

修士論文

傾斜給電部を有する線状アンテナ  
のFDTD解析法に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成17年2月7日提出

03GD191 陸 テイ

# 要約

現在、携帯電話などの高周波通信用アンテナの特性解析に多く用いられている FDTD (Finite Difference Time Domain) 法は Maxwell の方程式を基本とし、時間領域と解析空間において差分化し、解析空間の電磁界を時間的に更新、出力点の時間応答を得る方法である。FDTD 法では解析対象となる構造の複雑さとはほぼ無関係に解析領域を適当なメッシュ構造でセルすればよいため、同一の FDTD アルゴリズムを用いて容易に解析することが可能である。また、モーメント法では一回の計算で一つの周波数特性しか得られないのに対して、FDTD 法においては、ガウス型パルスなどで励振した後の応答波形を、高速フーリエ変換 (FFT) により、非常に広帯域な周波数を一回の計算することができる。そこで、近年、アンテナ設計、電磁波散乱問題など多くの範囲で用いられている。

アンテナをモデリングするとき、FDTD 法は直方体セルで解析空間を分割するため、その直方体セルの格子線上に存在しない導体面を表現するために、階段近似を用いることが一般的であるが、十分に細かく分割する必要がある、正確にモデリングすることができない。そこで、ファラデー法則による CP (Contour-Path)-FDTD 法が物体の表面を精度良くモデル化することができるため、多く使用されている。一方、任意の位置に存在する導体面を表現する場合と比べ、直方体セルの格子線上に存在しない線状アンテナはその形状の扱いに加えて給電法についての問題が生じる。

従来の給電方法ではギャップ給電のように入力電圧を電界のみ与えるという方法になってしまう。このような例として地板上における傾いたモノポールアンテナに対して、地板を斜めにしてアンテナをセルに一致する手法と、地板をセルに一致させ、アンテナを斜めにする手法がある。いずれの場合でも導体部分と給電部を共にセルに一致させて解析することが難しい。

本論文ではこの問題に対してベクトル給電モデルを提案する。まず、45 度傾斜角度における線状アンテナの導体部分についてのモデリング法を示し、提案した給電モデルによる解析結果と、階段近似およびギャップ給電による解析結果を実験結果と比べ提案手法が有効であることを示す。次に、任意傾斜角度における線状アンテナについて、セルサイズの比率で傾斜角度に合わせるベクトル給電モデル 1 と、正方形セルにおいて係数のみ傾斜角度にあわせるベクトル給電モデル 2 を提案し、前者が後者のモデルより精度がよいことを明らかにした。また、線状導体を斜めに配置すると、アンテナの長さが実際の長さとは一致しないため共振周波数に誤差が生じる。この問題に対して、不等間隔メッシュを用いてアンテナの長さによる誤差が減少できることを確認する。

# 目次

第1章	序論	1
1.1	FDTD法の特徴および応用分野	1
1.2	FDTD法の基礎方程式	2
1.3	CP-FDTD法および傾斜給電部	3
第2章	45度傾斜線状アンテナのFDTD解析	6
2.1	FDTD法による線状アンテナの解析	6
2.1.1	解析モデル	7
2.1.2	アンテナの太さを考慮することによる影響	8
2.1.3	不等間隔メッシュによる影響	10
2.2	45度傾斜角度線状アンテナの解析	13
2.2.1	ファラデー法則による計算式導出	13
2.2.2	磁界が導体と重なる場合によるCP-FDTD法	15
2.2.3	給電部のモデル化	15
2.2.4	解析結果と実験結果の比較	17
2.2.5	線状アンテナ端部の分割法	21
2.3	まとめ	23
第3章	任意角度傾斜線状アンテナのFDTD解析	24
3.1	任意傾斜導体のCP-FDTD法	24
3.2	任意角度の傾斜給電モデル	27
3.3	傾き角度 $\theta = \tan^{-1}2$	28
3.4	傾き角度 $\theta = \tan^{-1}0.5$	36
3.5	まとめ	40
第4章	結論	41
	謝辞	42
	参考文献	43
	発表文献	44

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 FDTD 法の特徴および応用分野

最近，移動体通信などの無線を利用した通信の世界が急速に普及しつつある．ここで重要な役割を担うのがアンテナである．その計算手法は高速大容量計算機の発達と実モデル解析の必要性から近年注目を集まっている．アンテナの計算手法として代表的な手法は，モーメント法，有限要素法，FDTD 法 ( Finite Difference Time Domain Method ) などが挙げられる．モーメント法や有限要素法のように周波数領域の解法に対して，FDTD 法が時間領域の解法として近年注目されている [1][2]．FDTD 法は従来のモーメント法を始めとしたスペクトル領域における各種の電磁界解析方法に比べて，FDTD 法は次に上げる幾つの特徴を持っている．

- ・汎用性．モーメント法など周波数領域における解析方法では，基本的には解析構造ごとに積分方程式の定式化を行う必要がある．これに対して，FDTD 法では解析対象となる構造の複雑さとはほぼ無関係に，解析領域を適当なメッシュ構造でセル化すればよい．同一の FDTD アルゴリズムを用いて困難なく解析することが可能である．

- ・統合性．FDTD 法によって今までに直接関連性の薄い回路理論と電磁界理論を統合できる．

- ・広帯域性．モーメント法では一回の計算で一つの周波数しか得られない．これに対して，FDTD 法においては，ガウス型パルスなどで励振して回路のレスポンスをシミュレーションし，後で高速フーリエ変換 (FFT) を行えば，直流から数百ギガヘルツまでの非常に広帯域な周波数特性を一回の計算で得ることができる．

- ・視覚性．FDTD 法では解析領域を小さなメッシュ構造でセル化して，各セルにおける電磁界成分の時間的な変化をシミュレーションする．そのため，最新のコンピュータグラフィクス技術を利用すれば，解析領域における電磁界の 3 次元分布を直観的に表示できる．またアニメーション技術を用いて解析空間における電磁界の時間軸上の振舞いもリアルに捉えることができる．従って，無線機器の研究・開発に FDTD 法を利用すれば，実際の回路を試作する前に回路の諸特性を視覚的に把握することができ，製品開発

の周期とコストを大幅に減少することが可能である。

以上のような特性を持つため、FDTD法は以下のような多くの分野で用いられる。

- ・電磁波散乱問題．飛行機を始めとする各種物体の電磁波散乱問題を調べることはFDTD法の最初の応用の一つであった。

- ・電波伝搬問題．最近、マイクロ波・ミリ波を利用した各種通信の研究開発が盛んに行われている。これらの電波応用システムを実用化させるために、マルチパス伝搬を始めとする各種の電磁波伝搬特性を正確に把握することが重用である。

- ・アンテナ設計．FDTD法を用いることによって、ダイポール、パッチ、スロットなどあらゆる構造のアンテナを解析することができる。従来の解析方法では取り扱い困難な同軸線路による給電構造なども簡単にモデル化することが可能である。また、有限な大きさの大地導体を持つアンテナ、あるいは直交した誘電体基板上のアンテナなどFDTD法を使えば厳密に解析することができる。

- ・電磁干渉問題．近年、無線機器の小型化、多様化および高周波数帯への移行により、電磁波の相互干渉(EMC)がクローズアップされてきた。EMCには、無線機器間の干渉、機器内のモジュール間の干渉回路内部のインターコネクト間の相互結合など、多種多様にわたるが、これらの効果を把握することは無線通信機器設計の重要な一部分である。また、電磁干渉を低減するために、各レベルのシールドリングが一般的に行われているが、この場合による回路への影響を調べる必要がある。さらに、携帯電話など無線通信機と人間の頭部や手の間の電波干渉を調べることは、効率的な通話を実現するためだけでなく、電波の人間に与える影響を知るためにも重用である。最近、こちらの電波干渉問題を解析するために、FDTD法が非常に有効な手段として広く使われている。

- ・マイクロ波回路の解析および設計．近年、携帯電話、PHS、無線LAN、ICカードを始めとする各種無線通信システムが急速に普及しつつある。マイクロ波・ミリ波を利用するこれらの無線機器の発達には、小型軽量化が可能な平面回路およびアンテナが重要な役割を果たしている。これらのマイクロ波平面回路またはアンテナを効率的に設計するためには、汎用性が高く精度がよいコンピュータ支援設計ツール(CAD)の開発が非常に重要な意味を持つ。FDTD法は前述のような特徴を持つため、次世代の電磁界/回路総合シミュレータとして大いに注目を浴びている。

- ・超高速オプトエレクトロニクス分野。

## 1.2 FDTD法の基礎方程式

FDTD法の基本となるマクスウェルの方程式は、アンペアの周回積分の法則とファラデーの電磁誘導の法則を基本とする。それぞれの法則は微分形と積分形で表され、通常、電界磁界に関するガウスの法則と組み合わせた計四つの方程式のことをマクスウェルの方程式と言う。ここでは微分形のマクスウェルの方程式を電界  $E[V/m]$ 、磁界  $H[A/m]$ 、電束密度  $D[C/m^2]$ 、磁束密度  $B[T]$ 、電荷密度  $\rho[C/m^3]$ 、電流密度  $J[A/m^2]$  を用いて次のよう

