.0$ ， $L_f=3.0$ ， $P=1.5$ で固定した場合の N によるリターンロス特性を示す．巻き数 N を増加するにつれて，共振周波数は低減するが，整合状態が劣化する事が分かる．周波数変動も大きく， $N=10$ での 770MHz から $N=7$ での 1060MHz まで約 300MHz の差がある事が分かった．

図 3.4 に $N=8$ ， $L_f=3.0$ ， $P=1.5$ で固定した場合の D によるリターンロス特性を示す．この結果からも D の増加により共振周波数が低減する事が分かる．

図 3.5 に $N=8$ ， $D=4.0$ ， $L_f=3.0$ で固定した場合の P によるリターンロス特性を示す．ピッチ幅 P の変化による周波数変動はほとんどみられず， P の変化による周波数の調整は難しい事が分かる．

リターンロス値が -10dB で帯域がとれたパラメータの例としては， $N=8$ ， $D=4.0$ ， $P=1.5$ ， $L_f=3.0$ で固定した場合であった．共振周波数は直線無給電素子がある場合が 950MHz ，無い場合，つまりヘリカルアンテナ単体の場合が 1205MHz であった．

以上の結果から収納状態でヘリカルアンテナを動作させる場合，ヘリカルアンテナのパラメータによる共振周波数の調整にはヘリカル径 D ，巻き数 N の調整が有効である事を確認した．また提案したモデルのように直線素子をヘリカル部上部の位置まで収納し，地板上部でこの直線状素子を接地する事でコイル部分が同じパラメータであっても，共振周波数を低減できる事が確認できる事が分かった．

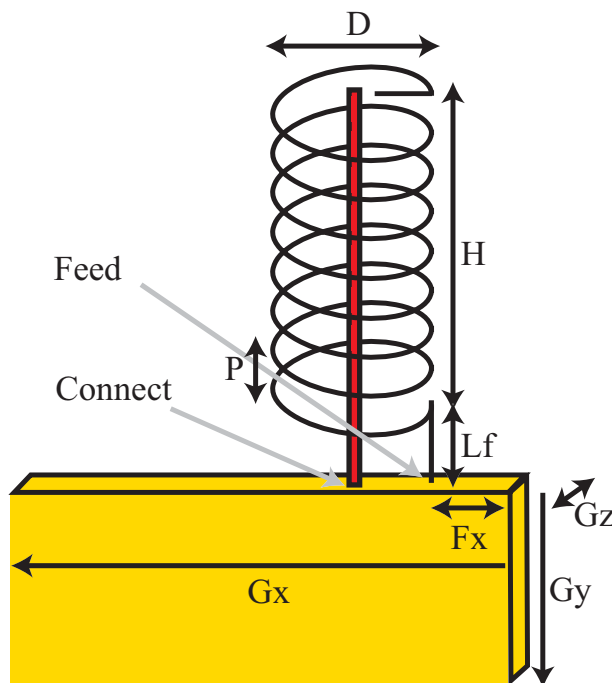


図 3.2 : 解析モデル ($H=12.0$ ， $F_x=3.0$ ， $G_x=38.0$ ， $G_y=120.0$ ， $G_z=1.0$ ，単位= $[\text{mm}]$)

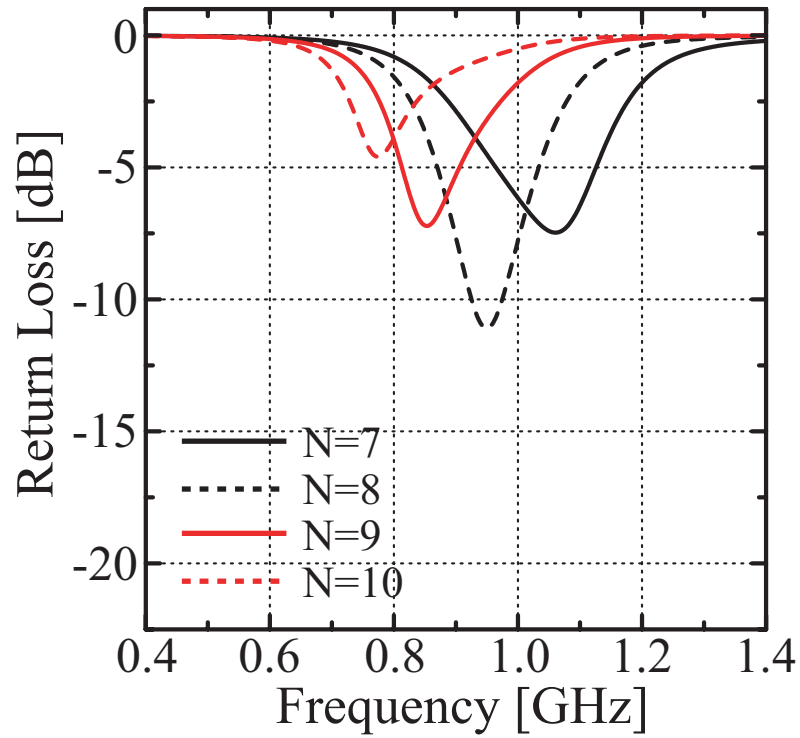


図 3.3 : $D=4.0$, $L_f=3.0$, $P=1.25$ で固定した場合の N によるリターンロス特性

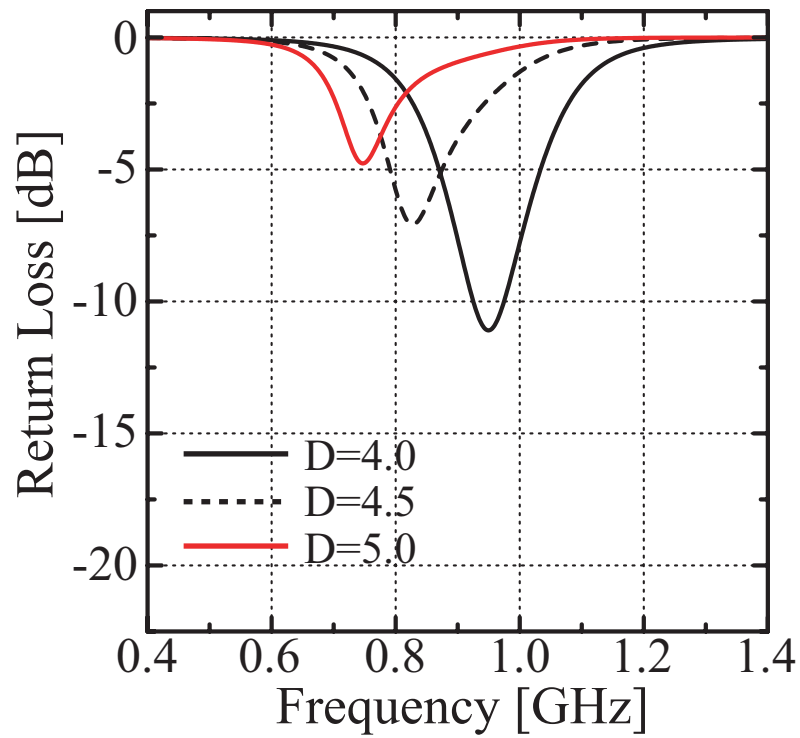


図 3.4 : $N=8$, $L_f=3.0$, $P=1.25$ で固定した場合の D によるリターンロス特性

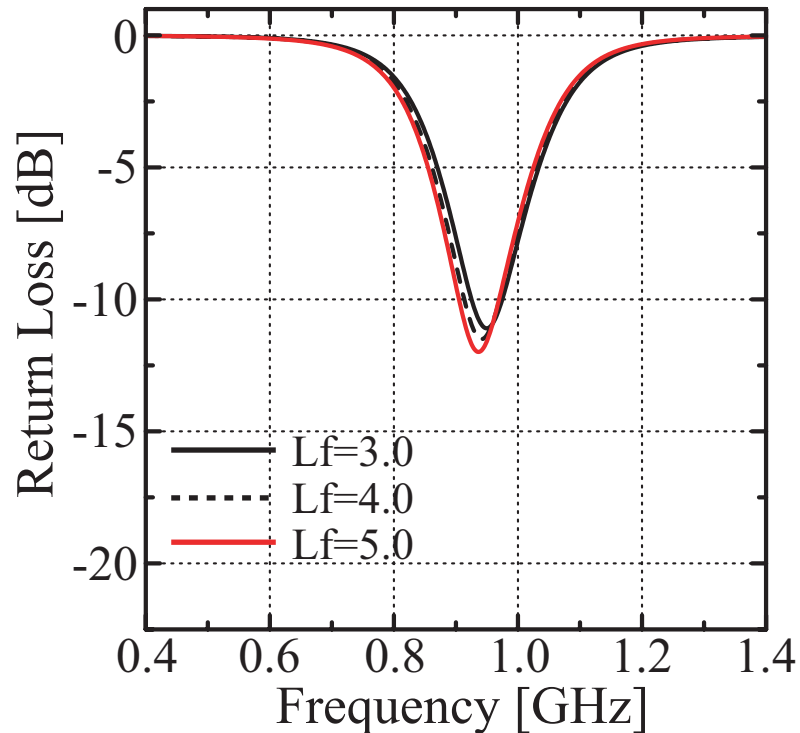


図 3.5 : $N=8$, $D=4.0$, $P=1.25$ で固定した場合の L_f によるリターンロス特性

次に中心素子の影響によるアンテナの低周波動作について検討を行う．解析モデルを図 3.6 に示す．地板の大きさはヘリカルパラメータの検討を行った場合と同じ，図 3.2 で示されるものとし，ヘリカルパラメータはリターンロス値が -10dB を確保できたもので固定している．解析パラメータを中心素子の長さ H_c として解析を行った．

図 3.7 に H_c によるリターンロス特性を示す． $H_c=3$ ，つまり中心素子が螺旋部に入る前までは特性に変化は見られないが， $H_c=7, 11$ と螺旋部に重複するにつれて $1190, 1100\text{MHz}$ と共振周波数が低域に移動していく様子が確認できる．この変化により中心素子の突出部分によりヘリカルアンテナ単体よりもアンテナの低周波動作が可能である事が明らかになった．

中心素子の地板への接地についての検討も行った．解析モデルは図 3.8 に示すようにヘリカルアンテナ単体，中心素子下端を地板から離し接地していないもの，中心素子下端を地板へ接地したものの 3 つのモデルである．

図 3.9 に 3 つのモデルのリターンロス特性を示す．モデル A, B, C における共振周波数はそれぞれ $1205, 1127, 950\text{MHz}$ であった．中心素子を接地しないモデルにおいてもヘリカル単体より低周波動作がおき，接地させる事でヘリカル単体と比較して約 21 % の周波数の低減を実現した．これらの結果により中心素子をヘリカル内部に突出させ，さらに地板に接地させるといったアンテナ構成が有用である事が明らかになった．

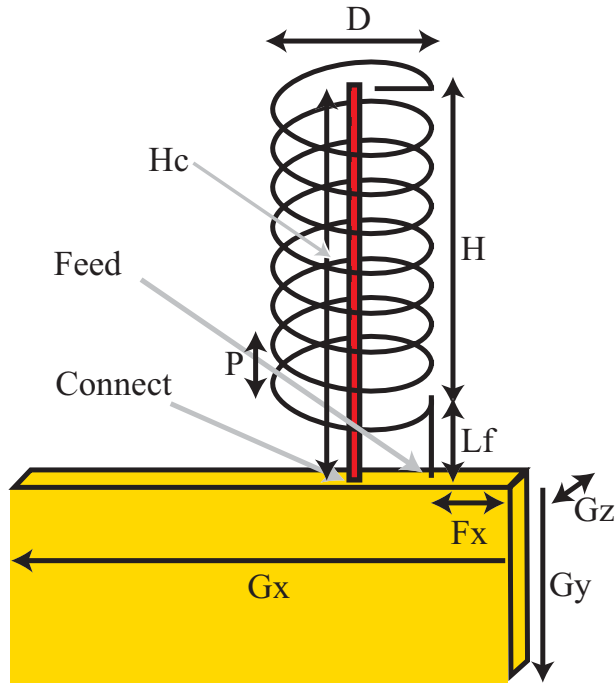


図 3.6 : 解析モデル($D=4.0$, $P=1.5$, $H=12.0$, $L_f=3.0$, $F_x=3.0$, $G_x=38.0$, $G_y=120.0$, $G_z=1.0$, 単位=[mm])

