

# 卒業論文

## 磁性材料を利用した アンテナに関する研究

指導教官 新井 宏之 助教授

平成14年2月28日提出

9844064 角 比呂武

# 要約

近年，携帯電話などの機器の小型軽量化やデザインなどの市場要求から，アンテナの小型化が求められている。さらには昨年に発売された FOMA については，W-CDMA といった高周波数帯を用いる通信方式が使用されており，これからも更なる高周波数帯を用いる通信方式が用いられるようになることは間違いない。そこで，不安定といわれている高周波数帯での共振を低周波数帯で共振させることが課題となっている。そのための方法の一つとして高誘電率材料を用いる方法がある。本研究は，高誘電率材料として磁性体を使用した場合についての検討を行なうことを目的とした。しかし従来，磁性体を高周波数で用いることは大変困難であった。しかし最近では，多少は比透磁率が大きくても高周波数で用いることが可能なものが増加してきている。そこで，磁性体としてここ数年注目されているフェライトを用いることで，磁性体の透磁率がもたらす影響を検討した。フェライトを用いた場合について，アンテナに与えられる影響を見出すために方形パッチアンテナ，ショートピン付き方形パッチアンテナ，ヘリカルアンテナといった 3 種類のアンテナについて解析を行なった。共振周波数は  $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$  に比例するが，比透磁率も同様で，共振周波数は  $\frac{1}{\sqrt{\mu_r}}$  に比例する，すなわち，共振周波数は  $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}}$  に比例しているかどうかを解析結果から検討した。このとき，誘電率がまったく等しい誘電体を挿入した場合と比較をすることで，磁性体の持つ比透磁率  $\mu_r$  が与える影響について検討を行なった。その結果，等しい誘電率を持つ誘電体を挿入した場合に比べてより低い周波数で共振したことを確認できた。磁性体の持つ比透磁率  $\mu_r$  については，共振周波数は  $\frac{1}{\sqrt{\mu_r}}$  に比例するとはいえない部分があった。これは，アンテナによって小型化の構造の度合いが異なるために，単純に  $\frac{1}{\sqrt{\mu_r}}$  に比例するとは限らないためだと考えられる。しかし，比透磁率を持った磁性体という高誘電率材料を使用することで共振周波数を低くできた，すなわちアンテナの小型化をする際に，磁性体を用いることが有効な手段となることがわかった。

さらに，方形パッチアンテナについては不等間隔メッシュ法における解析時間を，異なるパラメータのメッシュにおいて，それぞれのパラメータを使ったタイムステップ  $\Delta t$  を用いることで短縮させるという操作を行ない，その結果，解析時間を短縮させることに成功した。

# 目次

第1章 序論	1
第2章 誘電体を挿入した場合についての各種アンテナの解析	3
2.1 方形パッチアンテナについて	3
2.1.1 不等間隔メッシュ法	3
2.1.2 タイムステップ $\Delta t$ について	6
2.1.3 解析結果	7
2.2 ショートピン付き方形パッチアンテナについて	13
2.3 ヘリカルアンテナについて	15
第3章 磁性体を挿入した場合についての各種アンテナの解析	17
3.1 磁性材料について	17
3.1.1 複素透磁率	17
3.1.2 複素誘電率	18
3.1.3 フェライトについて	18
3.2 方形パッチアンテナについて	20
3.3 ショートピン付き方形パッチアンテナについて	24
3.4 ヘリカルアンテナについて	26
第4章 結論	28
謝辞	29
参考文献	30

# 第 1 章

## 序論

昨年、携帯電話では初の W-CDMA(Wide-band Code Division Multiple Access) 方式を採用した FOMA(Freedom Of Mobile multimedia Access) が発売された。この W-CDMA は IMT-2000 規格の一つであり、IMT-2000 の目標である以下の項目をクリアすることを主眼として策定された。まず、グローバルローミング、つまり一つの端末が、世界中のどこでも使うことができるということ。第二に、高品質・有線の ISDN に近い高音質の会話ができるということ。第三に、マルチメディアに対応した高速データ通信・最大移動時で 384kbps、静止時で 2Mbps の伝送速度の通信が可能ということである。この W-CDMA 方式の周波数帯は 2GHz 帯を使用するが、基本原理は cdmaOne と同じ CDMA 方式を使用している。W-CDMA はマルチパスに強いなどの特長を受け継いでいるが、cdmaOne と異なる点は、使用する周波数帯域が広いということである。今後はさらに、より周波数帯域が広く、より高周波数帯を用いるような方式が使用されることが予想されるため、移動体通信もそれに対応させていくことが課題となっている。

ところで、無線通信に欠くことのできないアンテナについては、これまで携帯電話などの小型無線機器にも、主に感度などの性能面から棒状アンテナが使われてきた。但し最近では、機器の小型軽量化・デザインなどの市場要求や、高周波数帯を用いる通信方式の使用などに応じ、携帯電話用のアンテナの小型化や内臓化の動きがある。アンテナを小型化する方法としては様々なものがあるが、例えばショートピンをつける方法や誘電体を用いる方法などの方法が考えられる。ただ、アンテナの小型化には帯域、利得、放射効率等の何らかの犠牲を伴うことが知られている [1]。しかし、アンテナの小型化のメリットは大きく、特性の劣化に対する改善策も考えなければならない。アンテナを小型化する方法の一つである高誘電率材料を用いる方法については、誘電体や磁性体などの様々な材料が考えられ

る。本研究の目的は、高誘電率材料として磁性体を使用することで得られる効果を見出すことである。一般に、誘電体については誘電率が高いほど、共振が起こるときの周波数が低くなることが知られている。しかし磁性体には、誘電率だけでなく透磁率も関係してくる。一般に、高誘電率材料を使うと無負荷  $Q$  が増大し、帯域が減少するという特性の劣化が生じることが知られている。このような磁性体を高周波数で用いることは大変困難であった。しかし最近では、多少透磁率が大きくても高周波数で用いることが可能なものが増加してきている。そこで、磁性体としてここ数年注目されているフェライトを用いることで、磁性体の透磁率がもたらす影響を検討した。

そこで本論文の構成として、第2章で比誘電率 2.6, 5.0 の誘電体を用いた場合の各種アンテナの特性を誘電体なしの場合と比較し、第3章ではフェライトを用いた場合の各種アンテナの特性を誘電率の等しい誘電体を用いた場合と比較し、その変化を解析した結果を述べ、最後に第4章で磁性体を用いた場合の影響について結論づけている。

## 第 2 章

# 誘電体を挿入した場合についての各種アンテナの解析

この章では，アンテナに誘電体を挿入した場合についての解析結果について検討を行った。解析対象となったアンテナは，方形パッチアンテナ，ショートピン付き方形パッチアンテナ，ヘリカルアンテナの 3 種である。方形パッチアンテナについては不等間隔メッシュ法で，ショートピン付きパッチアンテナ，ヘリカルアンテナについては電磁界解析ソフト MicroWave Studio でそれぞれ解析を行った。ここで用いられた誘電体は比誘電率  $\epsilon_r=2.6, 5.0$  の 2 種類で、これらの誘電体を使用することで得られる特性について検討した。方形パッチアンテナについては，解析結果を示す前に不等間隔メッシュ法について触れておく。

### 2.1 方形パッチアンテナについて

#### 2.1.1 不等間隔メッシュ法

FDTD 法 [2] でアンテナ解析を行う場合，アンテナの形状が複雑になってくるとセルサイズが小さくなり，十分な解析空間を確保しようとするすると計算機の資源が足りなくなってくる場合がある。そこで，給電点を中心としたアンテナのモデリングの部分を細かなメッシュで区切り，アンテナから離れた部分は粗いメッシュで区切って全体のセル数を少なくする方法である。不等間隔メッシュのイメージを図 2.1 に示す。