に表す．

$$\text{rot}H(r, t) = \frac{\partial D(r, t)}{\partial t} + J(r, t) \quad (1.1)$$

$$\text{rot}E(r, t) = -\frac{\partial B(r, t)}{\partial t} \quad (1.2)$$

$$\text{div}B(r, t) = 0 \quad (1.3)$$

$$\text{div}D(r, t) = \rho(r, t) \quad (1.4)$$

ここで，(1)：アンペアの法則，(2)：ファラデーの電磁誘導の法則と(3)：磁界中のガウスの法則，(4)：電界中のガウスの法則は独立な式でなく，FDTD法において(3)(4)式は数値誤差の評価基準として用いられる程度で，定式化には(1)(2)式が用いられる．

次に(1)(2)式にYeeのアルゴリズムを用いて，時間と空間座標について中心差分を適応し，定式化すると3次元空間において次のようなFDTD基本方程式を得ることができる．

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\mu} \left\{ \frac{E_z^n(i, j, k+1) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k+1) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right\} \quad (1.5)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left\{ \frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j+1, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k+1) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta z} \right\} \quad (1.6)$$

電界と磁界の成分がお互いに半空間ステップ分オフセットするように，それぞれをメッシュの各エッジと表面の中心に配置している．また，電界および磁界成分を時間軸においても半ステップ( $\frac{\Delta t}{2}$ )だけずらして交互に求めていく．

### 1.3 CP-FDTD法および傾斜給電部

FDTD法は解析空間を直方体セルに分割することを基本とするため，その直方体セルの格子上に境界面が存在しない導体面を表現するために階段近似を用いるのが一般的である．精度をよくするにはセルサイズを小さくする必要があり，セル格子上の導体を表現するときに比べて多くの計算機資源が必要とし，実際の現象に比べて共振周波数や伝搬時間に大きな誤差が生じ，精度良く解析することが困難である．そこで，グリッドに合わない部分にのみ従来型ではないアルゴリズムを適用するCP(Contour Path) - FDTD[3][4][5]と呼ばれている方法が報告されている．この方法は図2.6に示すようにファラデー法則に基づいてグリッドに合わない部分の電界，磁界成分のうち $H_z$ 成分のみ適用し，板状アンテナの曲表面のモデリングを可能とする．また，この方法を用いることで，計算機資源の効率化や計算精度の向上が期待できる．

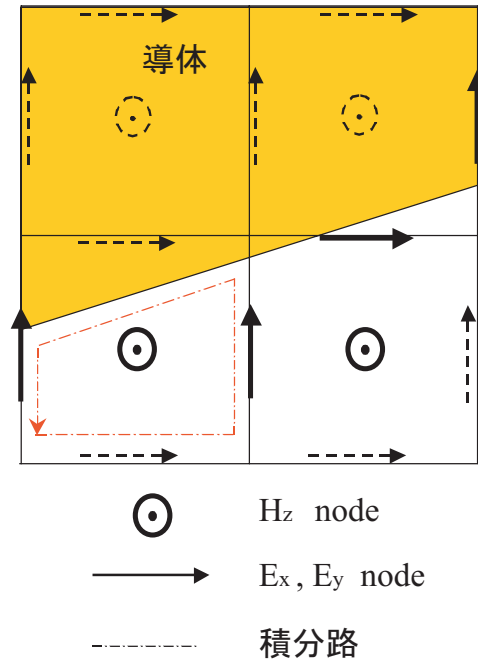
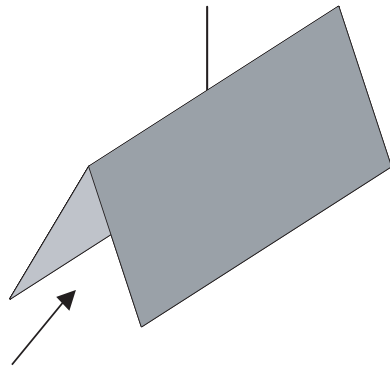


図 1.1：板状アンテナの CP-FDTD 法

一方，線状アンテナを解析するにはモーメント法が有効であるが，アンテナ近傍に複雑な散乱体がある場合には解析が極めて困難である．そこで線状アンテナに適用する CP-FDTD 解析が報告されている [6][7]．線状アンテナを解析する際には，導体部分が磁界エッジと重なる場合と任意位置に配置される場合がある．導体が磁界エッジと重なる場合には，補助的な磁界を用意し，導体の周りの電界がこの補助磁界により求められ，計算する必要がある．また，任意位置に配置される場合には，傾斜導体が配置された面の周辺にあり，導体と垂直な関係にある磁界を計算する際，その積分路を導体に沿った積分路に変更し，傾斜導体が横切る辺の電界をその周辺にある電界によって近似する．さらに導体が横切る格子を含み，その傾斜導体面に垂直で隣接したセル面の中心に割り当てられた磁界を補正することである．

アンテナを解析する際には，給電部の取り扱いは非常に重要である．従来の給電方法がギャップ給電のような入力電圧を電界のみ与えるという方法になってしまう．しかしながら，携帯電話や無線機の急速発展に従ってアンテナの実装の自由度を上げるためには，地板の端での給電が望まれている．図 1.2 に示したように地板上におけるモノポールアンテナに対して，地板を斜めにしてアンテナをセルに一致する場合と地板をセルに一致して，アンテナを斜めにする場合がある．モノポールアンテナがセルに対して傾いているので給電部がセルに対して傾いてしまっている．通常の給電モデルが正確な解析ができないため傾斜ベクトル給電モデルが提案された．



この方向から見る

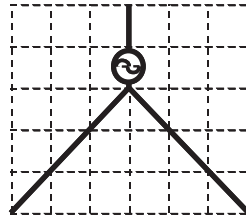


図 1

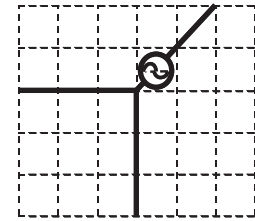


図 2

図 1.2 : 地板上のモノポールアンテナ

そこで、本論文では、次章より 45 度線状導体の FDTD 法を検討する。基礎検討として、セルに一致する場合のモノポールアンテナを解析モデルとしてワイヤ近似と不等間隔メッシュ法から線状アンテナの特性について述べる。ファイデー法則による CP-FDTD 法が板状アンテナに適用する計算式を導出するうえで、線状アンテナの導体部分が磁界エッジと重なる場合について補助磁界を用いる CP-FDTD 法を説明する。提案されたベクトル給電モデルを用いて解析した結果が階段近似、ギャップ給電による解析結果を実験結果と比べ、ベクトル給電モデルが有効であることを示す。線状導体が斜めに配置されると、実際の長さより等しくない場合がある。そのため、不等間隔メッシュを用いてアンテナの端部と給電部のセルサイズを変化させ、均一メッシュによるモデリングされたアンテナの長さより長さの誤差が減少できることが示される。

第 3 章では任意角度線状アンテナの FDTD 法について説明する。任意角度における給電部のモデルリングは線状導体の配置により、セルサイズの比率で傾斜角度合わせるといふベクトル給電モデル 1 と正方形のセルにおいてベクトルで与えた給電電圧の係数のみ傾斜角度にあわせるというベクトル給電モデル 2 を提案し、角度  $\theta = \tan^{-1}0.5$  と  $\theta = \tan^{-1}0.5$  における線状導体を解析する。2 つの給電モデルを比較したりターンロス特性を示し、ベクトル給電モデル 1 はベクトル給電モデル 2 より精度がよいことが明らかになる。また放射パターンの解析結果より給電部のモデル化は放射指向性にほぼ影響しないことが分かる。

第 4 章では結論を述べる。



## 第 2 章

# 45 度傾斜線状アンテナの FDTD 解析

本章では線状アンテナが磁界と重なる場合による CP-FDTD 法および給電モデルについて説明する。

基礎検討として線状アンテナの中に代表的なモノポールアンテナを解析モデルとする。通常の線状アンテナをモデリングするとき、線状アンテナの軸半径は波長に対して非常に小さいため、もし、線状アンテナの半径程度のサイズのセルを用いならばその計算量は非常に膨大になる。そこで、解析領域のほとんどは大きいセルを用い、局所的に小さな構造を扱えるような手法があるとよい。そこで、第一節では、線状アンテナの半径を考慮するワイヤ近似モデルについて説明する。また、比較的安定性がよく、部分的に格子間隔を変える手法の不等間隔メッシュ法を述べ、モノポールアンテナの特性を示す。

傾けられた板状アンテナをモデリングするとき、階段近似より、解析対象物近傍だけを特別なセルを用いて正確にモデル化する手法の CP-FDTD 法が報告されている。しかし、線状導体を傾けて解析するときには、導体だけ解析できなくて、給電部を傾けて解析する必要性もある。そこで第二節では、45 度傾斜導体の CP 法を説明し、ベクトル給電モデルにおいて解析結果と実験結果について検討する。また、第一節で紹介された不等間隔メッシュ法を用いて、アンテナの長さが一致するように給電部と端部のセルサイズを変化させ、解析する。

### 2.1 FDTD 法による線状アンテナの解析

FDTD 法を用いて線状アンテナを解析する際には代表的な解析モデルはモノポールアンテナである。そこで、本節では、まず通常モノポールアンテナの解析モデルと解析条件を説明する。次に線状アンテナのワイヤモデルと不等間隔メッシュ法 2 つの方面から線状アンテナの特性について説明する。

### 2.1.1 解析モデル

基礎検討としてモノポールアンテナの解析モデルを図 2.1 に示し、解析条件を表 2.1 に表される。ここで、導体の中心軸に沿って配置された電界を 0 とし、解析空間全体を均一メッシュを用いる。なお、今後の解析は表 2.1 中の条件を基本条件として用いて解析することである。