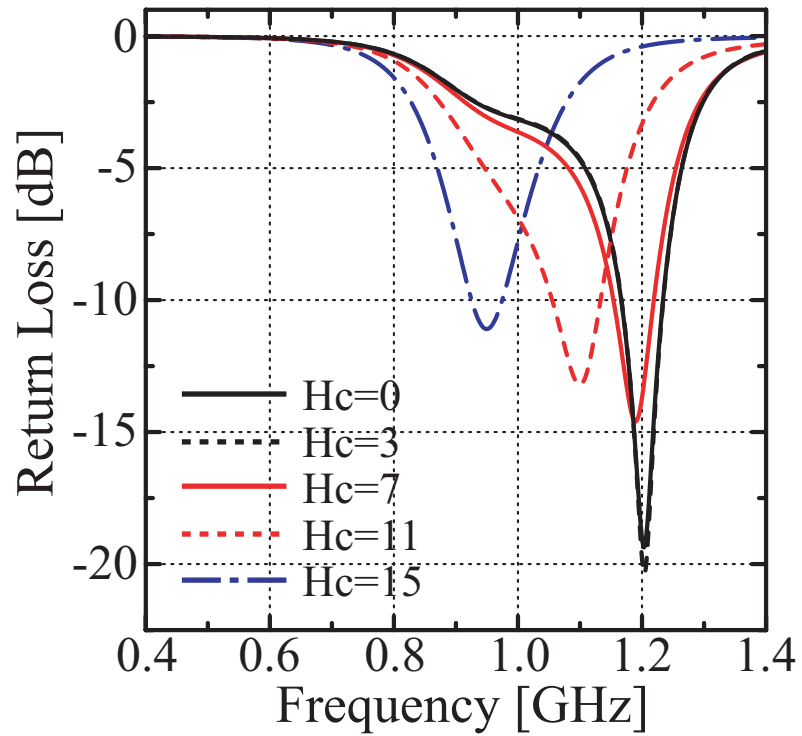


図 3.7 : H_c によるリターンロス特性

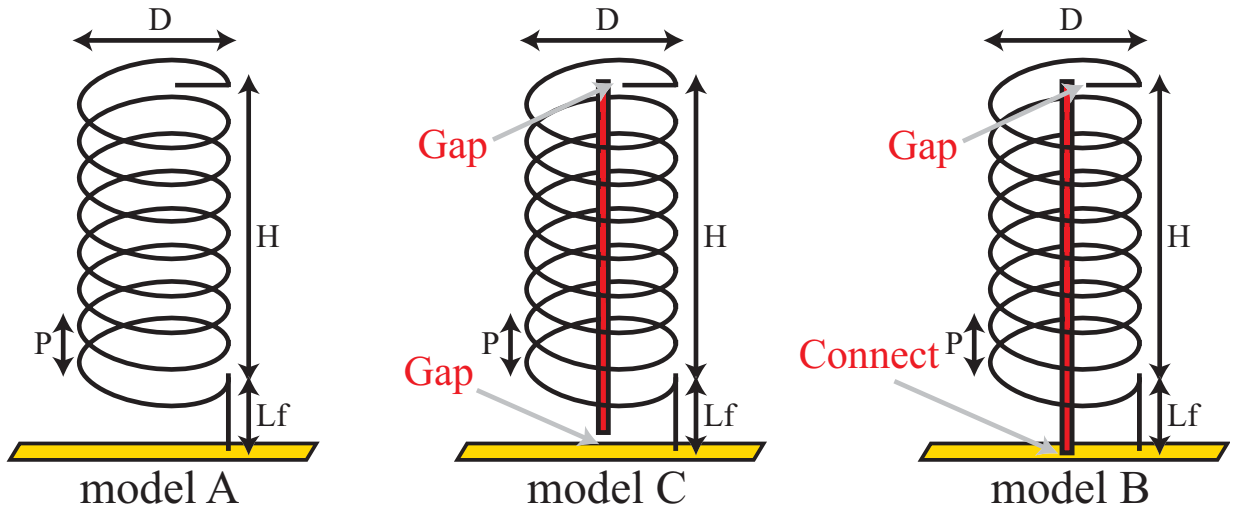


図 3.8 : 中心素子の接地を検討する解析モデル

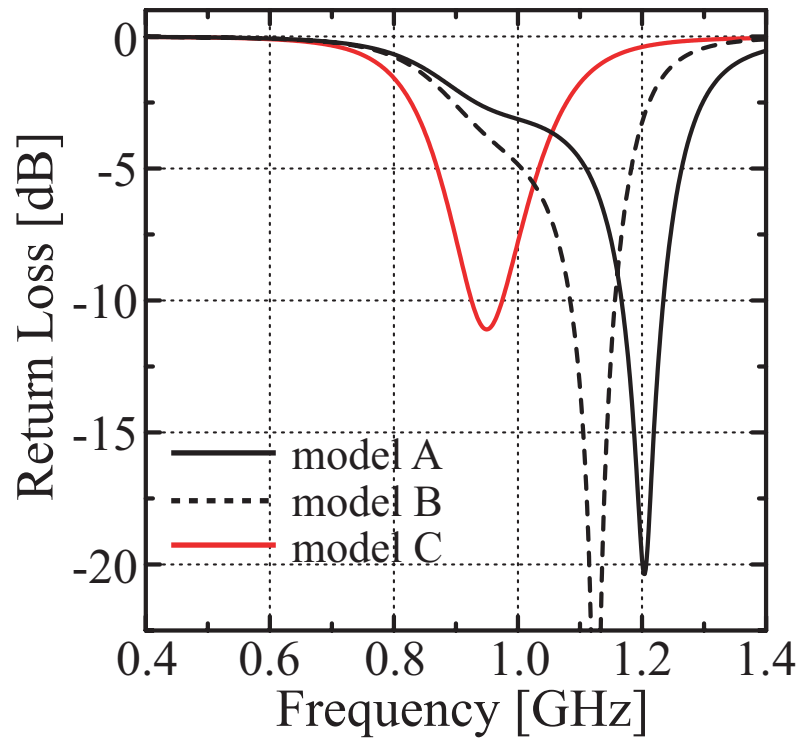


図 3.9 : 3つのモデルによるリターンロス特性

3.2.2 測定モデルによる解析結果の検証

前項で用いた解析モデルを用いて、測定を行い解析結果の妥当性を検討する。

図 3.10 に測定で用いたアンテナモデルを示す。ヘリカルアンテナ素子は図 2.13 に示すものを用いた。地板とアンテナの設置位置については図 2.15 に示したものと同様な環境で測定を行った。中心導体は地板に半田によって接地させている。

図 3.11 に測定モデルによるリターンロス特性を示す。ヘリカル単体に関して、共振周波数は解析値が 1120MHz、測定値が 1080MHz であった。収納時に関しては、共振周波数が解析が 853MHz、測定が 839MHz となり良く一致した結果が得られた。リターンロス値の相違点等もあるが、給電部分の製作部分を考慮すると解析結果と良く一致した結果であると考えられる。これらの結果から解析結果の妥当性が示されたと共に、ヘリカルアンテナに地板に接地させた中心素子を装荷する事で低域で共振させる事ができる事が実証できた。

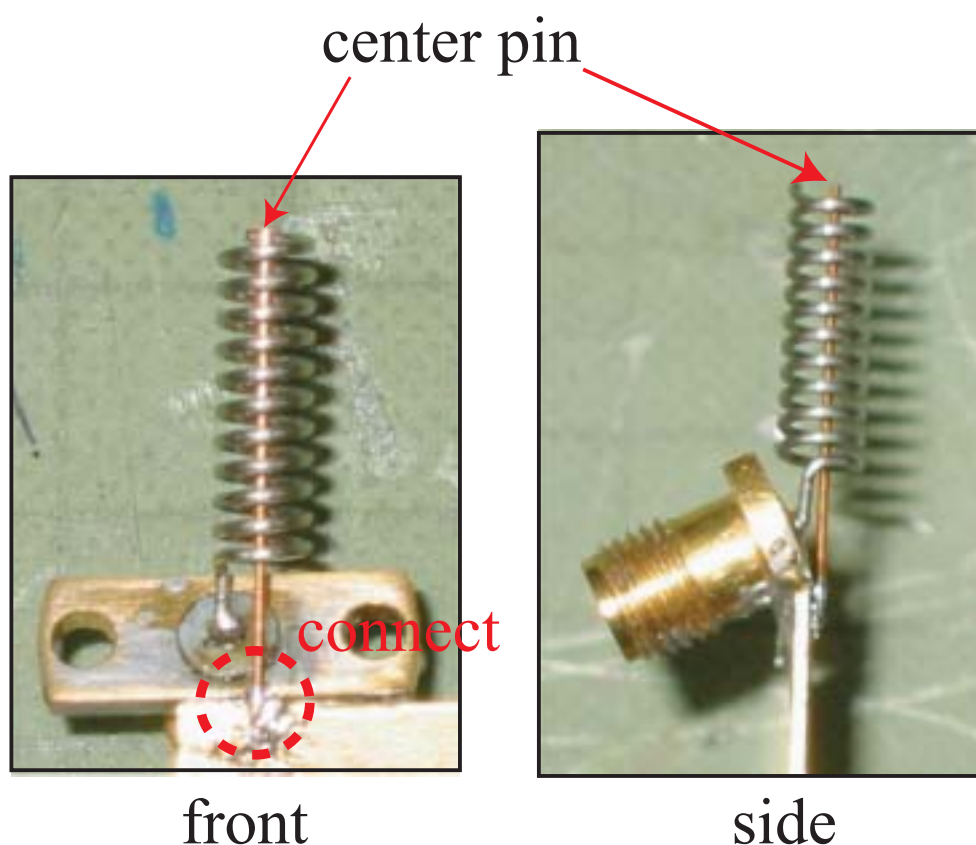


図 3.10 : 測定で用いたアンテナモデル

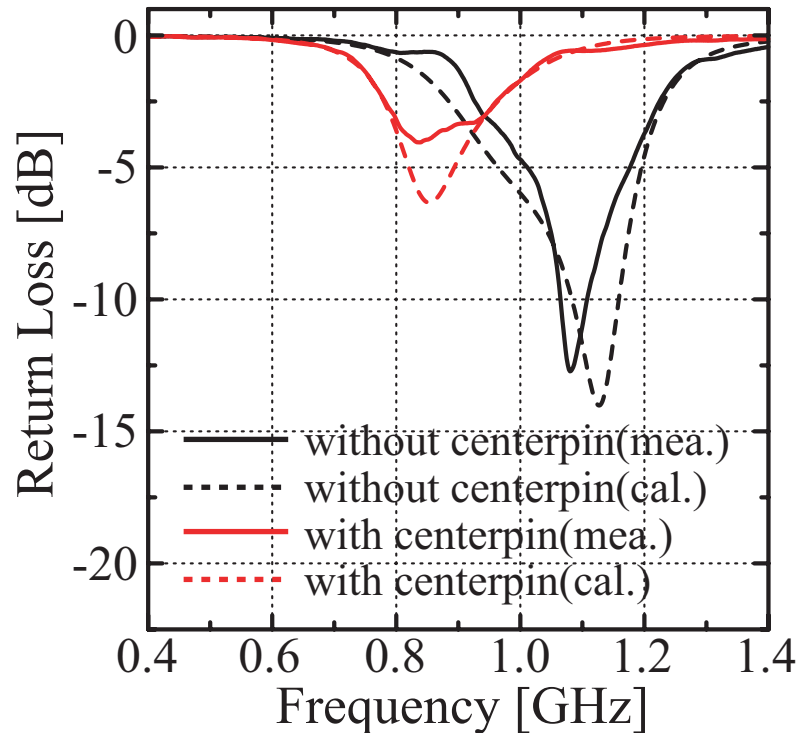


図 3.11 : 測定モデルによるリターンロス特性

3.3 直線中心素子が接続されたモデル

本節及び、次節では前節で検討を行った中心素子付きヘリカルアンテナの中心素子部分を伸長した形状として、中心素子下端を地板に接続せず、ヘリカル部分まで引き上げる構造のアンテナの基礎的な検討を行う。本節では伸長時に直線中心素子がヘリカルアンテナと接続された場合についての検討を行う。