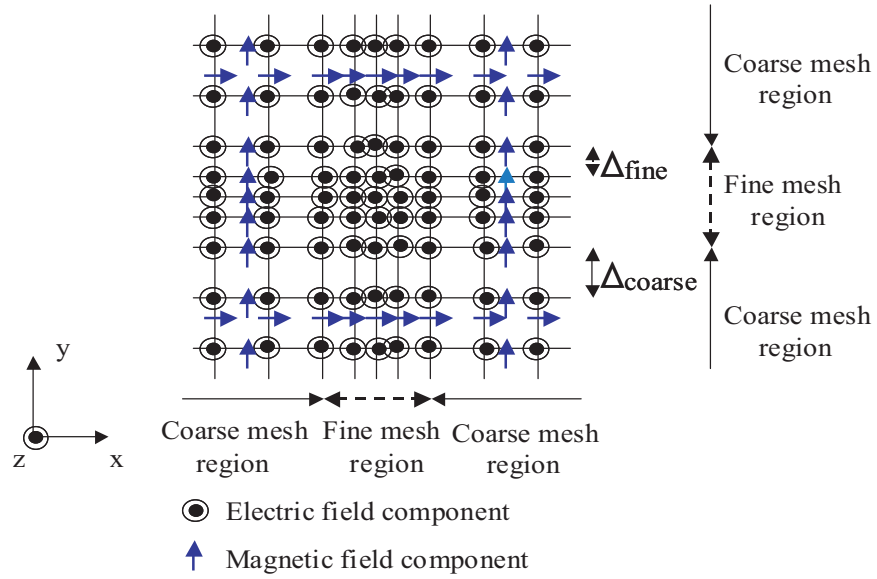


図 2.1: 不等間隔メッシュ

空間を細かいメッシュと粗いメッシュに分けて扱う場合，細かいメッシュと粗いメッシュの電磁界の境界が問題となってくる。そこで，境界の部分を細かいメッシュと粗いメッシュの比をとることによって補間し，境界の磁界を求める。計算機のアゴリズム上，給電点を中心として左側と右側とで補間の仕方が異なってくる。

a) 左側の場合

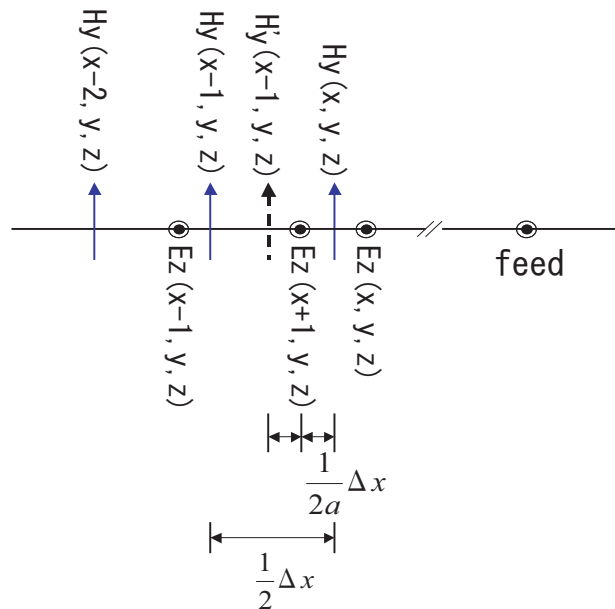


図 2.2: 左側の電磁界

図 2.2 のように FDTD 法で扱う空間の電磁界を 1 次の線形であるとするとき、境界の磁界は次のように表される。ただし、 $a$  はメッシュサイズの比である。

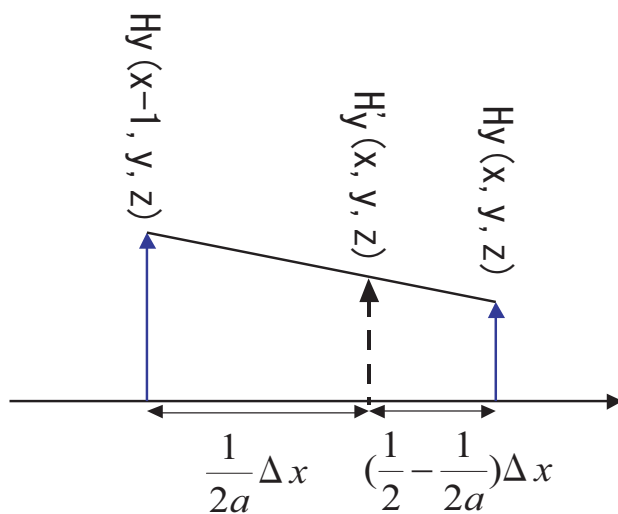


図 2.3: 左側の一次線形補間

$$H'_y(x-1, y, z) = -\frac{a-1}{2a}H_y(x-2, y, z) + \frac{3a-1}{2a}H_y(x-1, y, z) \quad (2.1)$$

b) 右側の場合

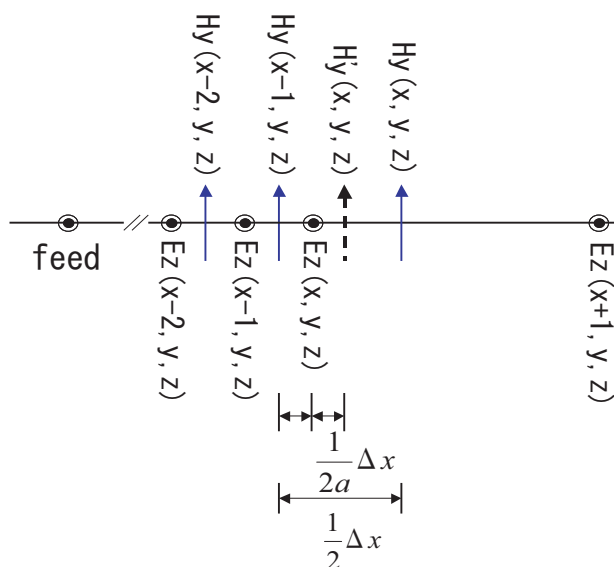


図 2.4: 右側の電磁界



右側の場合，左側と異なり，図 2.4 のように計算順序が逆になる。したがって補間の方法が図 2.3 とは逆になる。よって右側の境界の磁界は次のように表される。

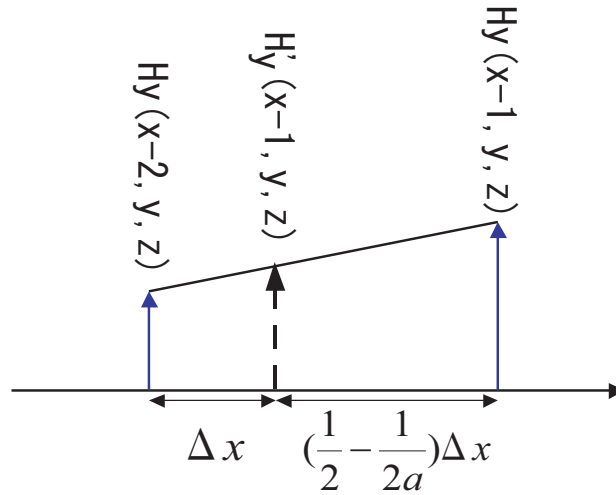


図 2.5: 右側の一次線形補間

$$H'_y(x, y, z) = \frac{a-1}{a+1} H_y(x-1, y, z) + \frac{2}{a+1} H_y(x, y, z) \quad (2.2)$$

以上より，等間隔メッシュの場合に比べ，同じセル数でより大きな空間を取ることができ。ただし，1 次の線形であるため  $a$  の値を適切に決めることが重要であるが，少なくとも粗いメッシュサイズは以下で述べる条件を満たさなければならない。

FDTD 法において離散化を行う際に，まず空間・時間の離散間隔を決めなければならない。空間離散間隔は，解析領域の近傍電磁界の空間周波数成分の上限に対してナイキストのサンプリング条件を満足するように決める。一般には扱われる周波数の上限に対して，波長が  $1/10$  になるようにすればよい。一方，時間軸上の離散間隔は各計算ステップ毎の誤差を蓄積しないために，空間離散間隔は次のような条件を満足しなければならない。

$$v_{max} \cdot \Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (2.3)$$

ただし  $v_{max}$  は解析領域内における電磁波の最大伝播速度である。

### 2.1.2 タイムステップ $\Delta t$ について

不等間隔メッシュを用いた場合でもかなりの計算時間がかかってしまう場合が多々ある。そこで式 (2.3) におけるタイムステップ  $\Delta t$  を変化させることを考えた。まず，式 (2.3) を

$\Delta t$  について変形すると次のようになる。

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{max} \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (2.4)$$

これより,  $\Delta t$  は  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$  によって決まることがわかる。  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$  については, すべてのセルにおいて細かいメッシュのパラメータを用いていた。しかし, 粗いメッシュを計算する場合については, 細かいメッシュのパラメータではなく粗いメッシュのパラメータを用いて解析を行なった。この場合も式 (2.3) の条件は満たしている。これによって計算時間にどのような影響が出たのかを検討した。