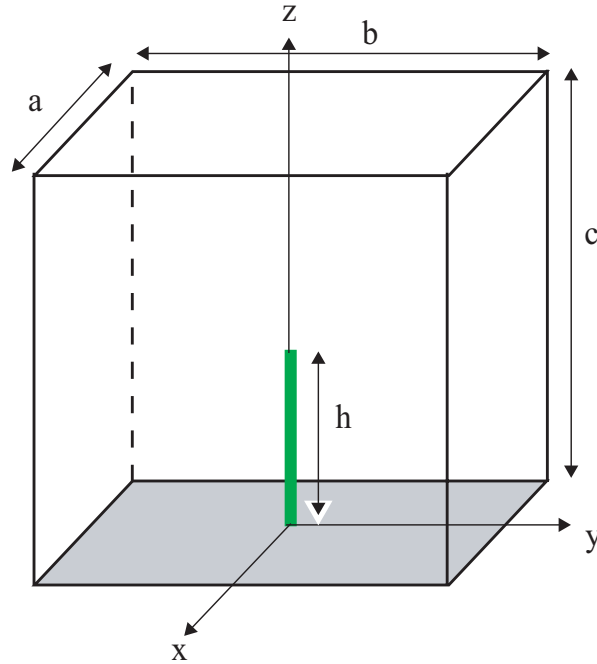


図 2.1 : 解析モデル

表 2.1 : 解析条件

解析対象	7.5cm
解析空間	70 × 70 × 50 cells
セルサイズ	$\Delta x = \Delta y = \Delta z = 5.0\text{mm}$
タイムステップ数	20,000
吸収境界条件	PML 8 層
給電方法	ギャップ給電
入力電圧	正ガウシアンパルス

## 2.1.2 アンテナの太さを考慮することによる影響

従来のFDTD法では直交格子を用いて解析を行っており，円形断面を有する導体を取り扱う場合，階段近似が多く用いられてきた．しかし，階段近似では円形断面に近似させるためには複数個の単位格子を必要とするため，解析領域の領域分割数が大きくなり，計算時間や容量などの束縛を受けやすい．そこで，セルのサイズよりも小さな半径のアンテナを計算するための thin wire approach が提案されている．図 2.2 は，FDTD 法に用いられる単位格子よりも小さな半径  $r$  を持つワイヤ状の導体を示している．このワイヤ状の導体の解析を行うために以下のような仮定を用いて定式化を行う．

・ワイヤ中心からの半径距離  $r$  の近傍電磁界  $E_y, E_z, H_x$  が  $1/r$  に比例する．

・近傍電磁界  $E_z, H_x$  および  $H_y$  は  $z$  軸方向の分布は直線で近似される．

この仮定を用いて各磁電界成分  $H_y, E_z$  および  $E_x$  は次式で与えられる．

$$H_y(x, y, z) = H_y(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) (\frac{\Delta x}{2}) \frac{1}{x} \{1 + c_1(z - (k + \frac{1}{2})\Delta z)\} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} E_x(x, y, z) &= E_x(i + \frac{1}{2}, j, k) \frac{\Delta x}{2} \frac{1}{x}, z = k\Delta z \\ &= E_x(i + \frac{1}{2}, j, k + 1) \frac{\Delta x}{2} \frac{1}{x}, z = (k + 1)\Delta z \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} E_z(x, y, z) &= 0, x = i\Delta x \\ &= E_z(i + 1, j, k + \frac{1}{2}) \{1 + c_2(z - (k + \frac{1}{2})\Delta z)\}, x = (i + 1)\Delta x \end{aligned} \quad (2.3)$$

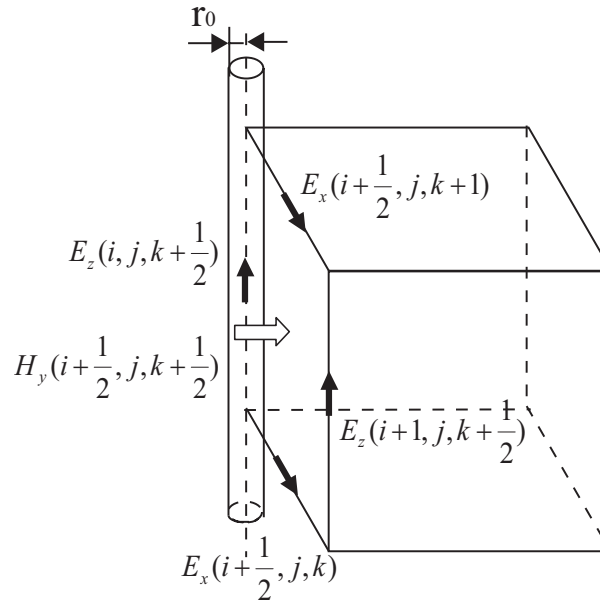


図 2.2 : ワイヤモデル

式 (2.1) をファラディ法則

$$\oint_c E \cdot d\vec{\Gamma} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_s B \cdot d\vec{S} \quad (2.4)$$

に適用し，空間について差分化すると次式となる．

$$\begin{aligned} \frac{\partial H_y}{\partial t}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) &= \frac{1}{\mu_0 \Delta z} \{E_x(i + \frac{1}{2}, j, k) - E_x(i + \frac{1}{2}, j, k + 1)\} \\ &\quad + \frac{2}{\mu_0 \Delta x \ln \frac{\Delta x}{r_0}} E_z(i + 1, j, k + \frac{1}{2}) \end{aligned} \quad (2.5)$$

式 (2.5) の左辺を時間について差分化して整理すると，次式を得る．

$$\begin{aligned} H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) &= H_y^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \\ &\quad + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} \{E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) - E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k + 1)\} \\ &\quad + \frac{2\Delta t}{\mu_0 \Delta x \ln \frac{\Delta x}{r_0}} E_z^n(i + 1, j, k + \frac{1}{2}) \end{aligned} \quad (2.6)$$

同様にして，ワイヤを含む四つの断面において磁界の更新式が求められる．

$$\begin{aligned} H_y^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) &= H_y^{n-\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \\ &\quad + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} \{E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) - E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k + 1)\} \\ &\quad - \frac{2\Delta t}{\mu_0 \Delta x \ln \frac{\Delta x}{r_0}} E_z^n(i - 1, j, k + \frac{1}{2}) \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) &= H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \\ &\quad - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} \{E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) - E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k + 1)\} \\ &\quad - \frac{2\Delta t}{\mu_0 \Delta y \ln \frac{\Delta y}{r_0}} E_z^n(i, j + 1, k + \frac{1}{2}) \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) &= H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \\ &\quad - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} \{E_y^n(i, j - \frac{1}{2}, k) - E_y^n(i, j - \frac{1}{2}, k + 1)\} \\ &\quad + \frac{2\Delta t}{\mu_0 \Delta y \ln \frac{\Delta y}{r_0}} E_z^n(i, j - 1, k + \frac{1}{2}) \end{aligned} \quad (2.9)$$

ただし， $r_0$  はワイヤの半径を表している．また  $\Delta x, \Delta y$  および  $\Delta z$  はそれぞれ  $x, y$  および  $z$  方向の空間離散間隔，上付き添え字  $n$  は離散時間， $\mu_0$  は真空中の透磁率を表す．

モノポールアンテナを解析モデルとし，アンテナの半径  $r_0$  は  $\frac{\Delta}{5}$  から  $\frac{\Delta}{50}$  まで変化して thin wire approach 法を用いて解析する．実験用のアンテナの半径は  $r_0 = 0.1mm$  である．解析結果と実験結果のリターンロス特性は図 2.3 のように示す．太さの変化によるアンテナの共振周波数の誤差が表 2.2 で表されている．アンテナの半径が細くなると誤差が小さくなることが分かった．特に解析と実験のアンテナの半径は一致するとき，つまり  $r_0 = 0.1mm$  の時，解析結果と実験値の誤差が最も近づき 0.4 % となる．線状導体をワイヤ近似にすることが確認できる．

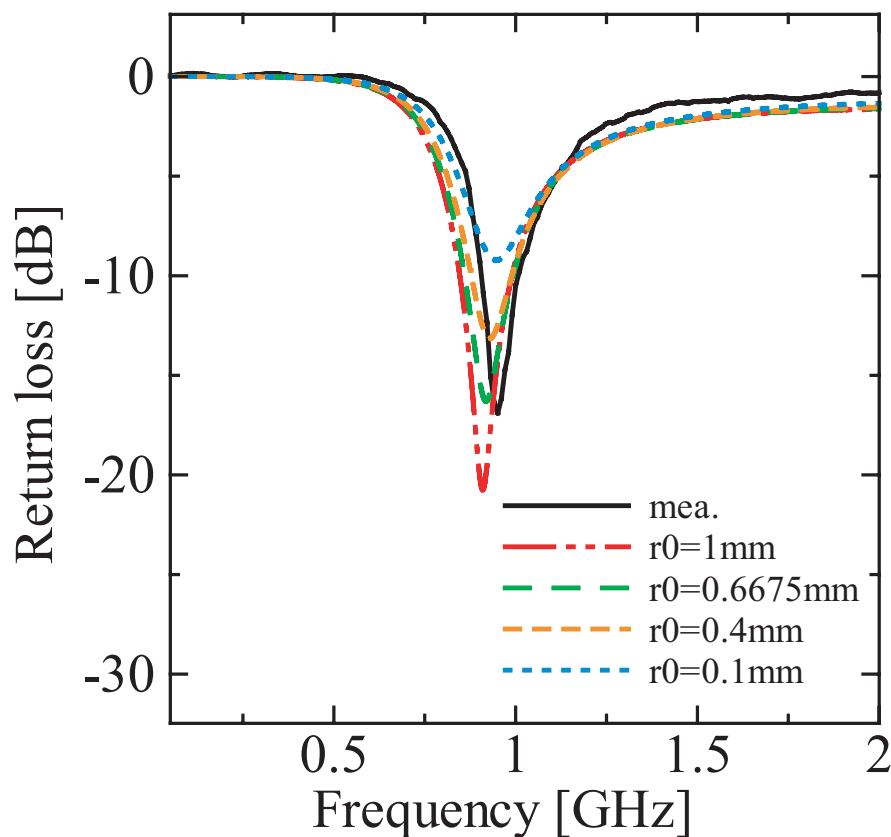


図 2.3 : リターンロス特性

表 2.2 : 解析結果と実験結果に対する誤差

太さ	mea.	$r_0 = 1mm$	$r_0 = 0.6675mm$	$r_0 = 0.4mm$	$r_0 = 0.1mm$
共振周波数の誤差	0	4.185 %	3.344 %	2.29 %	0.4 %