3.3.1 解析による検討

接続型のアンテナの解析モデルを図 3.12 に示す。本解析モデルにおいてもアンテナの実装部分でのアンテナ特性の影響を考慮する為に、横幅 38mm、長さ 120mm、厚み 1mm の携帯端末筐体を想定した地板の上部右端から 3mm の位置にアンテナを設置する。ヘリカルアンテナ部分のパラメータは前節で示した、 $N=8$ 、 $P=1.5$ 、 $D=4.0$ 、 $L_f=3.0$ のパラメータを持ち、収納時に帯域が確保できる形状のものを使用している。中心直線状素子は下端をヘリカルアンテナ上部に接続する形状としている。解析パラメータはヘリカル上部への中心素子の長さ H である。

図 3.13、3.14 に中心素子の長さ H によるリターンロス特性を示す。図 3.13 より、 $H=0$

がヘリカルアンテナ単体である事からヘリカルアンテナ単体の共振周波数を基本として中心素子の接続により低域に移動していくと考えられる．また共振周波数の移動は，例を挙げると $H=40$ の場合，723MHz となり一波長が 250mm (1205MHz) で共振するヘリカルアンテナ単体の共振周波数に中心素子長の 4 倍を加えた場合の共振周波数とほぼ一致する．この事により上部ヘリカルアンテナ上部に接続させる形状は中心素子長により $\lambda/4$ を追加した様子で共振周波数を調整できる事が分かる．図 3.14 では以上の事をもとに収納時の部分で共振周波数が発生すると考えられる素子長付近で解析を行ったものである．リターンロス値が-10dB に達しない結果ではあるが，帯域が広がっているような様子が確認できる．これは前述したヘリカルアンテナと中心素子による周波数低減の効果と地板の共振が複合されているものと考えられる．

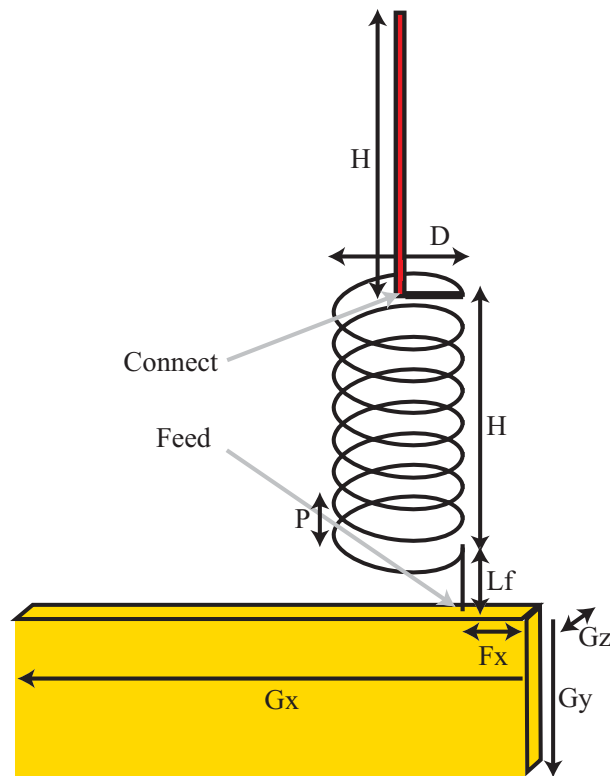


図 3.12 : 接続型における解析モデル 1 ($D=4.0$, $P=1.5$, $H=12.0$, $Lf=3.0$, $Fx=3.0$, $Gx=38.0$, $Gy=120.0$, $Gz=1.0$, 単位=[mm])

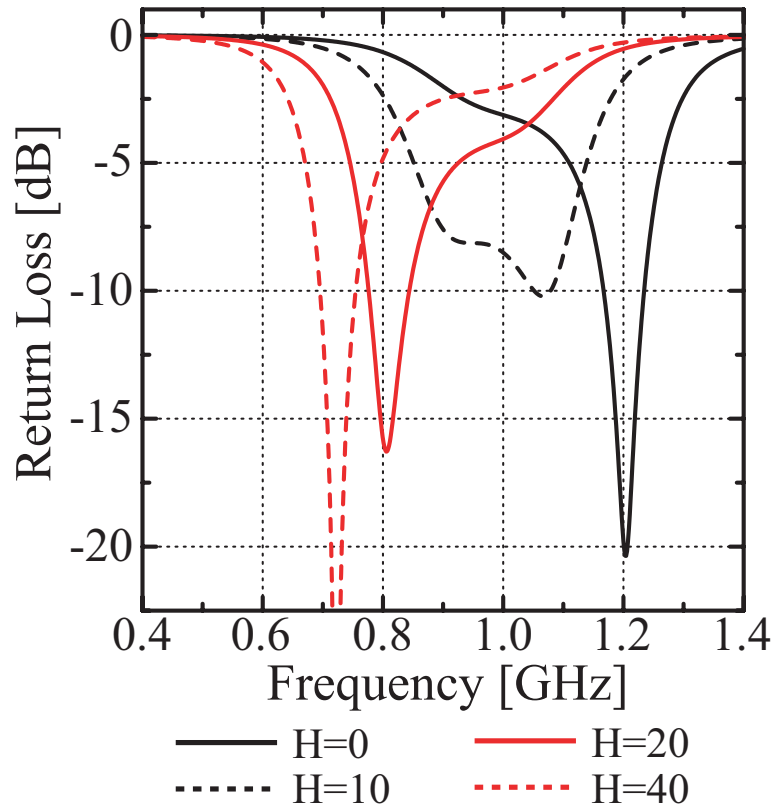


図 3.13 : 中心素子の長さ H によるリターンロス特性 ($H=0-40$)

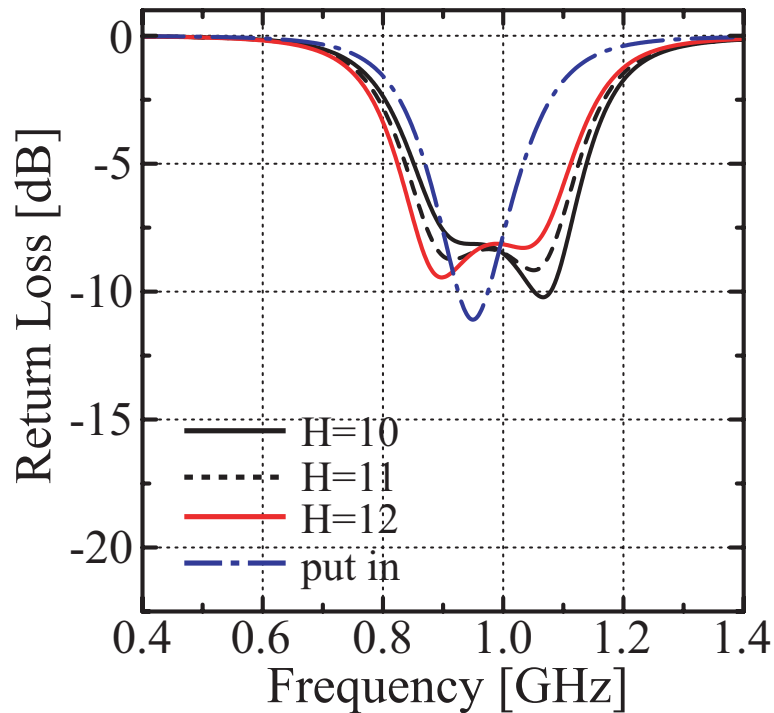


図 3.14 : 中心素子の長さ H によるリターンロス特性 ($H=10-12$)

さらに中心素子とヘリカルアンテナ上端部を接続した状態で、中心素子下端と地板とのギャップが 0.5mm の間隔である場合についての検討を行う。

解析モデルを図 3.15 に示す。本モデルでは中心素子がヘリカル上端で接続され、下端が地板と 0.5mm のギャップが設けられている構造である。またヘリカル部分、地板のパラメータは先程のモデルと同値として解析を行った。解析パラメータはヘリカル上端の接続部分から中心素子上端までの長さ H である。

図 3.16 に中心素子の長さ H によるリターンロス特性を示す。 $H=0, 20, 40$ において共振周波数はそれぞれ 897MHz, 729MHz, 620MHz と低域へ移動しているのが確認できる。中心素子の下端をヘリカル上部へ接続した場合との相違点として、 $H=0$ で収納時の共振より低周波で動作している事、ヘリカルアンテナと地板を含めたそれぞれの共振が存在しない事が挙げられ、これらの結果から中心素子とヘリカル部分が相互に関係していると考えられる。また周波数の低減は前述のモデルと同じくおよそ $\lambda/4$ で追加されていく事が確認できた。

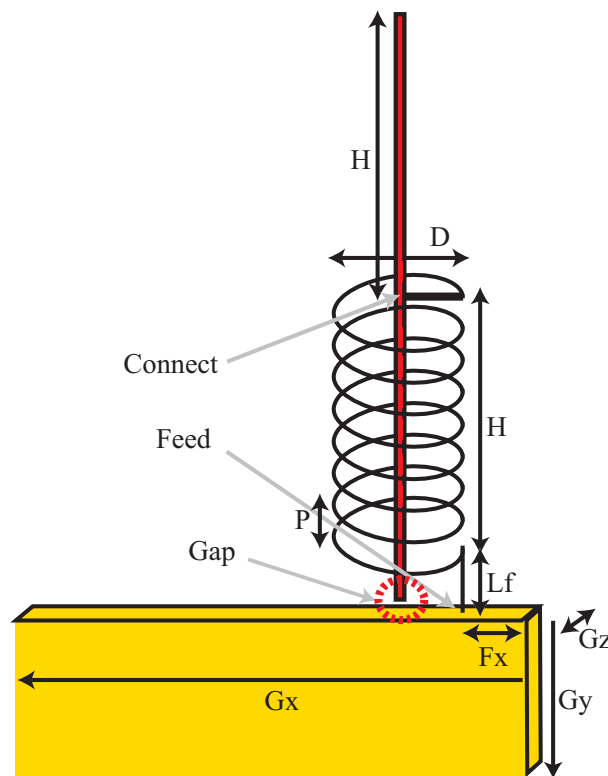


図 3.15：接続型における解析モデル 2 ($D=4.0, P=1.5, H=12.0, Lf=3.0, Fx=3.0, Gx=38.0, Gy=120.0, Gz=1.0$, 単位=[mm])