### 2.1.3 解析結果

まず, 本研究で用いた方形パッチアンテナのモデルを図 2.6 に示す。その際の解析空間を図 2.7 のように取った。入力電圧を印加した際の解析パラメータは表 2.1 に示しておく。

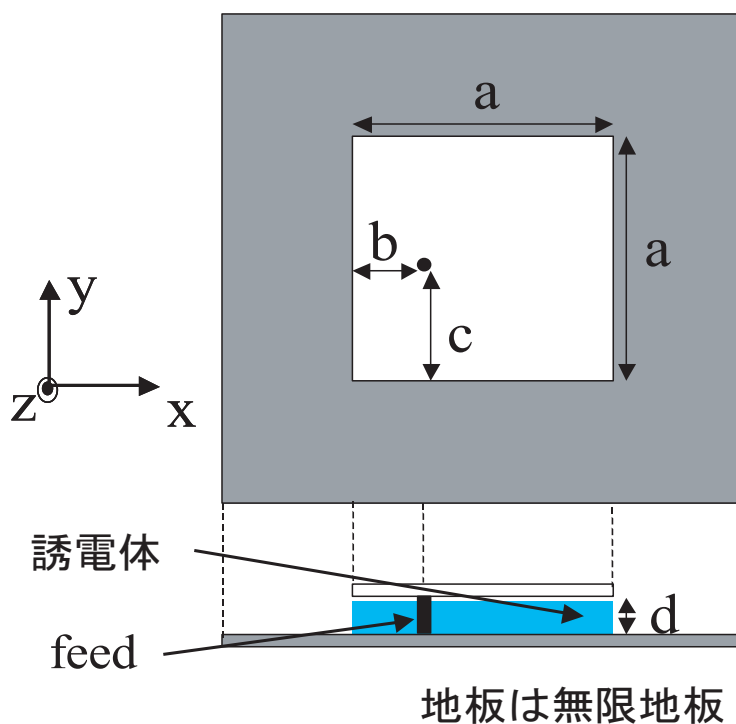


図 2.6: 方形パッチアンテナのモデル ( $a=24[\text{mm}], b=6[\text{mm}], c=12[\text{mm}], d=2[\text{mm}]$ )

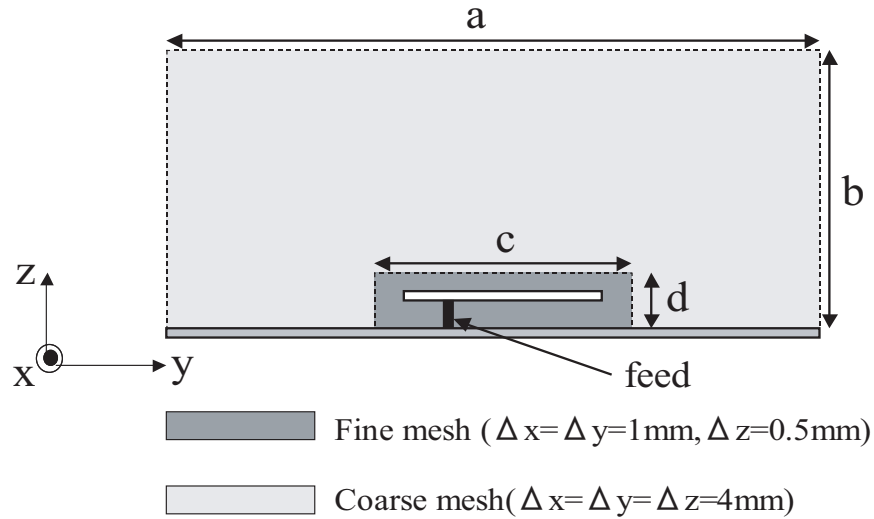


図 2.7: 解析空間 ( $a=400[\text{mm}]$ ,  $b=300[\text{mm}]$ ,  $c=32[\text{mm}]$ ,  $d=4[\text{mm}]$ )

表 2.1: 解析パラメータ

入力電圧	ガウシアンパルス
給電方法	電解励振
吸収境界条件	Mur の 2 次吸収境界条件

このモデルに対して、パッチ部分と地板の間に比誘電率  $\epsilon_r=2.6, 5.0$  の誘電体を挿入し、誘電体無しの状態と比較することで誘電体の影響を見た。但し、給電部での電流を早く収束させるために、給電部に  $50 \Omega$  の抵抗を挿入した。この時のリターンロス特性の結果を図 2.8 に、共振周波数および誘電体なしの場合の共振周波数  $f_o$  に対する誘電体挿入後の共振周波数  $f_c$  の割合  $f_c/f_o$  を表 2.2 に示す。

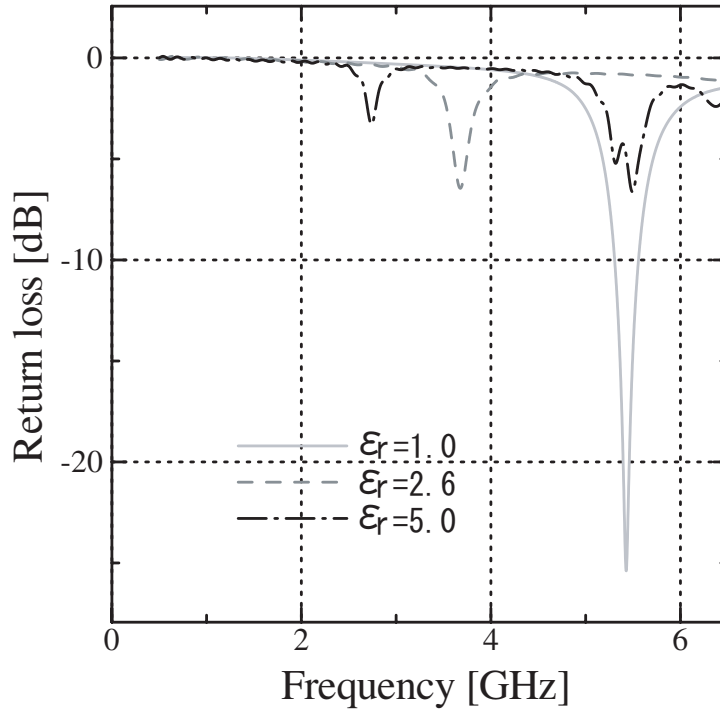


図 2.8: リターンロス特性

表 2.2: 共振周波数

誘電率	共振周波数 [GHz]	$f_c/f_o$
1.0	5.43	1
2.6	3.68	0.676
5.0	2.74	0.505

得られたリターンロス特性から，比誘電率の変化に伴う共振周波数，および周波数帯域について検討を行なう。誘電体内の波長  $\lambda_r$  は，誘電体外の波長を  $\lambda_o$ ，比誘電率を  $\epsilon_r$  とすると，

$$\lambda_r = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

となることから，波動方程式より，共振周波数は  $\sqrt{\epsilon_r}$  に比例する。図 2.8 を見ると，比誘電率  $\epsilon_r$  が 2.6, 5.0 と大きくなるにつれて，共振周波数が低くなっていることがわかる。誘電体なしの場合に比べると， $\epsilon_r=2.6$  の場合の共振周波数はおよそ 0.676 倍， $\epsilon_r=5.0$  の場合はおよそ 0.505 倍となっていた。 $\frac{1}{\sqrt{2.6}} \cong 0.620$ ， $\frac{1}{\sqrt{5.0}} \cong 0.447$  であるから，どちらの場合もほぼ  $\sqrt{\epsilon_r}$  に比例しているといえる。さらに共振時の周波数帯域については図 2.8 を見ると，誘電体挿入後の方が狭くなっていることがわかる。

また，誘電体を挿入した場合としていない場合について，タイムステップ数  $\Delta t$  を変化させて同様の解析を行なった。この時のリターンロス特性は図 2.9～2.11 のようになった。