### 2.1.3 不等間隔メッシュによる影響

近年アンテナの小型化に伴い，アンテナの構造が複雑になってきている．またアンテナの全体に比べ，局所的に細かい構造の問題が増えている．これらのアンテナを正確に

モデリングするには、セルサイズをより小さくすることが要求されているが、解析空間内の総セル数が膨大になり、計算に必要とされるメモリが急増する。これらの問題を解決するため、代表的な手法として、セル内の積分式を変えることで粗いセルサイズでも正確に微細構造をモデリングできる周回積分法、アンテナの微細構造を含む部分を細かいメッシュで分割するサブグリッド法、不等間隔メッシュ法 (Non-Uniform Mesh)[8] などがある。

サブグリッド法とは、Yee セルの中にさらに細かな Yee セルを作り、微細構造をモデル化する方法である。粗い格子を 1 ステップ計算する間にサブグリッド領域で複数のステップを計算し、時間を同期させる手法である。しかし、本手法は非常に発散しやすいと報告されており、実用上問題が多いことからこの手法について特に触れないこととする。不等間隔メッシュ法は部分的に格子間隔を変える手法である。比較的に安定性がよく、異なるメッシュ領域の接続部に高精度の接続法を用いることで、計算精度も期待できる。この方法は細かいメッシュと粗いメッシュの二種類の異なるメッシュ間隔を用い、任意形状のアンテナを設計することができる。斜めの線状導体を FDTD 法を用いて解析する際にはアンテナの端部の位置が大切であるので、不等間隔メッシュを用いて格子間隔を変え、任意角度のアンテナの長さが一致する必要がある。そのため、基礎検討として、本小節は、図 2.4 を示すようにモノポールアンテナの端部と給電部について不等間隔メッシュを用いて解析する。

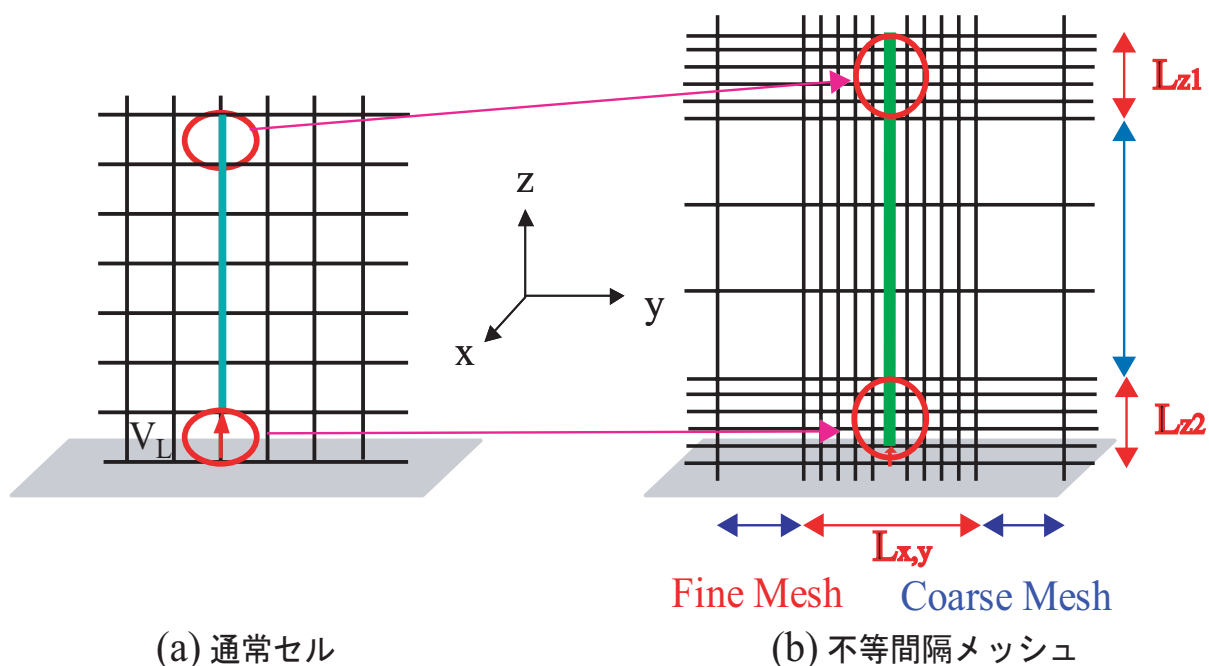


図 2.4 : 不等間隔メッシュ法のモデル

解析条件は表 2.1 のように表されている。二種類のメッシュを用い、粗いメッシュは  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 5\text{mm}$  とし、細かいメッシュは  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 1\text{mm}$  とする。また解析で用いられている細かいメッシュの領域 ( $L_x \times L_y \times L_{z1,2}$ ) はモノポールアンテナ

ナの端部と給電部のそれぞれ ( $10 \times 10 \times 5$  mm) である．均一メッシュ，不等間隔メッシュと実験値を比較して，リターンロスの特性は図 2.5 のように示す．共振周波数について，実験値を基準として，均一メッシュのほうが 3.344 % になり，不等間隔メッシュのほうが 1.56 % になった．それによって不等間隔メッシュを用いる場合は均一メッシュ ( $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 5\text{mm}$ ) を用いる場合より共振周波数の誤差が 1.784 % に減少することがわかった．これはアンテナの端部の位置に関係していると考えられる．

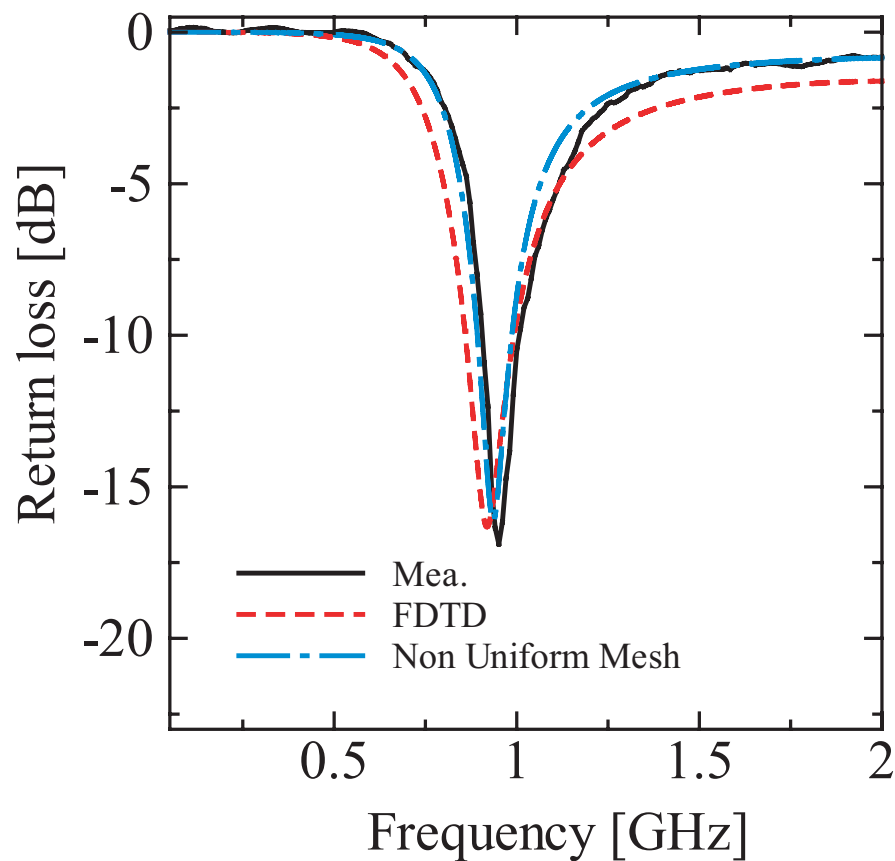


図 2.5 : 不等間隔の影響

## 2.2 45度傾斜角度線状アンテナの解析

45度傾斜角度の線状アンテナのFDTD解析法について、本節で述べる。板状アンテナの導体部が直交セルに一致しない場合について、CP-FDTD法が適用することが知られている。板状アンテナの縁の部分にCP法を適用し、その縁の以外の導体部分に電界 $E$ をタイムステップごとに0にすることにより、通常のFDTD法でモデリングを行う。板状導体の縁の場所の磁界しか計算しないことに対して、線状導体にCP法を適用するためには、導体の両側の磁界を計算しなければならない。また線状導体が傾けられると傾ける給電部が望まれる。そこでまず、ファラデー法則によるCP-FDTD法の計算式の導出方法について説明する。次に補助磁界を用いる線状アンテナのCP-FDTD方法および斜めの導体に適用するベクトル給電法の説明をし、解析を行った結果について述べる。最後に、第一節で説明した不等間隔メッシュを用いて、傾斜導体の長さを一致するため格子間隔を変化させ、実験値と比べる。