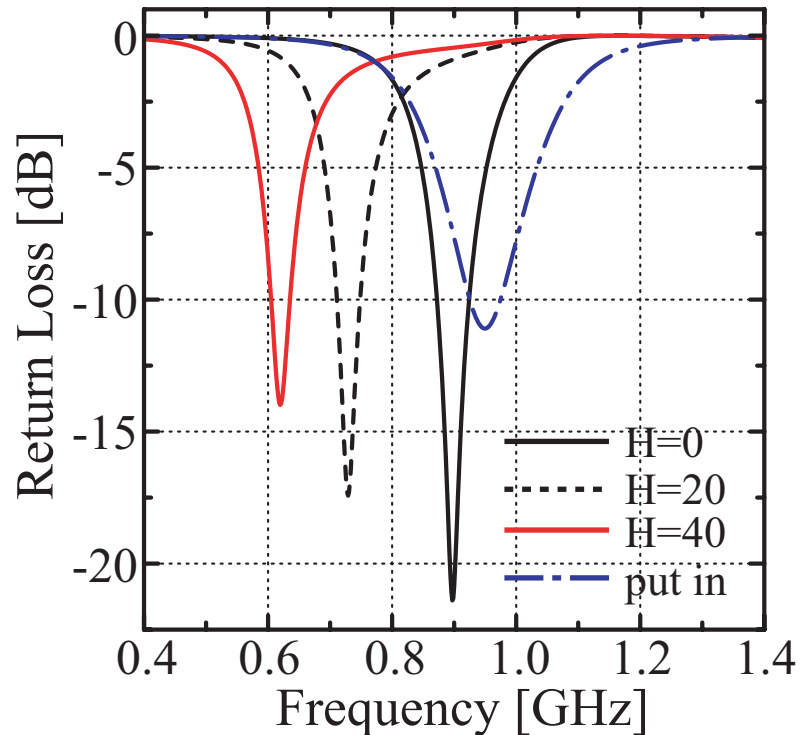


図 3.16 : 中心素子の長さ H によるリターンロス特性

3.3.2 測定モデルによる解析結果の検証

前項で用いた解析モデルを用いて，測定を行い解析結果の妥当性を検討する．

図 3.17 に測定で用いたアンテナモデルを示す．アンテナ素子は図 2.13 に示すアンテナ素子を用いた．なお伸長時における直線中心素子は図 3.15 の解析モデルのように，素子下端と地板の間に 0.5mm のギャップを空け，ヘリカル上端と接続したものとした．測定パラメータは中心素子の長さ H である．

図 3.18 に測定モデルによるリターンロス特性を示す．H=0 の時 770MHz となりヘリカルアンテナのパラメータは違うが，収納時より低周波で動作する結果が得られた．同様に H=20，H=40 と素子長を増加すると低域へ移動し，前項での解析結果（図 3.16）の傾向と非常に良く一致した結果が得られた．これら測定結果から解析結果の妥当性が示す事ができた．

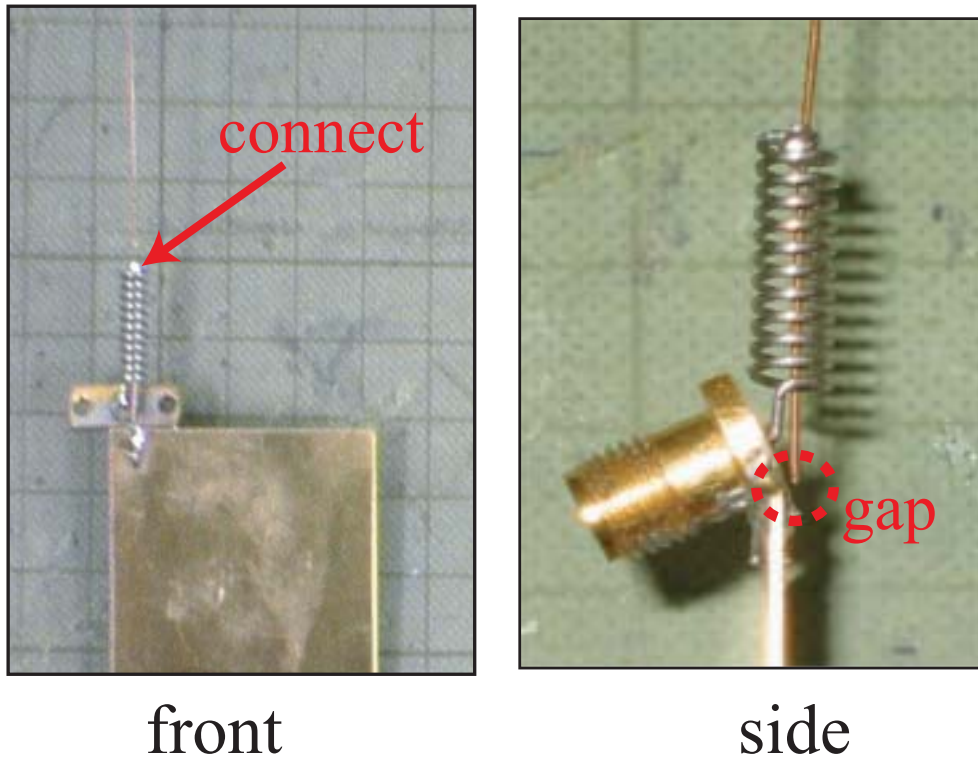


図 3.17 : 測定で用いたアンテナモデル

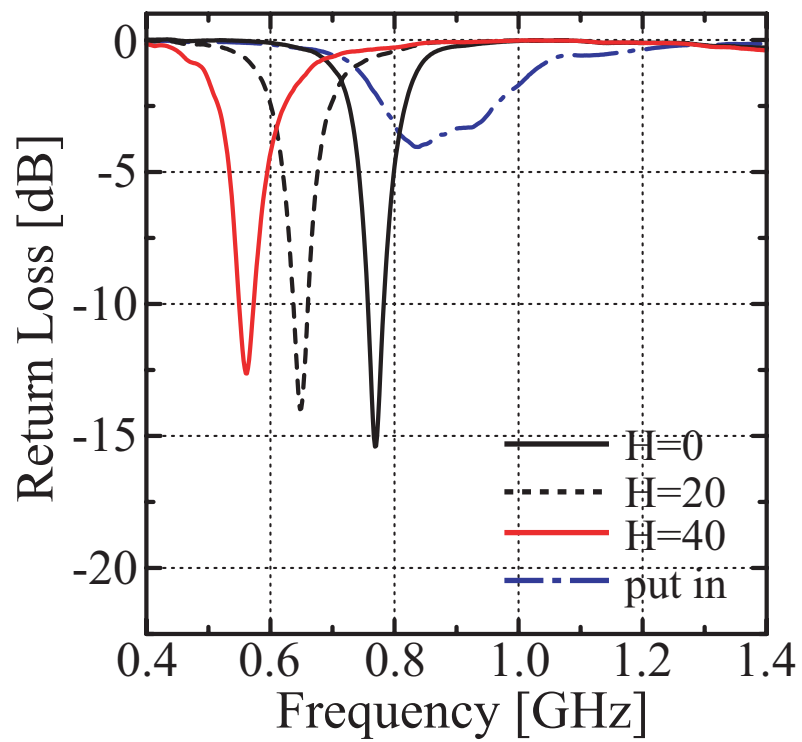


図 3.18 : 測定モデルによるリターンロス特性

3.4 直線中心素子を接続しないモデル

本節では伸長時に直線中心素子がヘリカルアンテナと接続されていない場合についての検討を行う。

伸長時に中心素子をヘリカルアンテナ上端部で接続しない形状でアンテナ特性がどのように変化するか検討を行う。無接続型のアンテナの解析モデルを図 3.19 に示す。接続型のものとの相違点はヘリカル上端部で接続しないモデルである事である。つまり中心素子は無給電素子として空間に設置されている事になる。ヘリカルアンテナのパラメータ、地板の寸法は同値としている。またヘリカル上部と中心素子とのギャップは 0.5mm としている。解析パラメータはヘリカル上端の接続部分から中心素子上端までの長さ H である。

図 3.20, 3.21 に中心素子の長さ H によるリターンロス特性を示す。図 3.20 の結果より $H=20, 40, 60$ では共振周波数にほとんど影響がない事が分かる。これはヘリカル内部に素子が無く、上部も無接続となっている為と考えられる。また図 3.21 では周波数域を広げ、 H をさらに増加した場合の特性を検討する。この結果から $H=80$ において 1700MHz 付近に共振が現れてくる事が確認できる。無給電素子が $\lambda/2$ 共振でヘリカルアンテナより励振されたものと考えられる。 $H=100, H=120$ においてそれぞれ約 1400, 1300MHz と $\lambda/2$ 共振が低域に移動し、リターンロス値も大きくなっていく事が確認できた。これらの結果によりヘリカルアンテナに給電した状態で、ヘリカル近傍に無給電素子を配置する事で $\lambda/2$ 共振を励振させる事が可能である事が分かった。

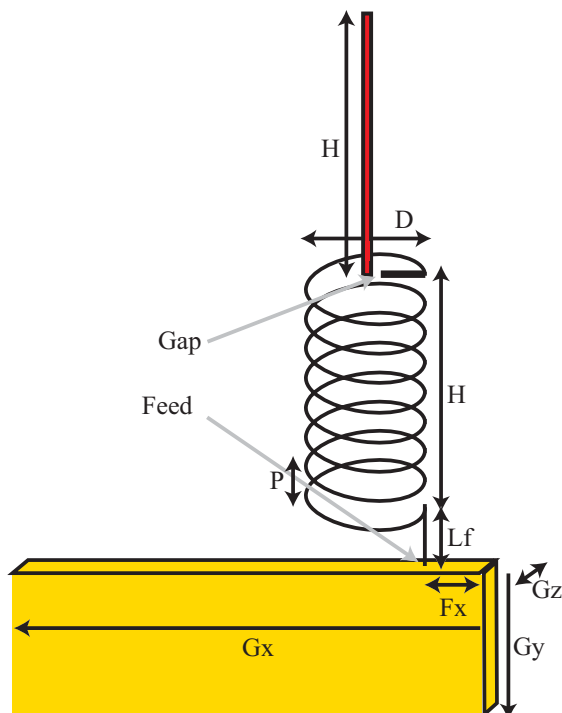


図 3.19：無接続型における解析モデル 1 ($D=4.0, P=1.5, H=12.0, Lf=3.0, Fx=3.0, Gx=38.0, Gy=120.0, Gz=1.0, \text{ギャップ}=0.5, \text{単位}=[\text{mm}]$)

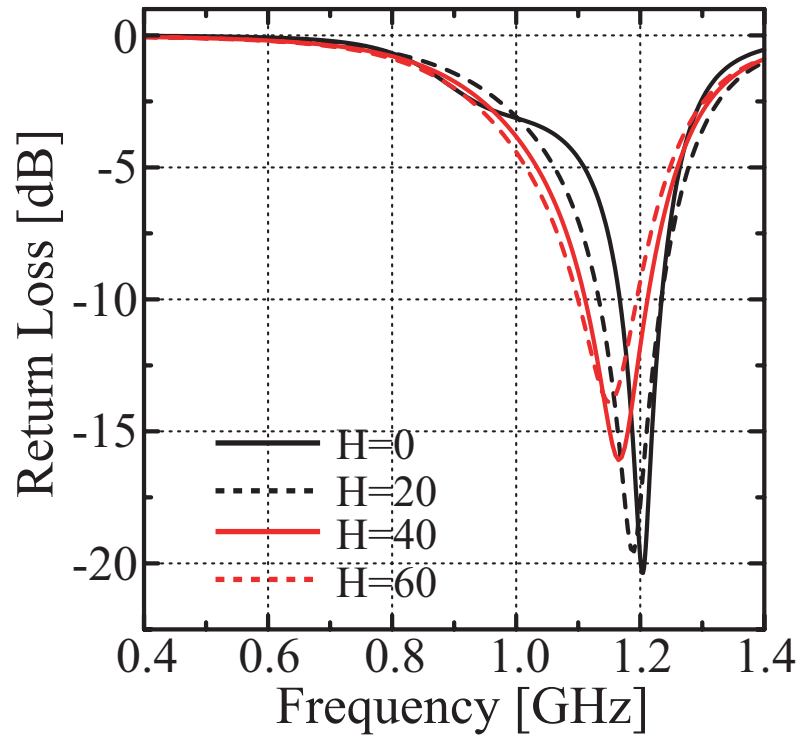


図 3.20 : 中心素子の長さ H によるリターンロス特性 ($H=20-40$)