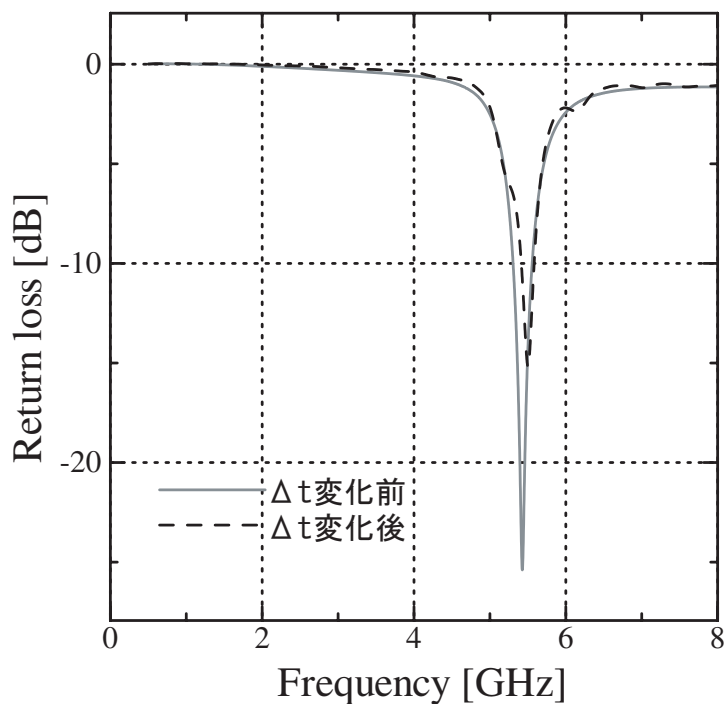


図 2.9: リターンロス特性 (誘電体無し)

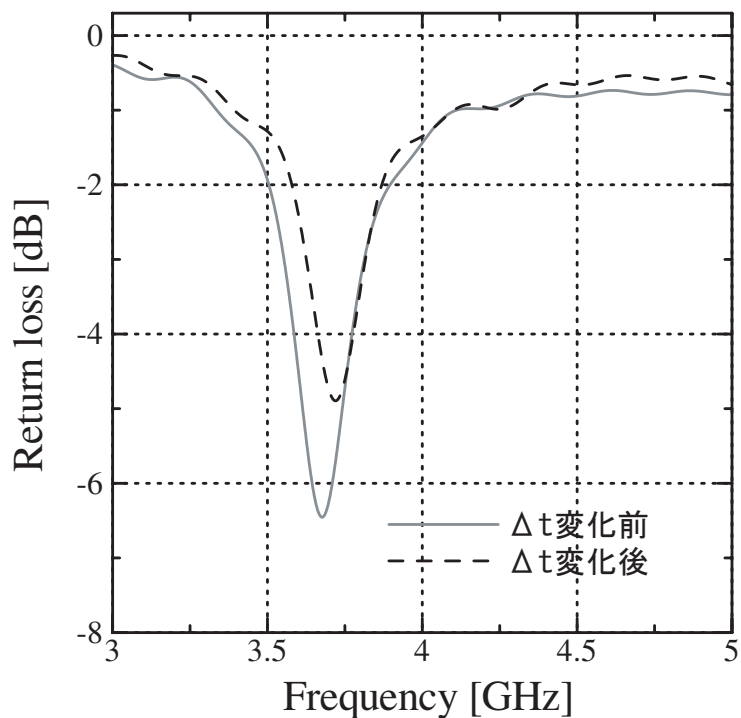


図 2.10: リターンロス特性 (比誘電率 2.6)

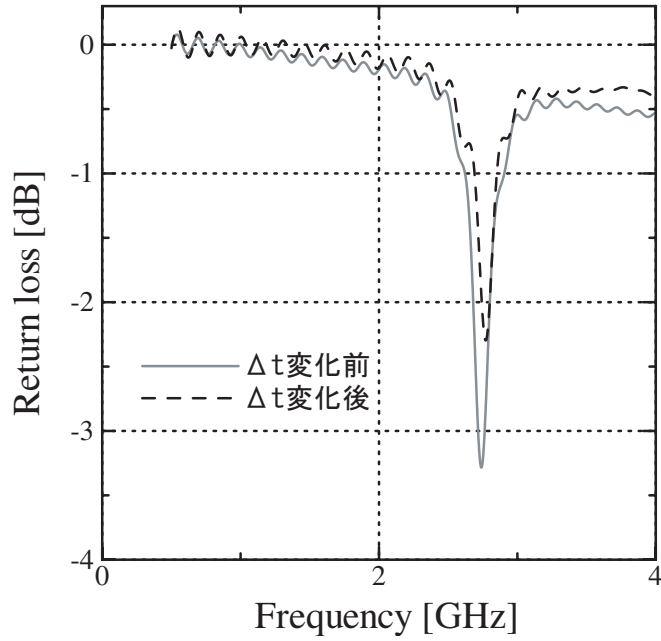


図 2.11: リターンロス特性 (比誘電率 5.0)

誘電体が有る場合と無い場合のどちらに関しても， $\Delta t$  を変化させても特性はほぼ変わらなかった。さらに  $\Delta t$  を変化させることで解析時間がどのように変化するかを表 2.3～2.5 に示す。

表 2.3: 解析時間の比較 (誘電体無し)

$\Delta t$ の状態	解析時間 [s]
変化前	4155.4
変化後	3934.2

表 2.4: 解析時間の比較 (比誘電率 2.6)

$\Delta t$ の状態	解析時間 [s]
変化前	3977.3
変化後	3785.2

表 2.5: 解析時間の比較 (比誘電率 5.0)

$\Delta t$ の状態	解析時間 [s]
変化前	4165.3
変化後	3883.2

この表を見ると，どの場合に関しても，変化させた後の解析時間は前よりも短時間で済む結果になった。この場合については，不等間隔メッシュ法においてタイムステップ  $\Delta t$  をメッシュに応じて使用方法が有効であることが示された。

## 2.2 ショートピン付き方形パッチアンテナについて

次に，給電部について2本の対称なショートピンをつけた方形パッチアンテナについて，電磁界解析ソフト MicroWave Studio で解析を行った。MicroWave Studio は解析方法として FDTD 法を採用しており，周波数応答や電磁界領域などを計算することのできる解析ソフトである。先程の方形パッチアンテナの時と同様に，パッチ部分と地板の間に  $\epsilon_r=2.6, 5.0$  の誘電体を挿入し，それぞれの影響について検討を行なった。使用したアンテナのモデルは図 2.12 の通りである。

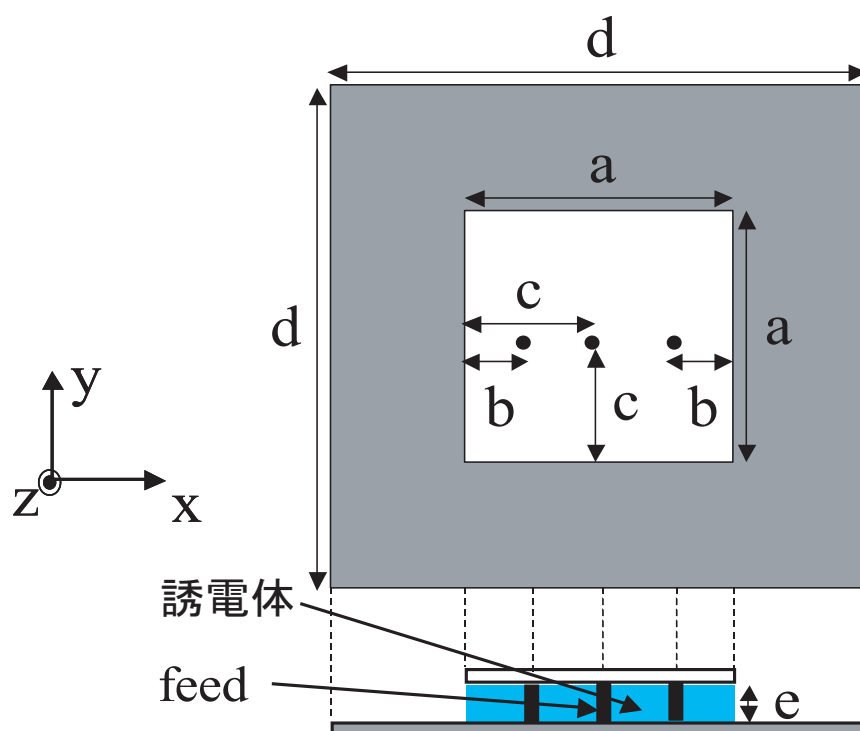


図 2.12: ショートピン付き方形パッチアンテナ ( $a=30[\text{mm}], b=5[\text{mm}], c=15[\text{mm}], d=225[\text{mm}], e=10[\text{mm}]$ )