### 2.2.1 ファラデー法則による計算式導出

アンテナ導体の形状が直交セルに一致しない部分について、正確にモデリングを行うために式(2.3)に示すファラデー法則を時間、空間について差分化した計算式を用いる。それ以外のセルに一致する部分について式(2.1)(2.2)を時間、空間について差分化した通常のFDTD法を適用する。

$$\frac{\partial H}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times E \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial E}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times H \quad (2.11)$$

$$\oint_C E \cdot d\vec{\Gamma} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \int_S H \cdot d\vec{S} \quad (2.12)$$

ここで、 $C$ は線積分を表し、 $S$ は面積分を表す。 $H$ は磁界成分、 $E$ は電界成分である。

導体の縁部分がどのようにセルを横切るのかによってCP-FDTD法を用いて計算する成分が異なってくる。しかし、このような手法によれば場合わけが複雑なので、図2.6(a)において積分路をABEFとし $H_z^{n+\frac{1}{2}}$ 成分のみCP-FDTD法を適用した例が報告されている。面積分の値が1セルの50%に満たない場合は計算値が不安定になったため、近隣の一つの外側のセルと合わせて積分路を設定する。つまり、図2.6の(a)~(b)のセルの面積分は $S_{ABF} \leq 0.5d_x \cdot d_y$ よりそれぞれのセルとあわせ、面積分を $S_{ACDE}$ とした。そして(a)のように導体が横切るとは上のセル、(b)は右のセル、(c)は左のセル、(d)は下のセルとあわせて周回積分を行う。またタイムステップ幅をCourantの安定条件より、式(2.13)を用いる。 $c$ は光速である。このようにして、板状アンテナの傾斜導体面を正確に



モデリングすることができる。

$$\Delta t = \frac{0.9}{c\sqrt{\left(\frac{1}{d_x}\right)^2 + \left(\frac{1}{d_y}\right)^2 + \left(\frac{1}{d_z}\right)^2}} \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}\right) &= H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}\right) \\ &+ \frac{\Delta t}{\mu(S_{ABF} + S_{BCDEF})} \left\{ E_z^n\left(i, j + 1, k + \frac{1}{2}\right) \cdot l_{ED} \right. \\ &\left. - E_y^n\left(i, j + \frac{1}{2}, k + 1\right) \cdot l_{DC} - E_z^n\left(i, j, k\right) \cdot (l_{CB} + l_{BA}) \right\} \end{aligned} \quad (2.14)$$

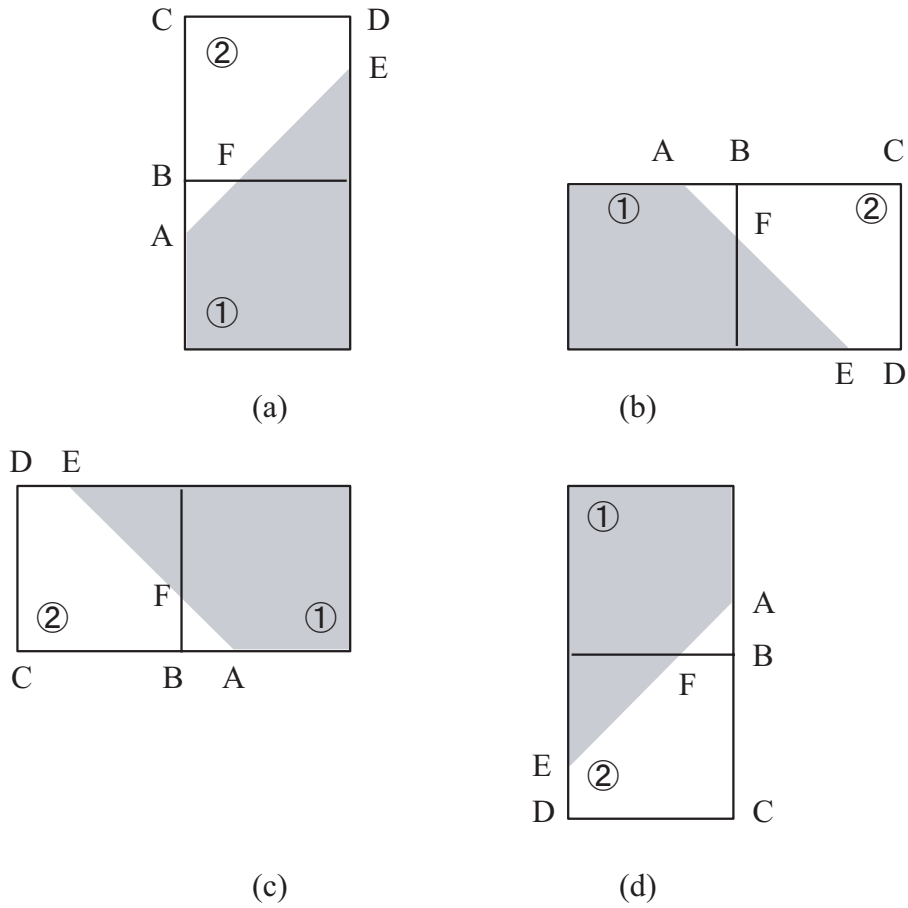


図 2.6 : 板状アンテナの CP-FDTD

## 2.2.2 磁界が導体と重なる場合による CP-FDTD 法

線状アンテナを解析する際には、板状アンテナのように導体の縁部分のみ CP-FDTD 法を使うようなモデル化できないので、線状導体の両側とも計算する必要がある。FDTD 法で任意形状を持つ線状アンテナを解析する際、図 2.7 に示すように磁界セルがアンテナ導体と重なる場合がある。このような場合には通常の Yee アルゴリズムが使えないため、図 2.7 に示すような補助的な磁界 ( $H_{x1}, H_{x2}$ ) を用意する方法が提案されている。

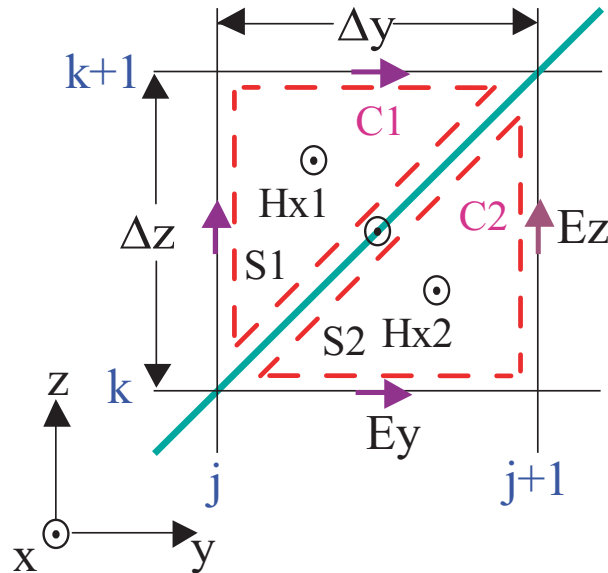


図 2.7：線状アンテナの CP 法

分割されたセルに対する補助的な磁界はファラディの法則を C1, C2 に適用することにより、式 (2.15), (2.16) と求めることができる。また周囲の電界もこの磁界を用いて求めることができる。

$$H_{x1}^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) = H_{x1}^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - \frac{\Delta t}{\mu S_1} \{E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k + 1)\Delta y\} + \frac{\Delta t}{\mu S_1} \{-E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2})\Delta z\} \quad (2.15)$$

$$H_{x2}^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) = H_{x2}^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - \frac{\Delta t}{\mu S_2} \{-E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k)\Delta y\} + \frac{\Delta t}{\mu S_2} \{E_z^n(i, j + 1, k + \frac{1}{2})\Delta z\} \quad (2.16)$$

## 2.2.3 給電部のモデル化

### (a) 従来の給電モデル

アンテナを解析する際には給電部のモデル化が最も重用である。従来の給電モデルが、図 2.8 に示したように単位セルで表された給電ギャップに電圧  $V$  が印加された場合を想

定している．すなわち，給電ギャップ中の電界強度を

$$E_z^n(0, 0, 0) = \frac{V_z^n}{\Delta z} \quad (2.17)$$

とする．ただし， $V_z$ はガウスアンパルスであり， $\Delta z$ は $z$ 方向のセルサイズである．

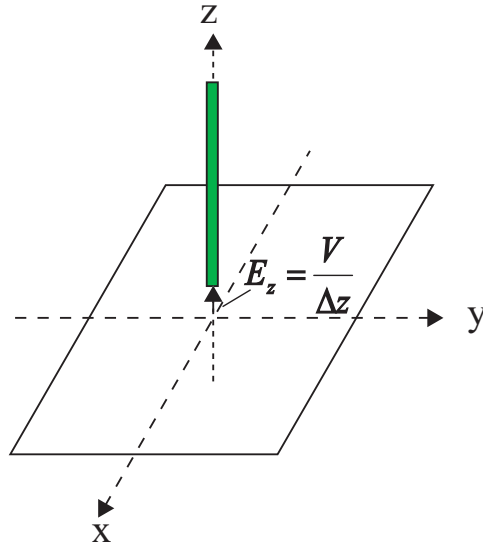


図 2.8 : ギャップ給電

(b) ベクトル給電モデル

給電部がセルに合う場合ではギャップ給電を用いるのが一般であるが，給電部がセルに合わない場合には適用できないため別の給電モデルが必要となっている．そこで，本論文では図 2.9 に示したようにアンテナの給電部の電位差をベクトルで与えるというベクトル給電モデルを提案する．ベクトルで合成した電位差  $V$  を  $z$  軸方向と  $y$  軸方向に  $V_1$  と  $V_2$  で分解し， $V_1, V_2$  に対応した電流  $I_1, I_2$  が求められる．