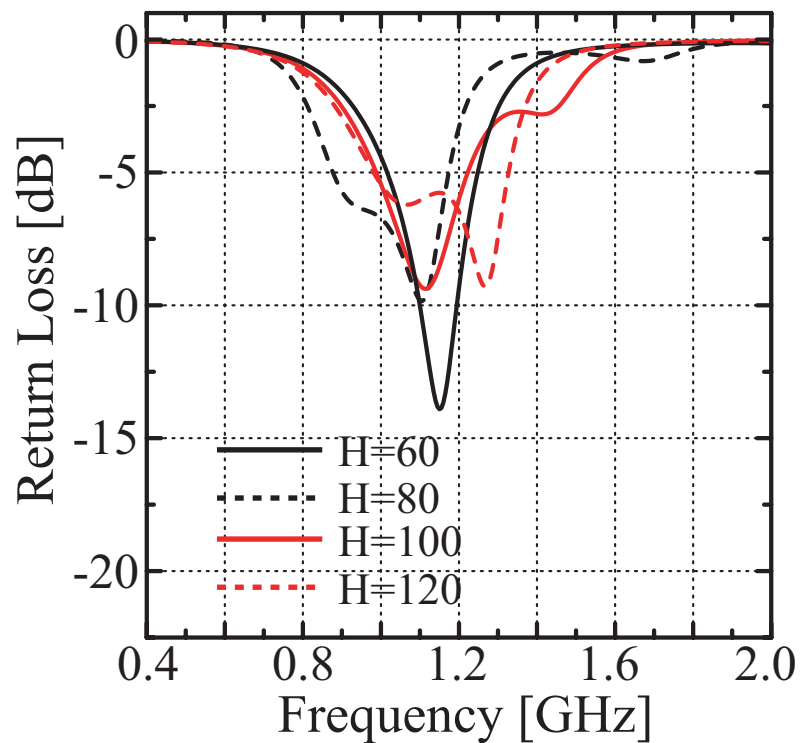


図 3.21 : 中心素子の長さ H によるリターンロス特性 ($H=60-80$)

次に前節と同様に無給電素子を地板近傍に配置した場合について検討を行う．解析モデルを図 3.22 に示す．本モデルでは中心素子がヘリカル上端で接続され，下端が地板と 0.5mm

のギャップが設けられている構造である。またヘリカル部分，地板のパラメータは先程のモデルと同値として解析を行った。解析パラメータはヘリカル上端の接続部分から中心素子上端までの長さ H である。

図 3.23, 3.24 に中心素子の長さ H によるリターンロス特性を示す。図 3.23 において $H=20, 40$ と変化させた場合，ヘリカル単体の共振は存在し，地板を含めた共振が顕著に変化する傾向が得られた。無給電素子がヘリカル上部に配置されていたものと比較すると，低周波域においての特性の変化は大きい。これらは中心素子がヘリカル内部に位置している為，ヘリカルアンテナ，地板を含めた共振に影響を与えているものと考えられる。また図 3.24 においては 3.23 と同様な傾向が得られ，更に $H=100$ においては 1GHz 以下の共振特性に加え， 1250MHz 付近に $\lambda/2$ 共振と推測される共振が現れる。

以上の結果から無接続型で伸長を行った場合，基本として無給電素子に $\lambda/2$ 共振が発生する事が確認できた。また無給電素子をヘリカル内部へ配置した場合，ヘリカルアンテナ，また地板を含めた共振が無給電素子により影響を受けるという事が分かった。

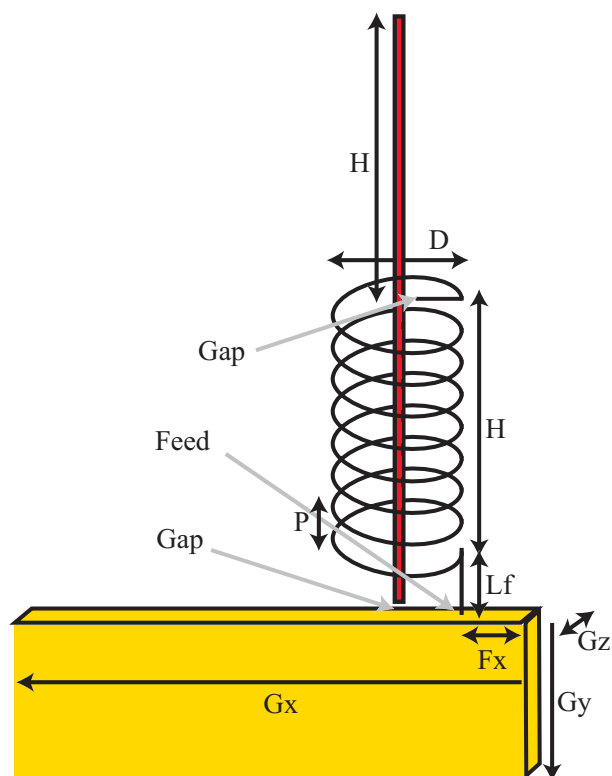


図 3.22：無接続型における解析モデル 2 ($D=4.0, P=1.5, H=12.0, Lf=3.0, Fx=3.0, Gx=38.0, Gy=120.0, Gz=1.0$, ギャップ=0.5, 単位=[mm])

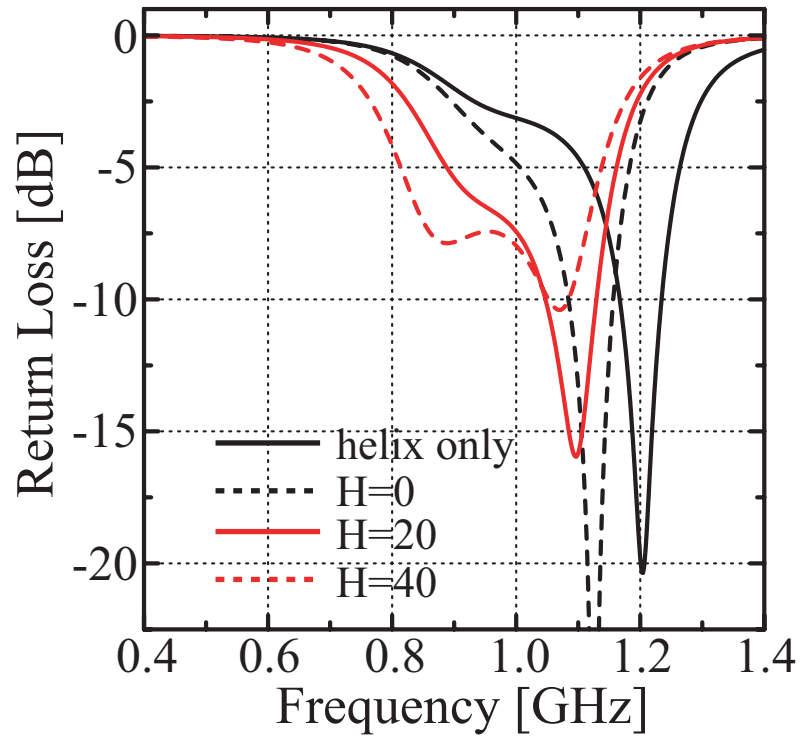


図 3.23 : 中心素子の長さ H によるリターンロス特性 ($H=20-40$)

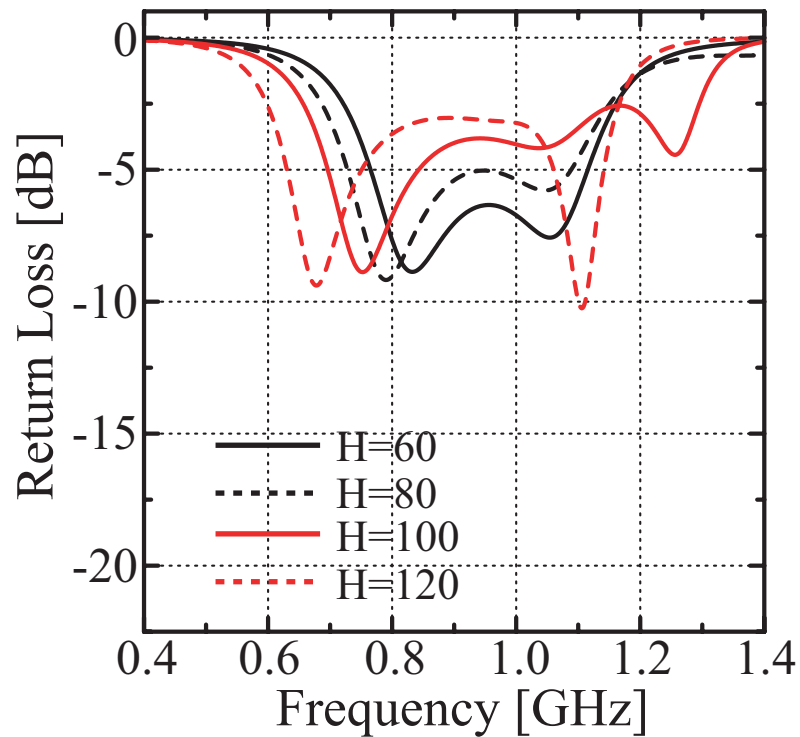


図 3.24 : 中心素子の長さ H によるリターンロス特性 ($H=60-100$)

第 4 章

ループ状逆 F アンテナの小型化

アンテナの小型化に関しては整合ピンと平板を用いた、板状逆 F アンテナが有効であり、携帯端末のホイップアンテナとのダイバーシチ受信に内蔵アンテナとして用いられたりしている。本章ではこの板状逆 F アンテナの小型化を目的とし、逆 F アンテナの基礎特性を示し、上面の板をループ状にしたものの特性をループ状にしないものと比較検討する。その後検討したループ部分に折り曲げを設け動作周波数を低減しアンテナの小型化をはかり、その特性について検討する。

4.1 板状逆 F アンテナの原理と基礎特性

本節では検討を行う基本的なモデルである板状逆 F アンテナについて、その成り立ち、及び基礎特性を示す。

$\lambda/4$ モノポールアンテナから板状逆 F アンテナへの移行の様子を図 4.1 に示す。 $\lambda/4$ モノポールアンテナ (a) は線状で構成されるが、その高さが問題となり設置位置等に問題が生じる。低姿勢化のためモノポールアンテナを上部で折り曲げたのが L 型アンテナ (b) である。L 型アンテナではインピーダンス整合が取りにくいので短絡ピンにより整合を取ったものが逆 F アンテナ (c) である。このアンテナをさらに低姿勢化するために上部の線状導体を板状にしたものが板状逆 F アンテナ (d) である。

逆 F 型アンテナから板状逆 F アンテナへの移行による効果を確認するために解析による検討を行った。解析モデルを図 4.2 に示す。給電ピン、短絡ピン、上部の板の 3 つで構成され、アンテナ部は一辺 300mm の立方体に収納できる大きさとした。給電にはギャップ給電を用いている。地板には解析において無限地板を採用した。解析パラメータは逆 F を構成している面に垂直な面の辺の長さ W_y である。

図 4.3 に W_y によるリターンロス特性を示す。板ではなく線状で逆 F が構成されている場合、共振周波数は 131.4MHz であったものが板の一辺を増加するにつれて 99.3, 83.4MHz

と低減していき、板が一边 300mm の正方形になった時、共振周波数は 72.4MHz となった。この時線状逆 F と板状逆 F の共振周波数の差は 59MHz で、板状逆 F に構成する事で線状逆 F と比較すると約 45 % の低減がなされている。この結果により板状逆 F アンテナの有効性が明らかになった。