このモデルを用いて，表 2.6 のような解析パラメータにて解析を行なった。この時のリターンロス特性を図 3.4, この時の共振周波数および誘電体なしの場合の共振周波数  $f_o$  に対する誘電体挿入後の共振周波数  $f_c$  の割合  $f_c/f_o$  を表 2.7 に示す。

表 2.6: 解析パラメータ

入力電圧	ガウシアンパルス
給電方法	ギャップ給電
吸収境界条件	PML 吸収境界条件



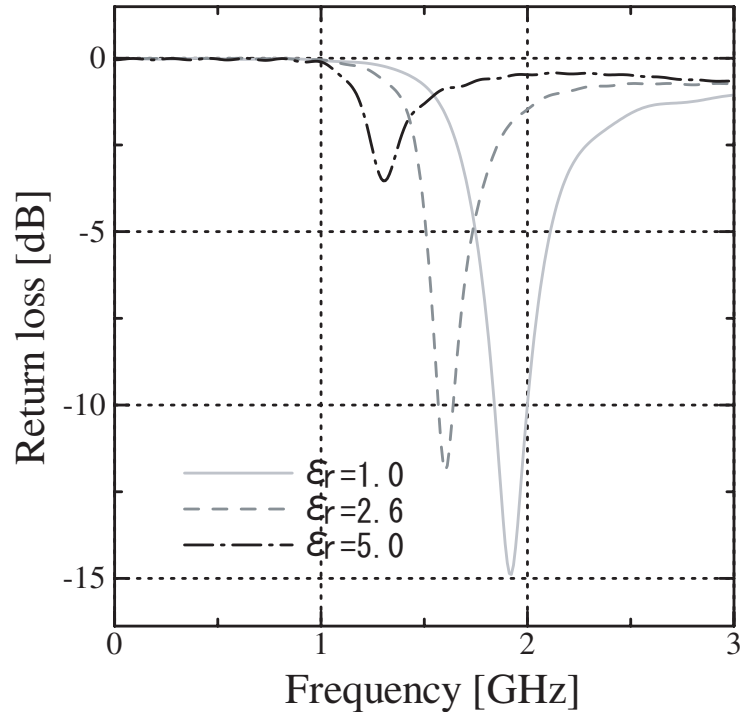


図 2.13: リターンロス特性

表 2.7: 共振周波数

誘電率	共振周波数 [GHz]	$f_c/f_o$
1.0	1.92	1
2.6	1.60	0.833
5.0	1.30	0.676

共振周波数について見てみると，方形パッチアンテナの場合と同様に，比誘電率  $\epsilon_r$  が 2.6, 5.0 と大きくなるにつれて，共振周波数が低くなっている。誘電体なしの場合の共振周波数に比べると， $\epsilon_r=2.6$  の場合の共振周波数は 0.833 倍， $\epsilon_r=5.0$  の場合はおよそ 0.676 倍となっていた。方形パッチアンテナの場合と比べると，低下する割合は小さくなっていた。また，共振時での周波数帯域は  $\epsilon_r$  が 2.6, 5.0 と大きくなるにつれて狭くなっていることがわかる。

## 2.3 ヘリカルアンテナについて

携帯型無線機によく用いられるアンテナに、ヘリカルアンテナがある。ヘリカルアンテナとは、螺旋状になっているアンテナのことである。ヘリカルアンテナで重要なのはヘリカル径  $D$  とピッチ間隔  $P$  である。小型アンテナとして、モノポールアンテナと同様の指向性を持つものをノーマルモードヘリカルと呼び、ヘリカル径  $D$  とピッチ間隔  $P$  が波長に比べて十分小さいものである。一方、 $D$  と  $P$  を大きくすることにより、ヘリカルの軸方向に放射する軸モードに動作が移行し、そのパラメータを適切に選べば、円偏波放射素子として利用できる。本研究では図 2.14 のようなモデルを用いた。

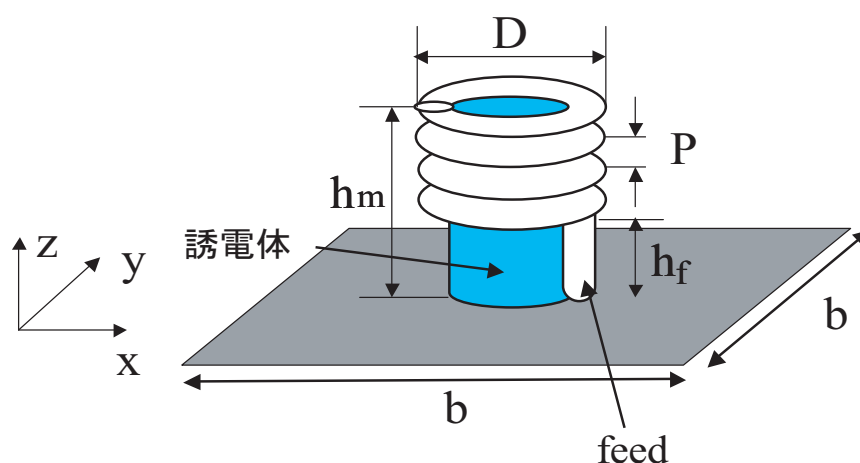


図 2.14: ヘリカルアンテナのモデル ( $D=10[\text{mm}]$ ,  $P=20[\text{mm}]$ ,  $a=12[\text{mm}]$ ,  $b=200[\text{mm}]$ ,  $h=76.4[\text{mm}]$ )

このモデルを用いて、表 2.8 のような解析パラメータにて解析を行なった。この時のリターンロス特性を図 2.15 に、共振周波数および誘電体なしの場合の共振周波数  $f_o$  に対する誘電体挿入後の共振周波数  $f_c$  の割合  $f_c/f_o$  を表 2.9 に示す。

表 2.8: 解析パラメータ

入力電圧	ガウシアンパルス
給電方法	ギャップ給電
吸収境界条件	PML 吸収境界条件

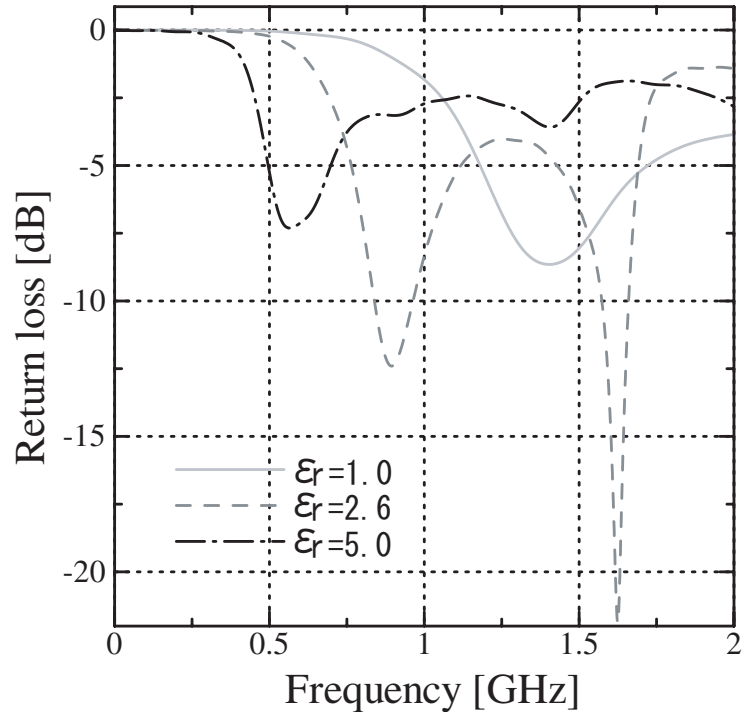


図 2.15: リターンロス特性

表 2.9: 共振周波数

誘電率	共振周波数 [GHz]	$f_c/f_o$
1.0	1.40	1
2.6	0.895	0.641
5.0	0.565	0.403

共振周波数について見てみると，方形パッチアンテナ，ショートピン付き方形パッチアンテナの場合と同様に，比誘電率  $\epsilon_r$  が 2.6, 5.0 と大きくなるにつれて，共振周波数が低くなっている。誘電体なしの場合の共振周波数に比べると， $\epsilon_r=2.6$  の場合の共振周波数はおよそ 0.641 倍， $\epsilon_r=5.0$  の場合はおよそ 0.403 倍となっていた。方形パッチアンテナの場合と比べると，ほとんど同じ割合で低下していた。すなわち，方形パッチアンテナの場合と同様に，ほぼ管内波長の比で共振していることがわかった。また，共振時での周波数帯域は  $\epsilon_r$  は 2.6, 5.0 と大きくなるにつれて，やはり狭くなっていることがわかる。