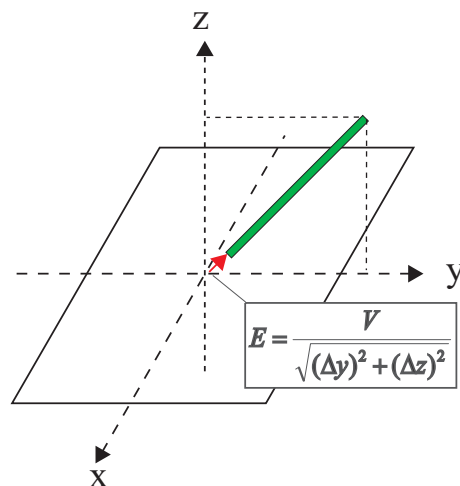


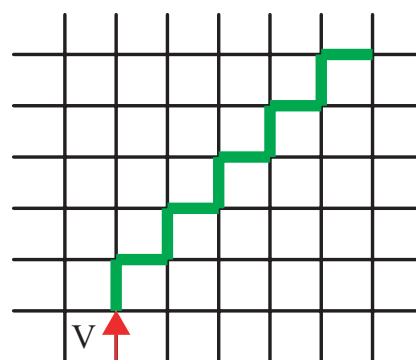
図 2.9 : ベクトル給電

## 2.2.4 解析結果と実験結果の比較

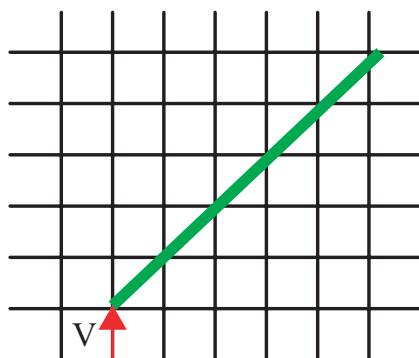
ベクトル給電モデルを用いて、45度における傾斜モノポールアンテナを解析する。実験モデルを図 2.10(a) に示す。アンテナの長さを  $7.5\text{cm}$  とし、地板の大きさは  $36 \times 36\text{cm}$  である。図 2.10(b) は階段近似による解析モデルであり、線状アンテナの導体部分をタイムステップごとに電界成分を 0 にすることでモデリングし、給電部にギャップ給電を用いて解析する。図 2.10(c) はギャップ給電モデルであり、アンテナの導体部分に補助磁界を用いて CP 法を適用し、給電部をギャップ給電で解析する。図 2.10(d) は提案されたベクトル給電モデルであり、線状導体に適用する CP 法を用いてアンテナの導体を解析し、給電部はベクトル給電である。解析条件は表 1 に表される。



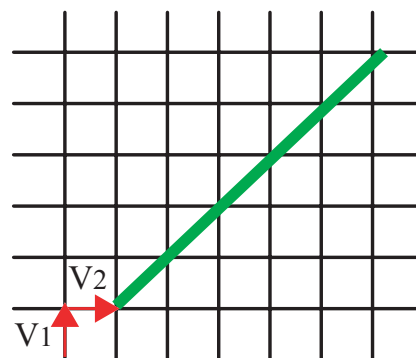
(a) Measurement



(b) Stair-stepped



(c) Gap-feed



(d) Vector-feed

図 2.10 : 給電モデル

モノポールアンテナのリターンロス特性の比較した結果を図 2.11 に示した。線状アンテナを傾けて解析するとき、積分路は必ずセルの辺上にならなければならないので、解析したモデルの長さが実験用のアンテナの長さとは一致することができない。表 2.3 はこの影響による実際のアンテナの長さに対する誤差になる。階段近似を用いる場合には、28.57%の大きな誤差を生じている。ギャップ給電とベクトル給電では 2%以下の長さの誤差となることが分かった。

表 2.4 に共振周波数の誤差を示す。階段近似の共振周波数が最も低く、次にギャップ給電、そしてベクトル給電モデルで解析したものが最も高くなり、実験結果との誤差が 14.03%から 3.11%まで減少することが分かった。図 2.12 と図 2.13 は 45 度における傾斜導体の放射パターンになる。実験結果に比した結果よりベクトル給電がアンテナの指向性にほぼ影響しないことが示された。このように、45 度傾けられたモノポールアンテナの解析において、導体部分を解析する際には階段近似を用いるより CP-FDTD 法の解析が有効であることが分かる。また、導体の傾斜角度に一致するようなベクトル給電を用いて解析した結果が従来のギャップ給電より有効性が確認されている。

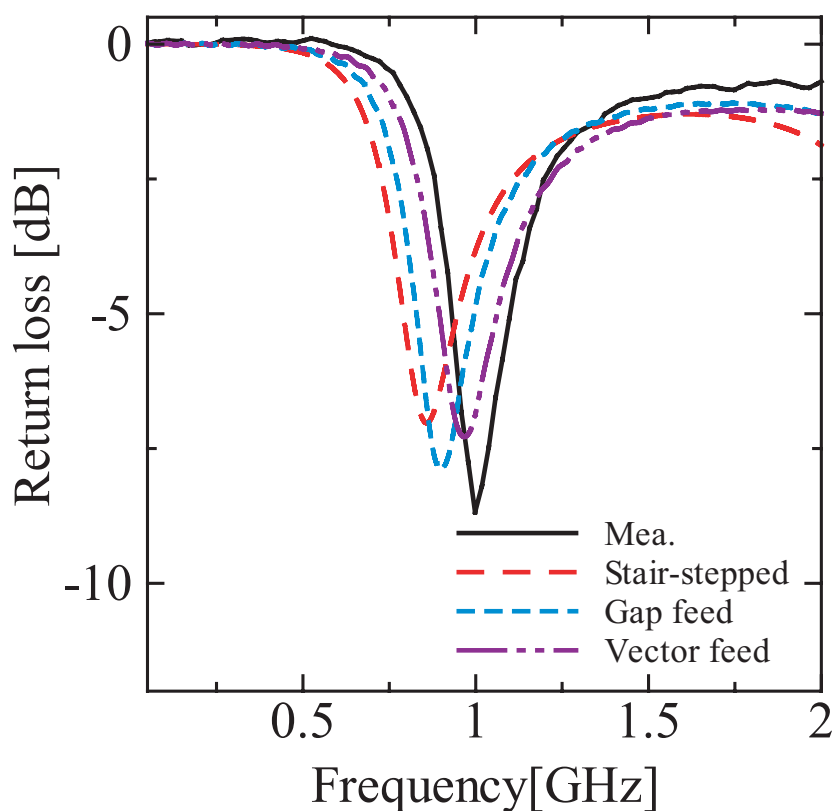


図 2.11 : 解析結果と実験結果

表 2.3 : アンテナの長さに対する誤差

実験	0
階段近似	28.57 %
ギャップ給電	0.95 %
ベクトル給電	1.81 %

表 2.4 : 共振周波数の誤差

	実験	階段近似	ギャップ給電	ベクトル給電
共振周波数 [GHz]	0.998	0.858	0.899	0.967
共振周波数の誤差 [%]	0	14.03	9.92	3.11