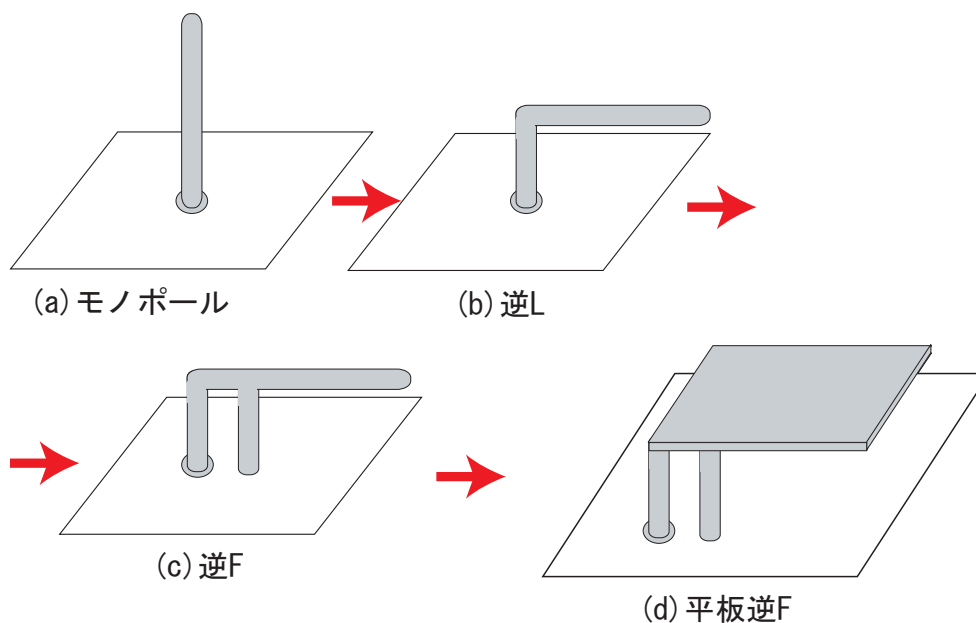


図 4.1 : モノポールアンテナから板状逆 F アンテナへの移行の様子

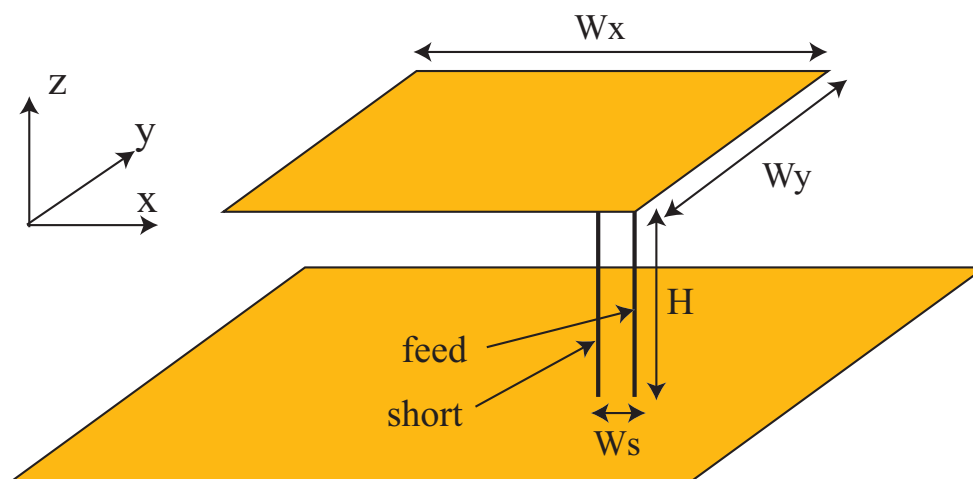


図 4.2 : 解析モデル ($W_x=300$, $H=300$, $W_s=13$, 単位=[mm])

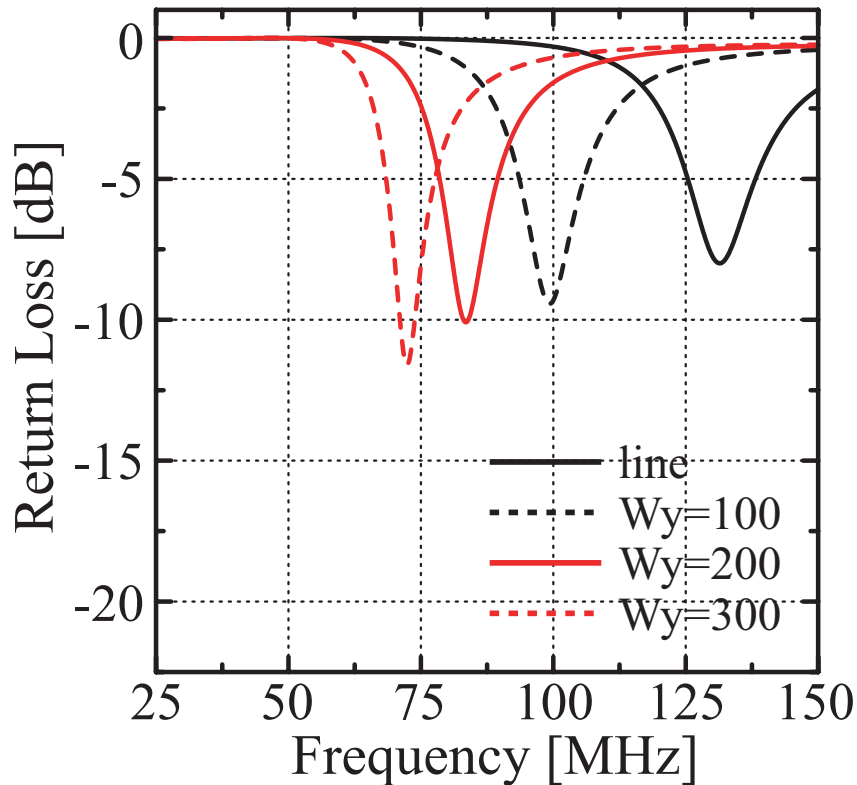


図 4.3：板の一边 W_y によるリターンロス特性

4.2 ループ状逆 F アンテナ

本節では前節で解析を行った，一边 300mm の正方形の板を有する板状逆 F アンテナの板に穴を設け，ループ状にした構造のアンテナについて検討を行う。

解析モデルを図 4.4 に示す．前節と同じく給電ピン，短絡ピン，上部平板によってアンテナ部が構成され，解析における無限地板に設置されている．上部平板の中央に幅 W_i の穴を設け，上部の板をループ状としている．給電ピン，短絡ピンの間の距離 W_s は前節と同様に 13mm として解析を行った．

図 4.5，4.6 に W_i によるリターンロス特性を示す．図 4.5 によるとループのライン幅が大きい $W_i=50$ から 100 までは板状のものと比較してリターンロス特性の様子は 72MHz 付近でほとんど変化はみられないが， $W_i=150$ 以上になると共振周波数が高域に移動していく． $W_i=200$ で 73.3MHz であった．さらに図 4.5 のように穴の大きさを広げる，つまりループライン幅を小さくしていくとライン幅が大きい場合に比べ共振周波数が顕著に高域に移動する． $W_i=280$ ，ループのライン幅が 10mm の時，共振周波数は 77.0MHz となり板状と比較して 4.61MHz 高域に移動した．これはラインの内側が給電ピン，短絡ピン近傍に接近したためであると考えられる．

図 4.7 に $W_i=0, 280$ の時の放射指向性を示す．これらの放射指向性からモノポールアンテナと同様な指向性結果が得られた．これは給電ピンに給電された電流が上部板を通り短絡ピンに戻るといった経路を通り，経路長が $\lambda/2$ とすれば短絡ピンの電流の位相が給電ピンのものと同相になっているものと考えられる．またループ状と板状の比較を行うと垂直面内で頂点部に多少の相違はあるものの，水平面ともほとんど変化が見られずライン幅が小さい事による放射への影響は少ない事が確認できた．次節ではこのラインを変形させるためにライン幅の小さい $W_i=280$ のループ状逆 F アンテナを用いることとする．

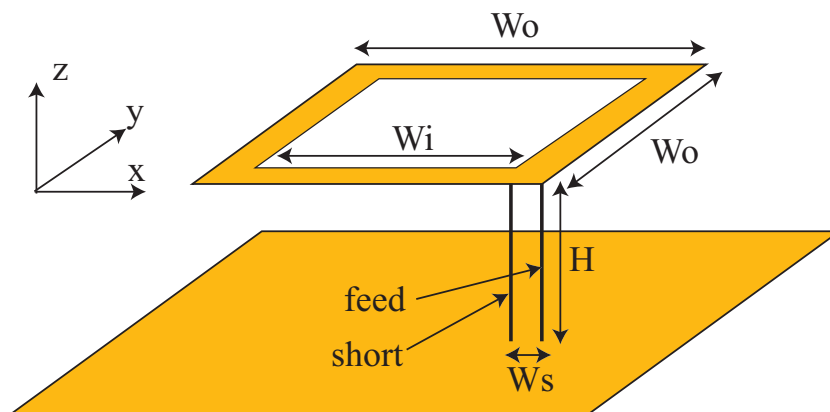


図 4.4 : 解析モデル ($W_o=300, H=300, W_s=13$, 単位=[mm])

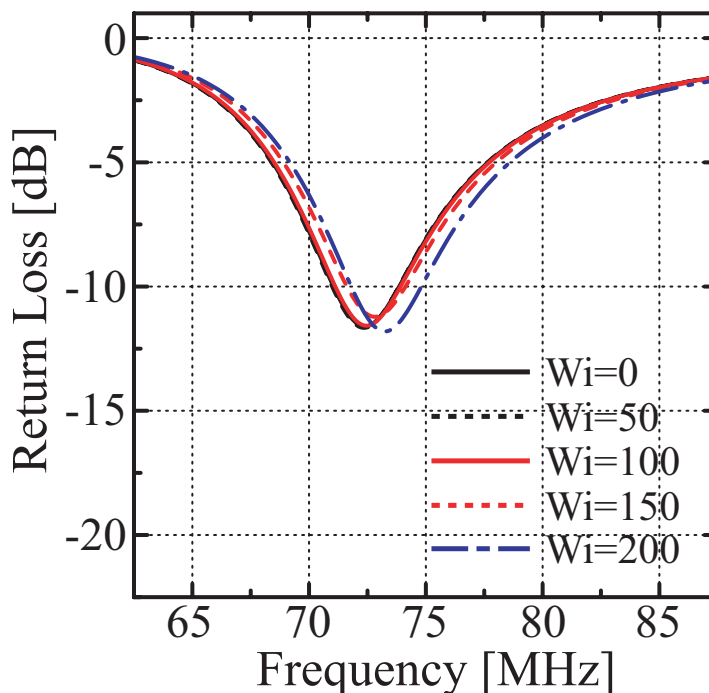


図 4.5 : W_i によるリターンロス特性 ($W_i=50-200$)

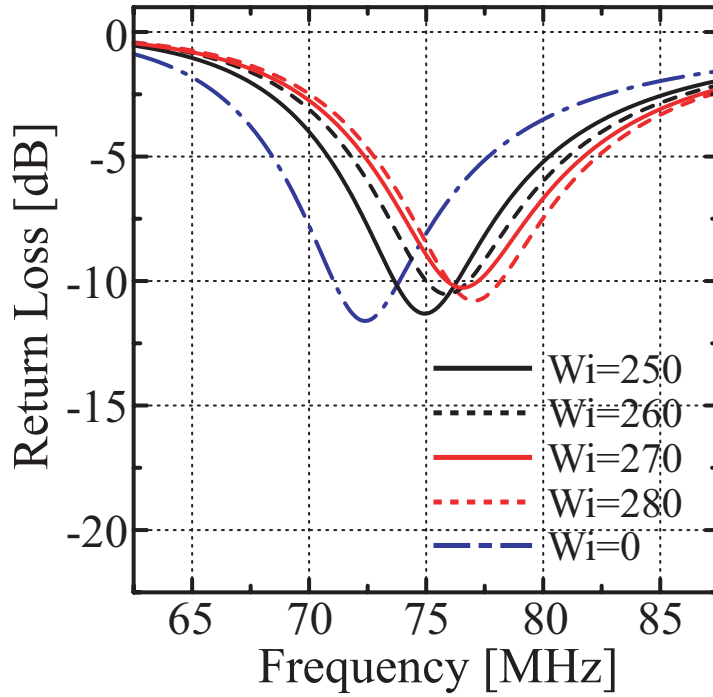


図 4.6 : W_i によるリターンロス特性 ($W_i=250-280$)