## 第 3 章

# 磁性体を挿入した場合についての各種アンテナの解析

この章では磁性体、特に高周波用磁心材料として著しくその用途を開拓し、質量ともに首位を占めているフェライトを挿入した場合についての解析を行い、前章での誘電体を挿入した場合との比較を行う。これにより、磁性材料を用いた効果について検討する。

### 3.1 磁性材料について

#### 3.1.1 複素透磁率

複素透磁率 [3] は、交流における透磁率の一つの表し方で、主として通信関係で利用される。いま、交流磁界  $H = H_0 e^{j\omega t}$  を磁心に加えるとすれば、その磁心には磁束密度  $B$  が生じるが、この際いろいろの原因で  $B$  が時間的に  $H$  に追従できなくなる性質が現れてくる。そこでこの時の位相の遅れを  $\delta$  とすれば、磁束密度は一般に  $B = B_0 e^{j(\omega t - \delta)}$  なる形で表される。その時、この  $B, H$  の関係から透磁率  $\dot{\mu}$  としては次のような複素透磁率の表現が得られる。

$$\dot{\mu} = \frac{B}{H} = \frac{B_0 e^{j(\omega t - \delta)}}{H_0 e^{j\omega t}} = \frac{B_0}{H_0} e^{-j\delta} = \mu' - j\mu'' \quad (3.1)$$

但し、

$$\begin{cases} \frac{B_0}{H_0} \cos \delta = \mu' \\ \frac{B_0}{H_0} \sin \delta = \mu'' \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\frac{\mu''}{\mu'} = \frac{(B_0/H_0) \sin \delta}{(B_0/H_0) \cos \delta} = \tan \delta \quad (3.3)$$

(3.1) 式における  $\mu'$  は  $H$  と同相成分の  $B$  に対する透磁率で我々が回路素子として通常透磁率と呼んでいるのはこの値である。また  $\mu''$  は磁界の強さ  $H$  に対して  $90^\circ$  の位相差をもつ磁束密度成分に対する透磁率であって、これは交流理論からも明らかなように磁気損失成分にほかならない。なお、(3.3) 式の  $\tan \delta$  は、同じく損失に関係する値としてこの逆数値  $Q$  とともに日常最も多く用いられている表現で、複素透磁率における有効成分と無効成分の比を表したものである。またこの値は当然回路素子としての有心線輪がもつ抵抗分とリアクタンス分の比、即ち  $\tan \delta = \frac{1}{Q} = \frac{R}{\omega L}$  (但し  $R$ : 等価全損失抵抗,  $L$ : 線輪インダクタンス) なる値と同じ内容のものであるが、厳密に言えば前者即ち磁心損失を表す  $R$  の値としては巻線自身のもつ直流抵抗 及び渦流, 浮遊容量, 輻射などの高周波損失を取り去った後の等価損失抵抗でなければならない。一般に磁心の総合特性としてはできるだけ  $\mu'$  が大きく  $\tan \delta$  の小さいことが望ましいので磁心の評価基準として  $\frac{\tan \delta}{\mu'}$  なる値がたびたび用いられる。

### 3.1.2 複素誘電率

電気的特性を表わすには誘電率, 誘電体損失のみでなくさらに絶縁抵抗, 絶縁耐力など幾つかの要素が含まれるが, 日常最も多く接するのはやはり前者の誘電率, 誘電体損失であろう。複素誘電率を定義したごとく, 誘電率及び誘電体損失は複素表示を用いて次のように定義される。

$$\dot{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (3.4)$$

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (3.5)$$

ここで  $\dot{\epsilon}$  は複素誘電率である。その実数分  $\epsilon'$  は通常誘電率と呼ばれている値であり, 虚数分  $\epsilon''$  は電界に対して  $90^\circ$  の位相差をもつもので, その損失成分を表わしている。ここで誘電体の導電率を  $\sigma$  とすると,

$$\sigma = \epsilon'' \omega \epsilon_0 = \epsilon'' (2\pi f) \epsilon_0 \quad (3.6)$$

という関係が成り立っている [4] ので, 導電率を考慮することが可能となる。

### 3.1.3 フェライトについて

磁性酸化物といえばまずフェライト [5][6] が挙げられる。ここでいうフェライトとは  $\text{Fe}^{3+}$  イオンを含む酸化物という意味である。フェライトにはスピネル形, 六方晶, ガーネット形などの結晶構造のものがある。本研究においては六方晶フェライトを用いている。

マグネトプラムバイト構造 (以下 M type) およびそれに類似した構造をもつフェライトを六方晶フェライトという。M type のフェライトは一般的に  $\text{M}^{2+}\text{Fe}_{12}^{3+}\text{O}_{19}$  で表される。ここ

で M としては Ba, Sr, Pb などイオン半径の大きな 2 価イオンが入る。また  $\text{Fe}^{3+}$  の代わりに Al, Ga のような 3 価イオン、あるいは  $(\text{Co}^{2+} + \text{Ti}^{4+})$  のような組合せが入りうる。 $\text{Fe}^{3+}$  のスピンはフェリ磁性配列をしており、化学式当り上向きスピンの数が 8 個、下向きスピンの数が 4 個、差し引き  $5\mu_B$  が 4 個すなわち  $20\mu_B$  の磁気モーメントを有する。六方晶フェライトは結晶構造の対称性が低いことから磁気異方性が大きく高保磁力になるため、主に永久磁石材料に用いられる。

フェライトの特徴は電気抵抗率が高いため高周波で使用できることである。そのため磁気損失については渦電流損失が通常無視され、その損失の大部分がヒステリシス損失、および残留損失とみなされる電子移動に起因する磁気余効や磁氣的共鳴損失 (スピンの回転共鳴, 磁壁移動の共鳴など) とから成り立つことである。またある種のフェライトでは誘電率が大きいために試料の寸法形状の如何によっては付加的な損失 (dimensional resonance と呼ばれている。) が生起する。磁気共鳴に基づく損失はある限界周波数において極大となる。その限界周波数はごく定性的にいえば  $\mu_0$  に逆比例するので、高  $\mu$  フェライトほど高周波用として不適当であるわけである。このような損失を残留損失と呼ぶ。

実用上の面からこのフェライト磁心を考える場合には、高周波問題の他、透磁率の経年変化などの問題もある。これらの現象はフェライトの磁壁が焼結後時間の経過とともに安定化する、いわゆる disaccomodation のためと考えられている。disaccomodation という現象は析出型合金などで不安定相が安定相へと変化する種類の経年変化とは異なり、交流消磁や機械的衝撃で磁区構造を崩して再配置させれば出発点の状態に復帰させることができるもので、フェライトでは  $\text{Fe}^{2+}$  の存在と密接に関係していると考えられているが、未だ詳しくはわかっていない。

## 3.2 方形パッチアンテナについて

第2章で行った比誘電率  $\epsilon_r=2.6, 5.0$  の誘電体を挿入した場合と同じモデルでは整合を取ることが難しくなったため、図3.1のようなモデルで解析を行ない、今度は磁性体である M type フェライトを挿入した。M type フェライトの誘電率，透磁率は表3.1に示しておく。誘電率，透磁率は  $f=600[\text{MHz}]$  でのパラメータである。やはり同様に不等間隔メッシュ法にて解析を行い、解析空間も同様の大きさで行なった。入力電圧を印加した際の解析パラメータを表3.2に示す。