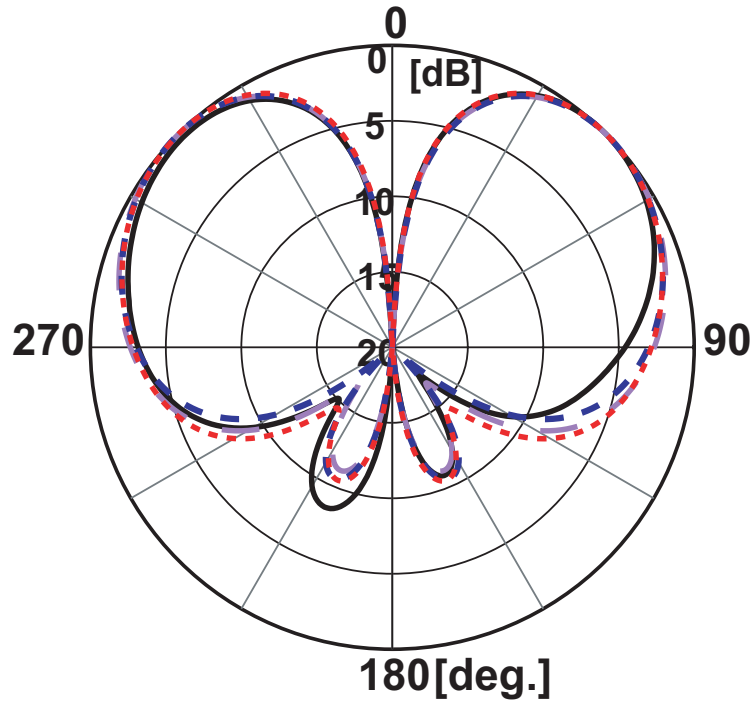


図 2.12 : zx 面における指向性

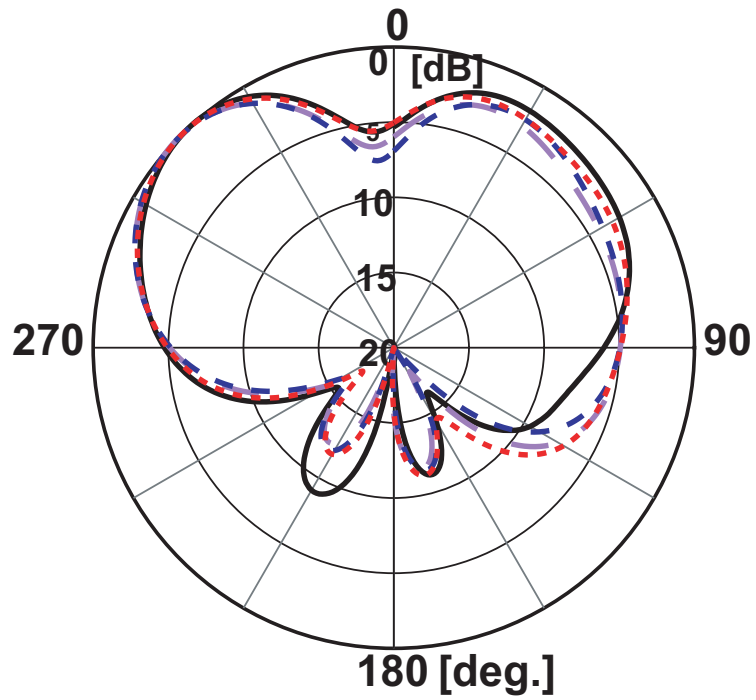


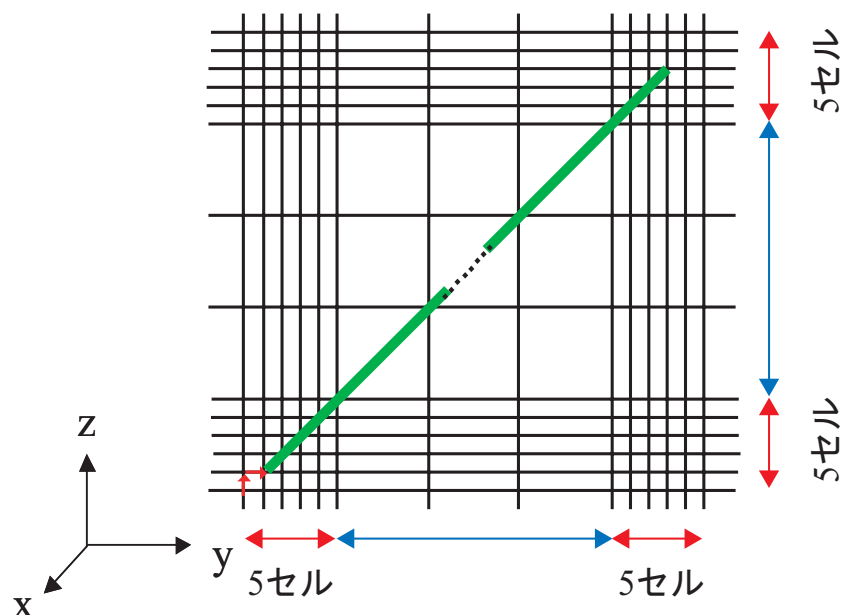
図 2.13 : yz 面における指向性

— Mea.    - - - Stair-stepped    - - - Gap Feed    ····· Vector Feed

## 2.2.5 線状アンテナ端部の分割法

ギャップ給電とベクトル給電を用いてモノポールアンテナを解析するときには，実験用のアンテナの長さとは比べてそれぞれ 0.95 % と 1.81 % の誤差があり，その誤差の生じた原因は計算するときの給電部の長さとは端部の位置に関係すると考えられる．そこで，この影響による誤差を減らすためには，第一章で紹介された不等間隔メッシュ法を用いて，3次元方向に直方体の間隔を任意に変化させ，アンテナの長さを一致するように解析する．

解析モデルは図 2.14 に示すようにモノポールアンテナを  $yz$  面に 45 度傾けている．導体の端部とは給電部は細かいメッシュを用いて解析し，他の部分は粗いメッシュで解析を行う．二種類のメッシュで解析するとアンテナの長さの誤差がギャップ給電とはベクトル給電それぞれ 0.61 % と 0.71 % までに減少する，このように不等間隔メッシュを用いて解析条件に合うようなセルサイズを求め，長さの影響を考慮せずに解析することが必要となる．



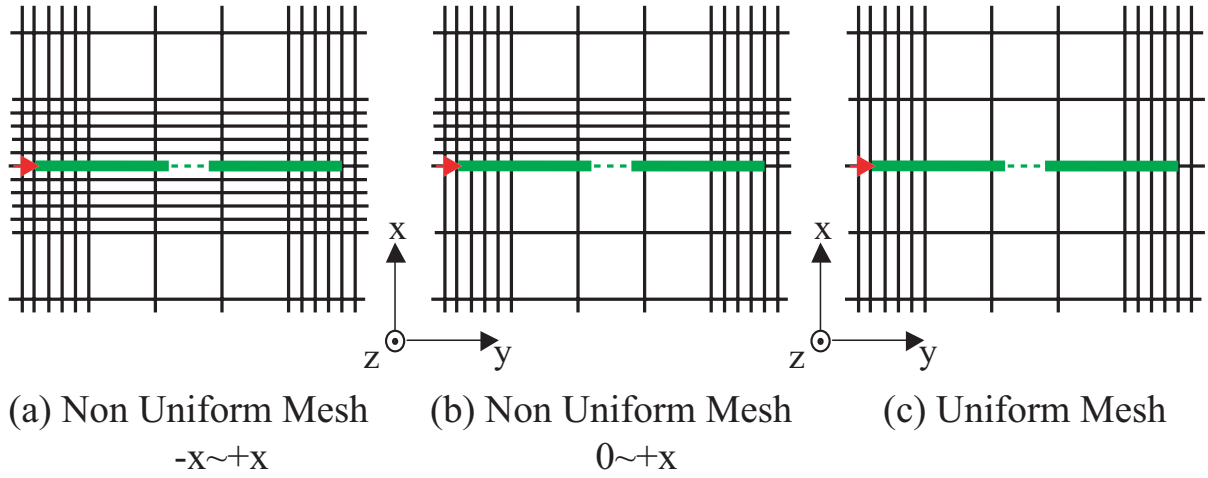
$$\begin{aligned} \Delta_{fine} : \Delta y = \Delta z = 1mm \\ \Delta_{coarse} : \Delta x = \Delta y = \Delta z = 5mm \end{aligned}$$

図 2.14 : 45 傾斜モノポールアンテナの解析モデル

一方，線状導体は  $yz$  平面上に設置され， $y, z$  の方向に異なるメッシュを用いてアンテナの長さを一致させることができる．このとき， $x$  方向に対する不等間隔メッシュの影響について図 2.15 を用いて説明する．図 2.15 から， $x$  方向の分割に三つの場合を考えている．(a) は導体の両側  $-x \sim +x$  の 5 セル分まで細かいメッシュを用い，(b) は導体の片側  $0 \sim +x$  の 5 セル分まで細かいメッシュを用いる．また (c) の場合， $x$  方向には粗いメッシュによる均一メッシュを用いて解析する．ここで細かいメッシュのセルサイズは  $1mm$  であり，粗いメッシュのセルサイズは  $5mm$  である．



解析結果を図 2.16 に示す． $x$  方向で不等間隔メッシュを用いることより均一メッシュで解析した共振周波数が一番高くなり実験値に最も近づくことが分かる．



$\Delta_{fine} : \Delta x = \Delta y = \Delta z = 1mm$   
 $\Delta_{coarse} : \Delta x = \Delta y = \Delta z = 5mm$

図 2.15 :  $x$  方向の不等間隔メッシュ

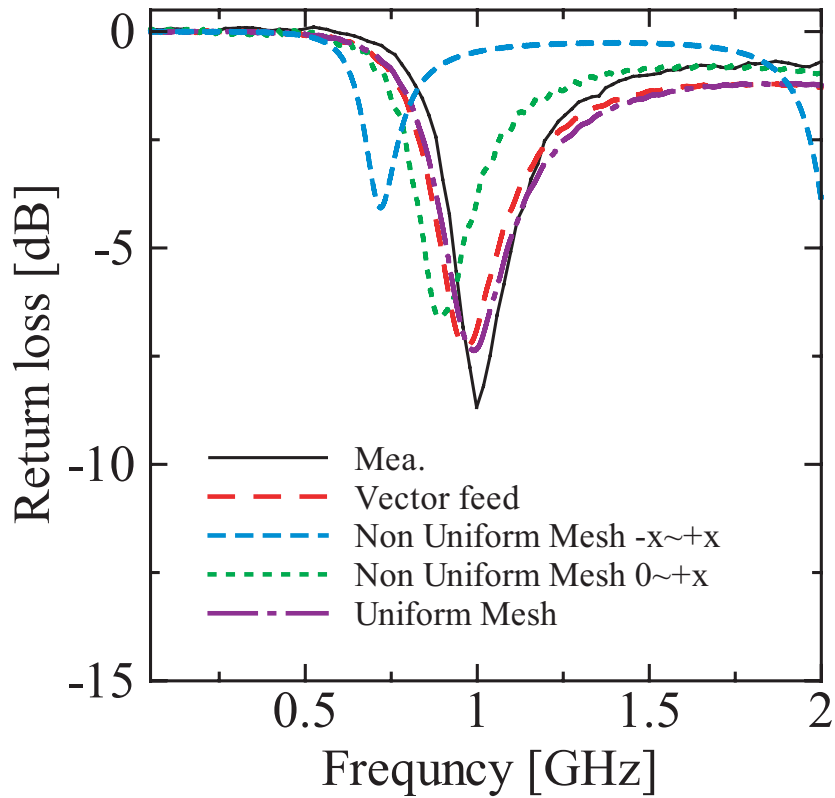


図 2.16 :  $x$  方向の影響

## 2.3 まとめ

45 傾斜線状アンテナの FDTD 法解析法について検討を行うため、まず、基礎検討として、モノポールアンテナがセルに一致する場合について解析を行った。そして、板状アンテナの CP 法を説明する上に線状アンテナをモデリングするための CP 法およびベクトル給電モデルを説明し、その有効性であることを示した。