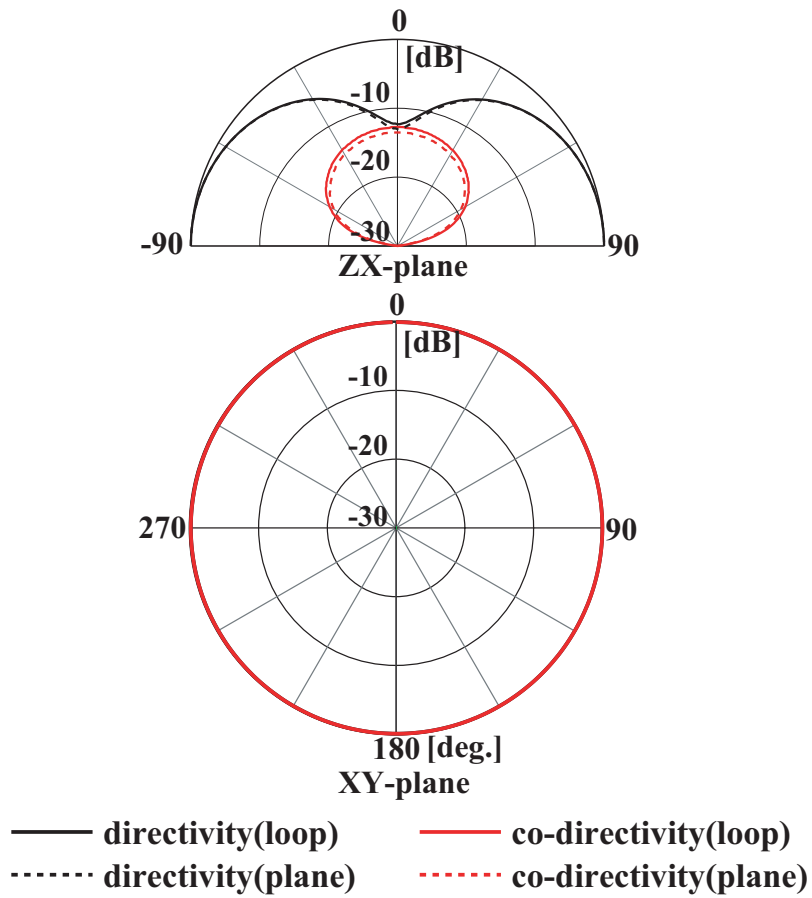


図 4.7 : $W_i=0, 280$ の放射指向性

4.3 折り曲げを付加させたループ状逆 F アンテナ

本節では前節で検討したループ状逆 F アンテナの上部ライン部分を変化させ折り曲げを付加させた形状にしたアンテナについて検討を行い、アンテナの低周波化をはかる。

提案したアンテナ構造の解析モデルを図 4.8 に示す。図 4.8 における変形構造で折り曲げの様子を表示している。これを同図の配置箇所に表示したラインの辺の midpoint に設置するものとする。解析パラメータは折り曲げの深さ H_m 、折り曲げの幅 W_m である。また折り曲げの付加による整合条件を良くするために給電ピンと短絡ピンの距離 W_s を 11mm とした他は前節と同様なパラメータを用い検討を行っている。

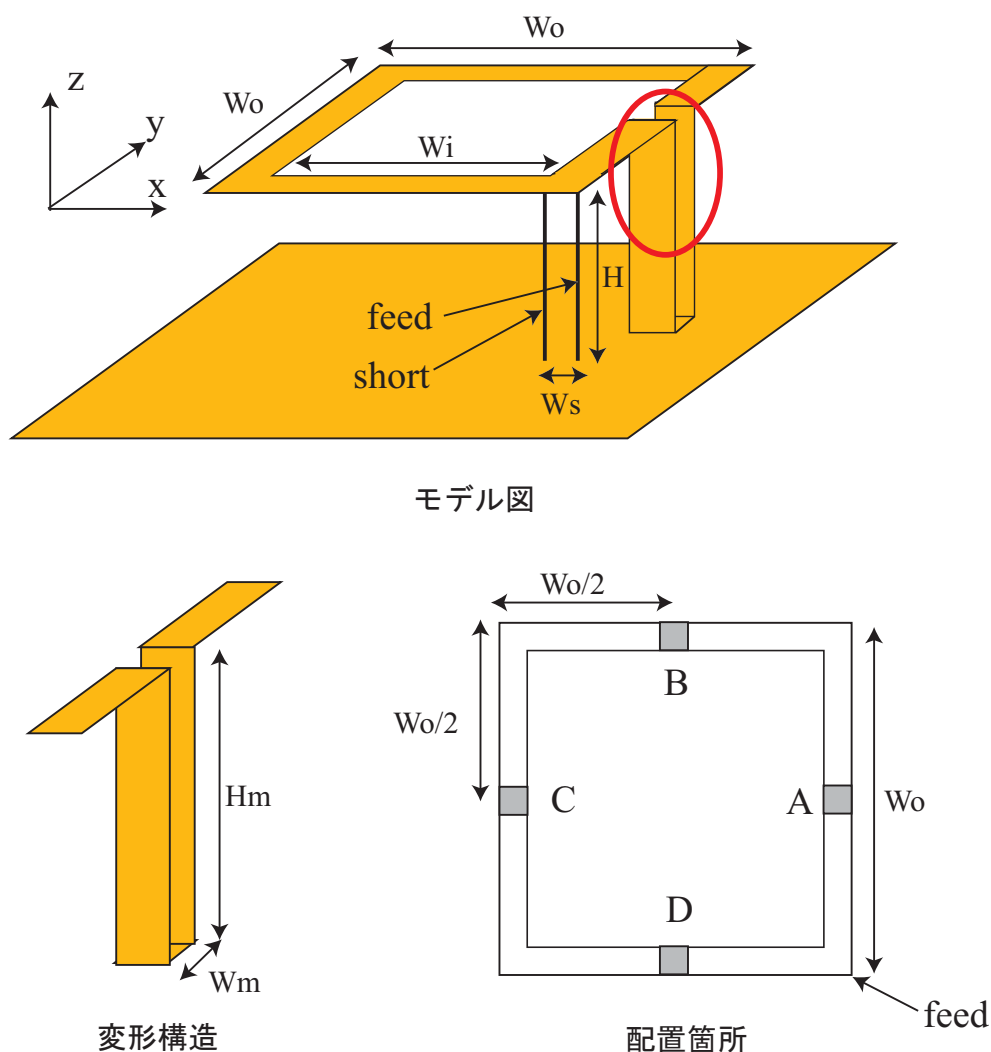


図 4.8 : 解析モデル ($W_o=300$, $W_i=280$, $H=300$, $W_s=11$, 単位=[mm])

図 4.9 に配置場所 A で $W_m=10$ で固定した場合の折り曲げの深さ H_m によるリターンロス特性を示す。折り曲げの深さ H_m を増加するにつれて共振周波数が低減されていく事が分かる。これは折り曲げの付加により電流経路を長くした結果であると考えられる。 $H_m=250$ とした場合の共振周波数は 70.2MHz で折り曲げを付加させないループ状逆 F アンテナの 77.1MHz と比較するとおよそ 6.9MHz 、約 9% の低減を実現している。

図 4.10 に配置場所 A で $H_m=250$ で固定した場合の折り曲げの幅 W_m によるリターンロス特性を示す。 W_m の変化による共振周波数の変動はほとんど見られない事が確認できる。これは折り曲げの幅の変化ではループの長さが変化しない事によると考えられこの結果により、より低周波化をはかるには幅の小さい折り曲げを増加させる事が有効である事を明らかにした。