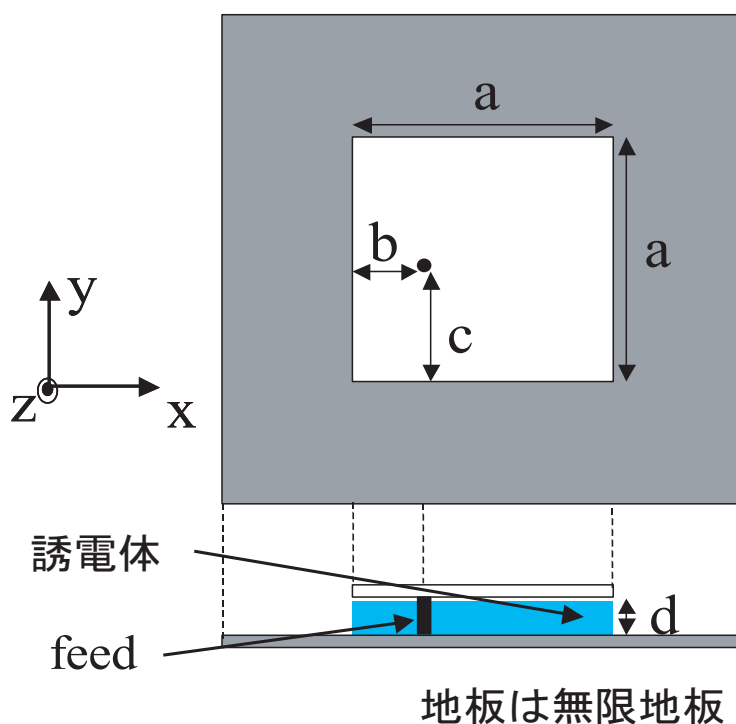


図 3.1: 方形パッチアンテナのモデル ( $a=24[\text{mm}], b=8[\text{mm}], c=12[\text{mm}], d=2[\text{mm}]$ )

表 3.1: M type フェライトのパラメータ

誘電率	$17.3 - 4.4j$
透磁率	$2.3 - 0.09j$

表 3.2: 解析パラメータ

入力電圧	ガウシアンパルス
給電方法	電解励振
吸収境界条件	Mur の 2 次吸収境界条件

第 2 章で、共振周波数は  $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$  に比例すると述べたが、比透磁率も同様で、共振周波数は  $\frac{1}{\sqrt{\mu_r}}$  に比例する、すなわち、共振周波数は  $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}}$  に比例しているかどうかを解析結果から検討する。フェライトの比誘電率 (実数部) は 17.3 であることから、比誘電率  $\epsilon_r=17.3$  である誘電体と比較を行なうことにより、比透磁率  $\mu_r$  がどのような影響を与えているかを検討する。この時の解析結果としてリターンロス特性を図 3.2 に、共振周波数および誘電体を挿入した場合の共振周波数  $f_o$  に対するフェライト挿入後の共振周波数  $f_c$  の割合  $f_c/f_o$  を表 3.3 にそれぞれ示す。但し、給電部に 50 の抵抗を挿入している点は第 2 章と同様である。

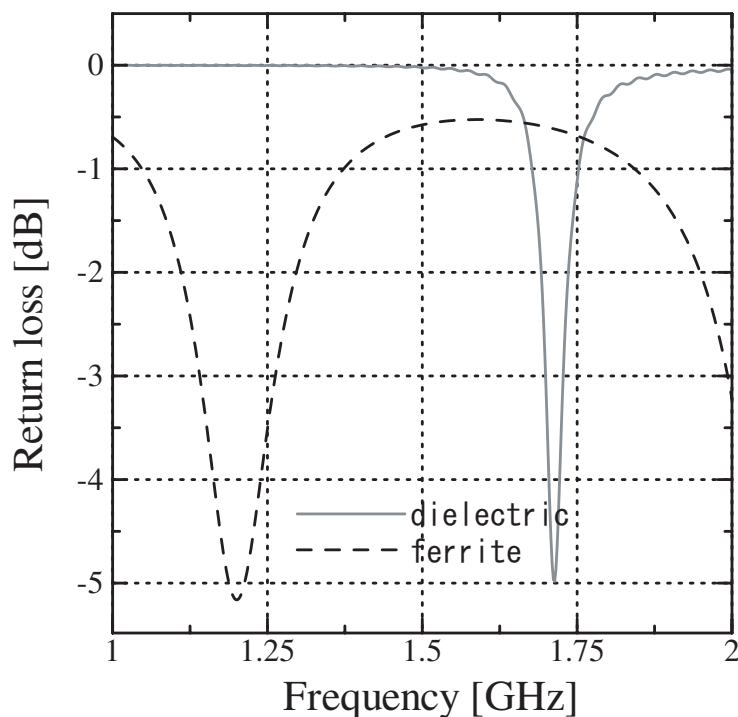


図 3.2: リターンロス特性



表 3.3: 共振周波数

誘電率	共振周波数 [GHz]	$f_c/f_o$
誘電体	1.71	1
フェライト	1.20	0.704

先ほどの第2章と同様に、まずは共振周波数について見てみることにする。比誘電率 17.3 の誘電体を使用したときの共振周波数が 1.71[GHz] であるのに対し、フェライトを使用したときの共振周波数は 1.20[GHz] となっており、透磁率が増加したときには共振周波数が低くなっていた。低くなっている割合はおよそ 0.704 倍であった。フェライトの比透磁率は 2.3 であり、 $\frac{1}{\sqrt{2.3}} \cong 0.659$  となることから、ほぼ  $\frac{1}{\sqrt{\mu_r}}$  に比例することがわかった。フェライトを使用した場合、同じ比誘電率を持つ誘電体を使用した場合よりも低周波数帯で共振していることから、方形パッチアンテナの小型化を図る上でフェライトが有効な材料であるということが言えるであろう。

また、前章と同様、フェライト挿入時についてタイムステップ数  $\Delta t$  を変化させて解析を行なった。この時のリターンロス特性は 3.3 のように、解析時間の変化は表 3.3 のようになった。

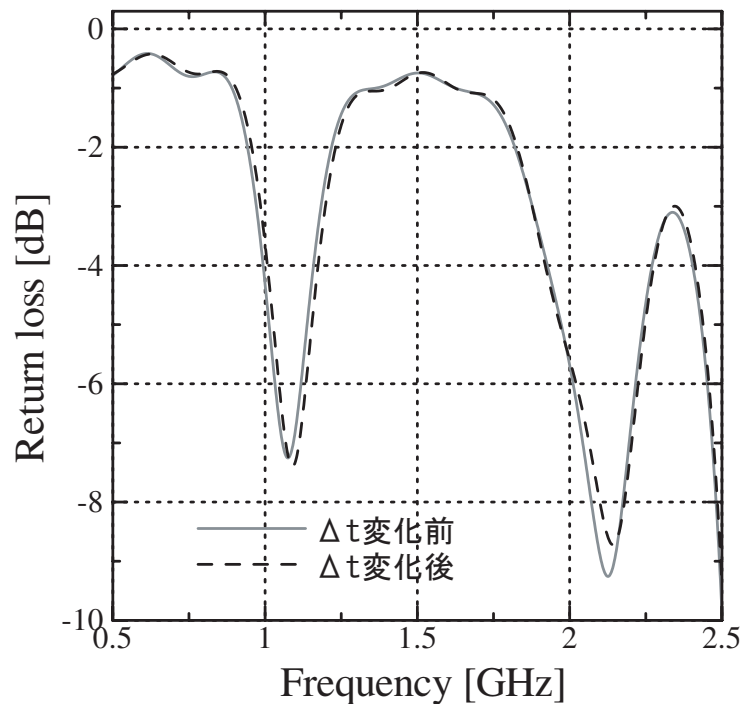


図 3.3: リターンロス特性

表 3.4: 解析時間の比較

$\Delta t$ の状態	解析時間 [s]
変化前	4238.255
変化後	4012.490

$\Delta t$  を変化させることによる特性の変化はほとんど無く、解析時間も前章の誘電体の場合と同様に短縮される結果となった。これにより、方形パッチアンテナに関しては誘電体や磁性体を挿入した場合でも、不等間隔メッシュ法において  $\Delta t$  をメッシュに応じて使い分ける方法が有効であることが示された。

### 3.3 ショートピン付き方形パッチアンテナについて

方形パッチアンテナと同様に，比誘電率  $\epsilon_r=2.6, 5.0$  の誘電体の代わりに M type フェライトを挿入し，その影響について比誘電率  $\epsilon_r=17.3$  の誘電体を挿入した場合と比較，検討を行なった。解析パラメータも誘電体挿入時と同様である。このときのリターンロス特性は図 3.4 のようになり，共振周波数および誘電体を挿入した場合の共振周波数  $f_o$  に対するフェライト挿入後の共振周波数  $f_c$  の割合  $f_c/f_o$  は表 3.5 のようになった。