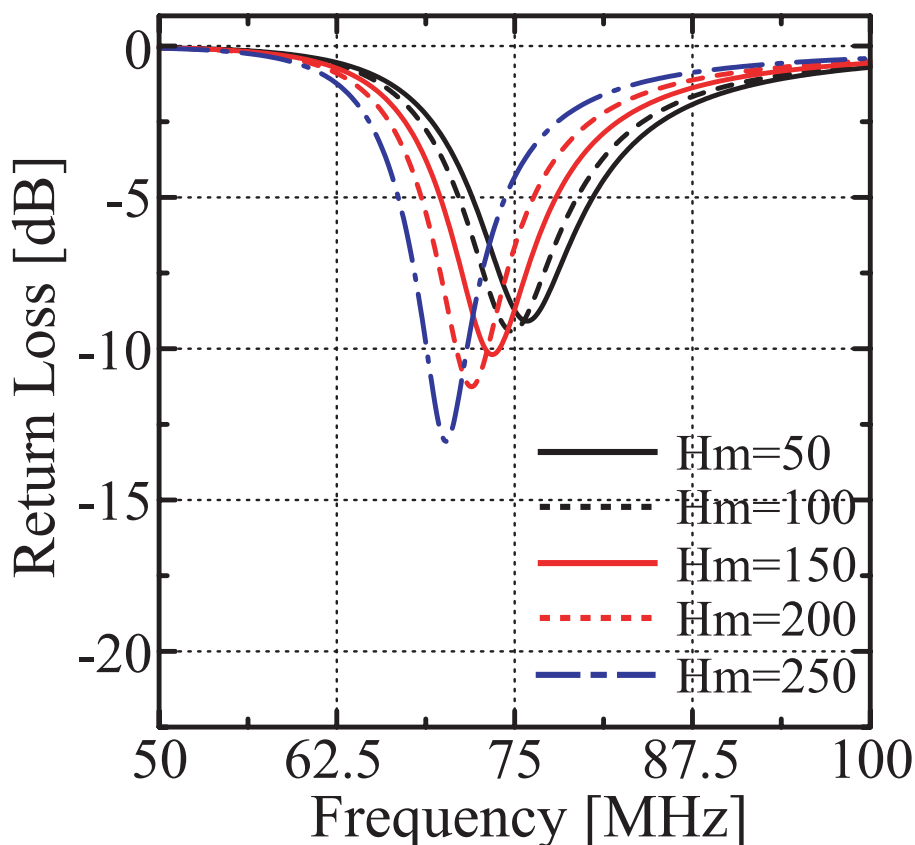


図 4.9：配置場所 A で $W_m=10$ で固定した場合の H_m によるリターンロス特性

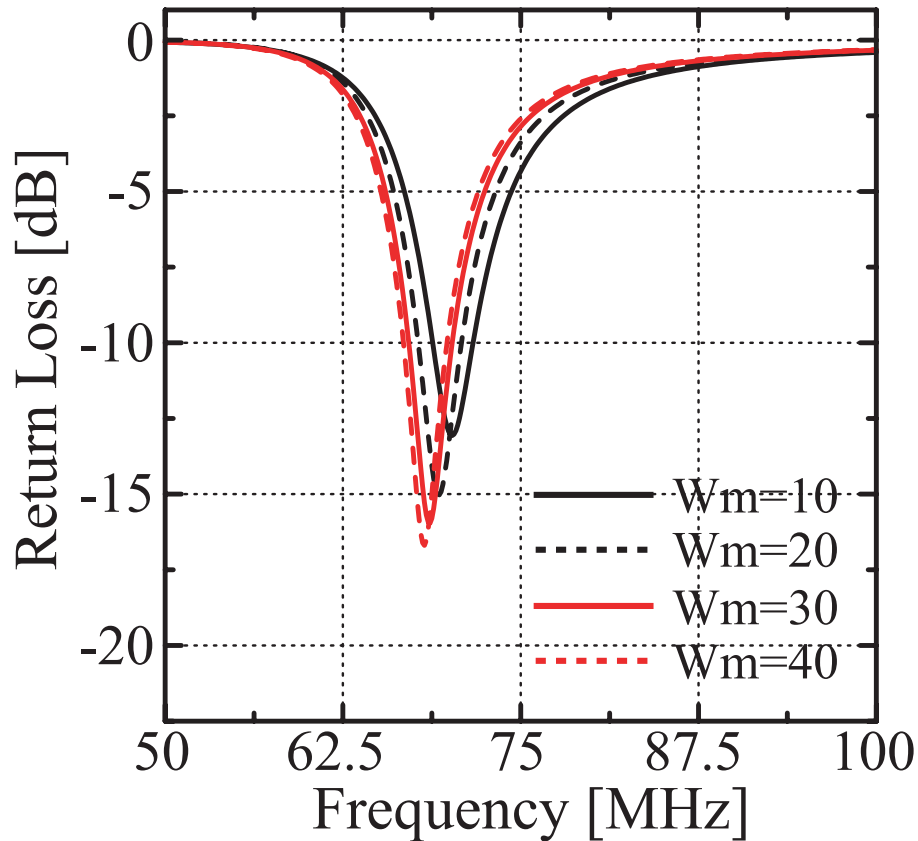


図 4.10 : 配置場所 A で $H_m=250$ で固定した場合の H_w によるリターンロス特性

以上の結果を受け、 $H_m=250$ 、 $H_w=10$ で固定した場合の折り曲げ数によるリターンロス特性を図 4.11 に示す。折り曲げ数の増加により共振周波数が大きく低減できている様子が確認できる。折り曲げの数が 1 つの場合 70.2MHz であった共振周波数を 4 つに増加する事で 56.3MHz に低減する事ができた。図 4.12 に折り曲げを付加しないループ状逆 F アンテナと折り曲げを 4 つ付加させた場合のリターンロス特性を示す。この結果、折り曲げを付加しない場合の共振周波数 77.1MHz と比較して 20.8MHz、約 27 % 低減し、アンテナの低周波化が実現できた。この折り曲げの利点として折り曲げを付加させる事でさらに低周波化できるという点である。その結果整合条件が劣化しても短絡ピンの位置の調整により共振周波数の変化を防ぎつつ改善できると考えられる。

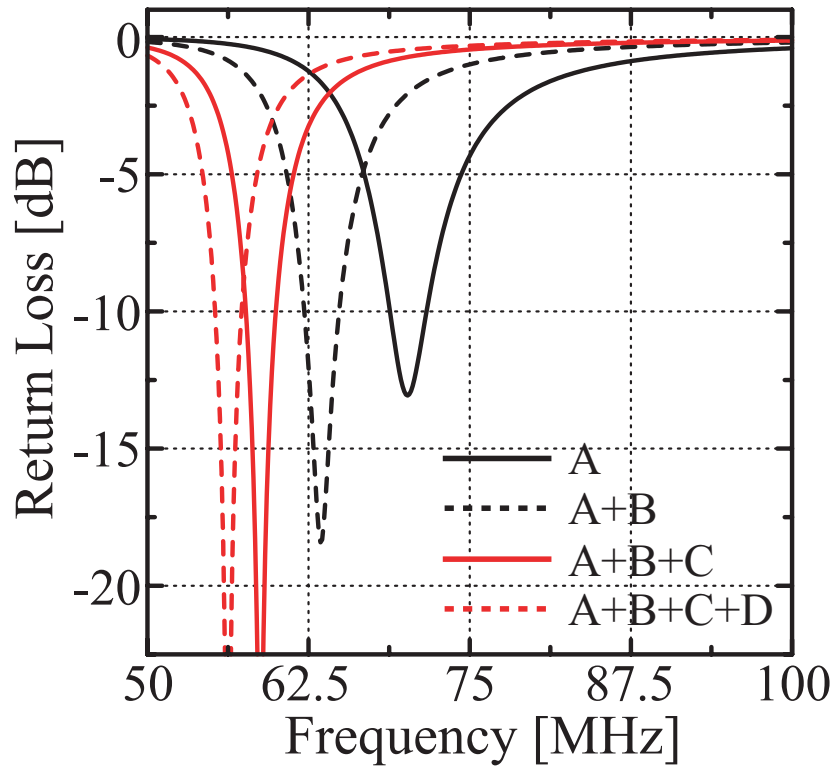


図 4.11 : $H_m=250$, $H_w=10$ で固定した場合の折り曲げ数によるリターンロス特性

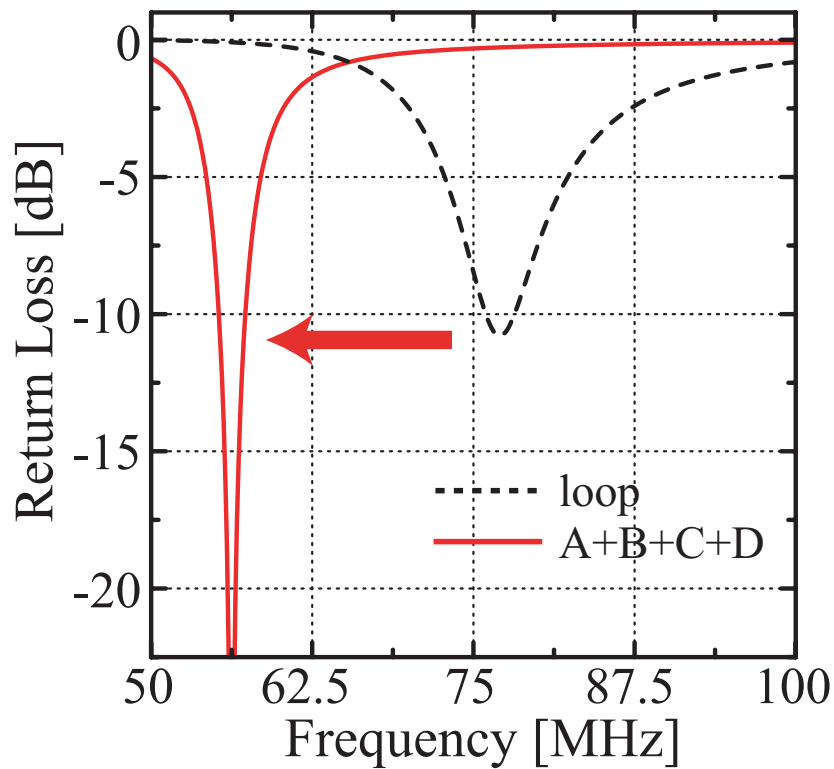


図 4.12 : 折り曲げを付加しないループ状逆 F アンテナと折り曲げを 4 つ付加させた場合のリターンロス特性

第 5 章

結論

本論文では移動体通信用におけるアンテナの設置環境を考慮した構成と実装法に加えアンテナの小型化という 2 点を議論の中心とした検討を行った。

まずヘリカルアンテナと直線状素子を用いたアンテナ構成、特性について携帯端末筐体への実装も含めた基礎的な検討を行った。

携帯端末用に用いられるアンテナであるノーマルモードヘリカルアンテナについて述べ、アンテナ素子を設計、解析によりその特性を明らかにした。さらに解析を行ったノーマルモードヘリカルアンテナを携帯端末を想定した地板に設置する事によるアンテナ特性の変化を解析、測定により検討した。その結果、平面地板では入力インピーダンスの整合が取れなかったアンテナパラメータにおいても筐体を想定した地板に設置する事によって帯域が取れる程度に整合状態を改善できる事を示し、解析における設置環境のモデリングの重要性を明らかにした。

その後、ノーマルモードヘリカルアンテナと直線状素子を用いたアンテナ構成を述べた。アンテナ構成は直線状素子の収納時、伸長時共にヘリカルアンテナに給電を行い、ヘリカルアンテナ部分を筐体近傍に固定するもので、そのアンテナ特性について検討を行った。収納時においては、直線状素子の先端をヘリカルアンテナ上部に突出させる構造において、ヘリカルアンテナ単体より 21 % 低域で動作できる事を示した。伸長時については、直線状素子とヘリカルアンテナの接続の有無により分類し、基礎的な検討を行った。その結果、接続型に関しては中心素子長により $\lambda/4$ を追加したアンテナ長で共振する傾向となる事、また無接続型に関してはヘリカルアンテナ近傍に無給電素子を配置するのと同じ構造となっており、ヘリカルアンテナから無給電素子に $\lambda/2$ 共振を励振させる事が分かった。

次に移動体通信で多く用いられる板状逆 F アンテナの小型化を検討した。一辺 300mm の立方体の収納できる大きさの板状逆 F アンテナの上板部分をループ構造とし、さらにループ部分に折り曲げ構造を付加させる手法を提案した。その結果共振周波数を板状逆 F アンテナのものより 27 % 低域にできる事を明らかにした。

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。

また研究生活全般に渡って御指導下さった、D3の道下尚文氏、に深く感謝致します。
最後に研究生活を共に過ごした新井研究室の皆様に深く感謝致します。

参考文献

- [1] 常川光一、“携帯無線機用アンテナの特性に関する一考察,”、信学技報、A・P95-109、pp.13-18、Feb. 1996.
- [2] 常川光一、“小型筐体に設置された平板形スリーブアンテナにおける給電線の影響,”、全国総大、B-1-43、Mar. 1995.
- [3] 鹿子島憲一、“小型無線機ホイップアンテナ動作の物理的考察,”、信学技報、A・P95-87、pp.17-24、Dec. 1995.
- [4] 新井宏之、新アンテナ工学、総合電子出版社、1996.
- [5] 山本大輔、新井宏之、“FDTD法による誘電体チップアンテナの解析,”、全国総大、B-1-115、Mar. 1999.
- [6] 小川晃一、上野伴希、“ホイップと板状逆Fアンテナで構成された携帯電話用ダイバーシチアンテナの解析,”、電子情報通信学会論文誌、B-、vol. J79-B-、No.12、pp1003-1012、Dec. 1996.
- [7] 陳強、袁巧微、澤谷邦男、“携帯電話用 $\lambda/4$ 短絡導体カバー付き逆Fアンテナ,”、信学技報、A・P957-82、pp.15-19、Aug. 1997.
- [8] 古内弘樹、金鋪浩、森下久、“電磁界シミュレータを用いた携帯端末用アンテナの解析,”、信学技報、ED99-163、pp.21-26、Aug. 1999.

発表文献

国際会議

- Hiromi Murae, Hiroyuki Arai, “Effect of Dielectric Rear Plate for Reflector Monopole Antenna,” IEEE 2003 Asia-Pacific Microwave Conference, Seoul, Korea, Nov. 2003.

電子情報通信学会 通信ソサイエティ大会

- 村江寛巳, 新井宏之, “反射板付モノポールアンテナの背面に設置された誘電体板の影響,” , 信学ソ大, B-1-89, Sep. 2002.
- 村江寛巳, 新井宏之, “筐体に設置された折り返し小型ヘリカルアンテナ,” , 信学ソ大, B-1-202, Sep. 2003.

電子情報通信学会 総合大会

- 村江寛巳, 新井宏之, “小型ヘリカルアンテナの整合法に関する検討,” , 信学総大, B-1-141, Mar. 2003.
- 村江寛巳, 新井宏之, “小型ループ状逆 F アンテナの検討,” , 信学総大, B-1-53, Mar. 2003. (発表予定)