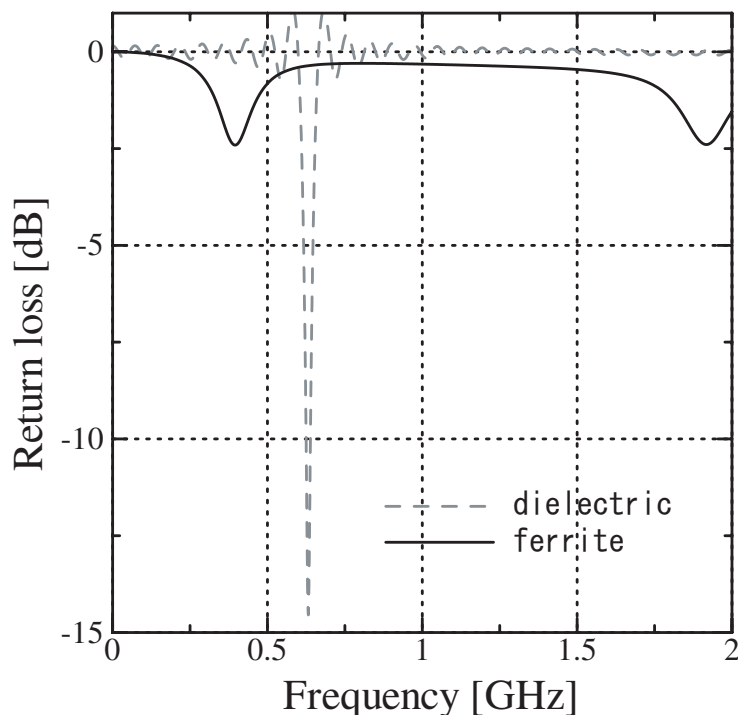


図 3.4: リターンロス特性

表 3.5: 共振周波数

誘電率	共振周波数 [GHz]	$f_c/f_o$
誘電体	0.632	1
フェライト	0.396	0.627

共振周波数について見ると，比誘電率 17.3 の誘電体を使用したときの共振周波数が 0.632 [GHz] であるのに対し，フェライトを使用したときの共振周波数は 0.396 [GHz] となっており，方形パッチアンテナの場合と同様に，透磁率が増加したときには共振周波数が低くなってお

り、およそ 0.627 倍となっていた。 $\frac{1}{\sqrt{2.3}} \cong 0.659$  であるから、ほぼ  $\frac{1}{\sqrt{\mu_r}}$  に比例していた。したがって、ショートピン付き方形パッチアンテナの場合も方形パッチアンテナの場合と同様に、フェライトを磁性体として用いることがアンテナの小型化に対して有効な手段であると言える。

### 3.4 ヘリカルアンテナについて

他のアンテナと同様に，比誘電率  $\epsilon_r=2.6, 5.0$  の誘電体の代わりに M type フェライトを挿入し，同じ値の比誘電率を持つ誘電体と比較を行なった。この場合も，同様の解析パラメータで解析を行なった。このときのリターンロス特性を図 3.5，共振周波数および誘電体を挿入した場合の共振周波数  $f_o$  に対するフェライト挿入後の共振周波数  $f_c$  の割合  $f_c/f_o$  を表 3.6 に示す。

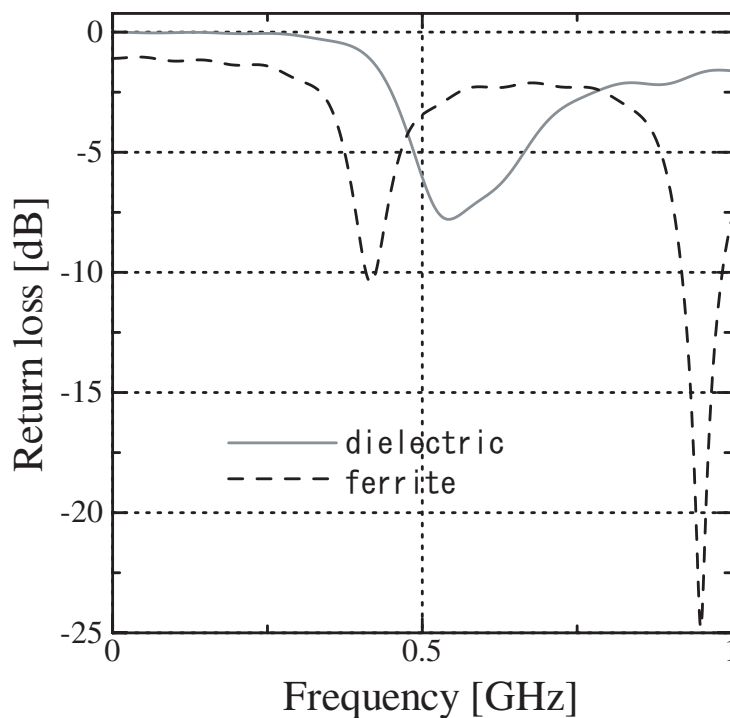


図 3.5: リターンロス特性

表 3.6: 共振周波数

誘電率	共振周波数 [GHz]	$f_c/f_o$
誘電体	0.543	1
フェライト	0.417	0.769

共振周波数について見てみると，比誘電率 17.3 の誘電体を使用したときの共振周波数が 0.543[GHz] であるのに対し，フェライトを使用したときの共振周波数は 0.417[GHz] となっ

ており、透磁率が増加したときには共振周波数が低くなっていた。低くなっている割合はおよそ0.769倍であった。方形パッチアンテナよりは共振周波数が低くなる割合が小さかった。また、 $\frac{1}{\sqrt{\mu_r}}$ に比例しているとはいえなかった。これは、アンテナによって小型化の度合いが異なるためだと考えられる。また、帯域についてはフェライト挿入後の方が狭くなっていることが確認できた。よって透磁率の増加によって共振周波数が低くなっていることから、フェライトを用いることでより低い周波数帯域で用いることができる、すなわちヘリカルアンテナの小型化を図る上で、フェライトは有効な材料であると言える。

## 第 4 章

### 結論

方形パッチアンテナ，ショートピン付き方形パッチアンテナ，ヘリカルアンテナといった 3 種類のアンテナについて，それぞれ比誘電率  $\epsilon_r=2.6, 5.0$  の誘電体を挿入した場合に生じる影響，さらには磁性体である M type フェライトを挿入した時に生じる影響を，同じ比誘電率を持つ誘電体と比較することで見出すことができた。

フェライト，フェライトと同じ比誘電率を持つ誘電体をそれぞれ挿入した場合，どのアンテナにおいてもフェライトを使用した場合の共振周波数がフェライトと同じ比誘電率を持つ誘電体よりも低くなった。方形パッチアンテナについては，フェライト挿入後の共振周波数  $f_c$  が誘電体の共振周波数  $f_o$  のおよそ 0.704 倍，ショートピン付きパッチアンテナについてはおよそ 0.627 倍，ヘリカルアンテナについてはおよそ 0.769 倍となっていた。フェライトの比透磁率は 2.3 であり， $\frac{1}{\sqrt{2.3}} \cong 0.659$  となることから，方形パッチアンテナ，ショートピン付きパッチアンテナではほぼ管内波長の比で共振していたが，ヘリカルアンテナでは共振周波数の低下する割合が小さくなった。これは，アンテナによって小型化の構造の度合いが異なるために，単純に  $\frac{1}{\sqrt{\mu_r}}$  に比例するとは限らないためだと考えられる。しかし，比透磁率を持った磁性体という高誘電率材料を使用することで共振周波数を低くできた，すなわちアンテナの小型化をする際に，磁性体を用いることが有効な手段となることがわかった。

また，不等間隔メッシュ法における解析時間については，タイムステップ  $\Delta t$  をそれぞれのメッシュでのパラメータを使用することで，磁性体挿入時においても短縮することが可能であるという結果になった。但し，この方法を試みたのは方形パッチアンテナのみであるという点からも，他のアンテナでも同様の結果が得られるかどうかを解析，検討する必要があるだろう。

# 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助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 の蒋恵玲先輩、D1 の道下尚文先輩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, 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] 蔣惠玲、新井宏之、”不等間隔メッシュを用いた FDTD 法によるモノポールアンテナの解析”、信学技報、1998
- [3] 山中千代衛 他、”電気材料の進歩”、日刊工業新聞社、1959
- [4] KARL S.KUNZ, RAYMOND J.LUEBBERS、”Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics”、CRC Press、1993
- [5] 赤崎勇、”電気・電子材料”、朝倉書店、1985
- [6] 比留間光一 他、”電気材料”、日刊工業新聞社、1958