- ・線状アンテナがセルに一致する場合には、アンテナの太さを変化させ、実験結果を比較し、線状導体にワイヤ近似できることを確認した。また、アンテナの端部と給電部に対して、不等間隔による解析結果は均一メッシュより、実験結果によく一致することが分かった。

- ・線状導体がセルに一致しない場合には特に、導体が磁界と重なる場合の CP 法およびベクトル給電モデルを説明し、階段近似による共振周波数の結果を比較し、有効性を示した。また給電部のモデル化は放射指向性にほぼ影響しないことが分かった。

- ・CP 法および傾斜給電モデルを用いて線状アンテナをモデリングするときには、アンテナの長さが実験用のアンテナの長さとも一致するため、不等間隔メッシュの分割方法を検討した。 $x$  方向には均一メッシュを用い、 $y, z$  方向にはアンテナの端部と給電部に対して二種類メッシュを用いて解析した。これより実験結果にほぼ一致することが示された。

## 第 3 章

# 任意角度傾斜線状アンテナの FDTD 解析

線状導体を任意位置に配置される場合には，傾斜導体が配置された面の周辺にある磁界を計算する際，垂直面の磁界およびその積分路を傾斜導体に沿って変更し，傾斜導体が横切る辺の電界をその周辺にある電界によって近似する必要がある．また，傾斜導体が傾ける角度により，給電方法が異なる．そこで，本章では，まず，任意の角度で配置された線状導体に対して 2 通りが考えられ，CP 法の導入方法を述べる．次に，任意傾斜角度の給電モデルについて，セルサイズの比で傾斜角度を表す方法とセルのままでベクトルで与えた給電電圧の係数が傾斜角度にあわせる方法の二つの給電モデルを提案し，具体的な計算手順を説明する．最後に提案された給電モデルを比較するため，傾斜角度  $\theta = \tan^{-1}2$  と  $\theta = \tan^{-1}0.5$  の線状アンテナを解析し，階段近似およびギャップ給電モデルの比較を行う．

### 3.1 任意傾斜導体の CP-FDTD 法

#### (a) 斜導体の配置

任意傾斜角度で線状アンテナを解析するときには，導体と直方体セルを構成する面との位置関係は図 3.1(a)(b) に示すような 2 通りの場合がある．(a) はある直方体を構成する面の一边からそれに向かい合う辺に導体が横切る場合であり，(b) はある直方体を構成する面の一边からそれに隣接する辺に導体が横切る場合である．このような導体を FDTD 解析空間内に配置し，精度のよい解析を実現する．

図 3.1(a)(b) いずれの場合も導体が横切る辺の電界 (図 a では AB, AH, EF, FG の中心にある  $z$  方向の電界，図 b では AB, BC, EG, AG の中心にある  $z$  あるいは  $y$  方向の電界) を導体との交差点を境に 2 つ定義し，また導体に隣接する磁界の積分路を，導体を含む積分路に変更することで格子以外に存在する導体を考慮することができる．

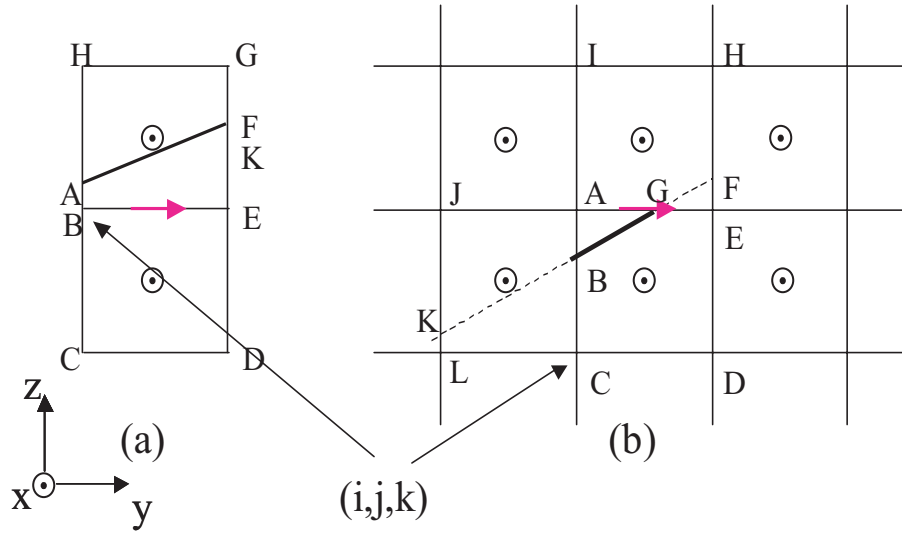


図 3.1 : 傾斜導体の配置

(b) 斜導体周辺の磁界と電界

斜導体が横切る格子の電界をその周辺にある電界を用いることで近似する．基本的に FDTD 法では一つの格子に一つの電界を配置するが，傾斜線状アンテナを解析する場合，斜導体が横切る辺に 2 つの電界を定義することとなる．以下に図 3.1(a)(b) を用いて説明する．図 3.1(a) の場合，新しく定義される電界は

$$\begin{aligned}
 E_z(i, j, k + \frac{AB}{2\Delta z}) &= E_y(i, j, k - \frac{1}{2}) \\
 E_z(i, j, k + 1 - \frac{AH}{2\Delta z}) &= E_y(i, j, k + \frac{3}{2})
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

と

$$\begin{aligned}
 E_z(i, j + 1, k + \frac{EF}{2\Delta z}) &= E_y(i, j + 1, k - \frac{1}{2}) \\
 E_z(i, j + 1, k + 1 - \frac{FG}{2\Delta z}) &= E_y(i, j + 1, k + \frac{3}{2})
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

となり，図 3.1(b) の場合も同様に

$$\begin{aligned}
 E_z(i, j, k + \frac{BC}{2\Delta z}) &= E_y(i, j, k - \frac{1}{2}) \\
 E_z(i, j, k + 1 - \frac{AB}{2\Delta z}) &= E_y(i, j, k + \frac{3}{2})
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

となる．次に式 (3.1) ~ (3.3) で計算した以外で，導体に隣接して割り当てられた電界について計算する．図 3.1 の場合，積分路 ABCDEFA と積分路 BCDEB を用いて計算した

磁界  $H_x(i, j + 1/2, k - 1/2)$  が同一でなければならないという関係から ,  $E_y$  は次式を用いて計算される .

$$E_y(i, j + \frac{1}{2}, k) = E_z(i, j, k - \frac{1}{2}) \cdot \frac{AB}{\Delta y} + E_z(i, j + 1, k - \frac{1}{2}) \cdot \frac{EF}{\Delta y} \quad (3.4)$$

同様に図 3.1(b) の場合 , 積分路 BCDEFGB と積分路 BCDEGB を用いて計算した磁界  $H_x(i, j + 1/2, k + 1/2)$  が一致しなければならないという関係から  $E_y(i, j + 1 - EG/2\Delta y, k + 1)$  は次式を用いて計算される .

$$E_y(i, j + 1 - \frac{EG}{2\Delta x}, k + 1) = E_z(i, j + 1, k + \frac{1}{2}) \cdot \frac{EF}{EG} \quad (3.5)$$

式 (3.3)(3.4) を導出する際にも用いたように , 傾斜導体の周辺にある磁界を計算する際はその積分路を傾斜導体に沿った形に変更し計算する . 図 3.1(a) の場合 ,  $H_x(i, j + 1/2, k - 1/2)$  を計算する際の積分路は ABCDEFA となり , この磁界は次式を用いて計算される .

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k - \frac{1}{2}) &= H_y^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k - \frac{1}{2}) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z \Delta y} \\ &\{E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k - 1)\Delta y + E_z^n(i, j + \frac{1}{2}, k - \frac{1}{2})(1 + \frac{EF}{\Delta z})\Delta y \\ &\quad - E_z^n(i, j, k - \frac{1}{2})(1 + \frac{AB}{\Delta z})\Delta z\} \end{aligned} \quad (3.6)$$

また ,  $H_x(i, j + 1/2, k + 1/2)$  も同様に , 積分路 AFGHA に沿って計算される . 図 3.1(b) の場合においても ,  $H_x(i, j + 1/2, k + 1/2)$  を計算する際の積分路は BCDEFGB となり ,  $H_x(i, j + 1/2, k + 3/2)$  を計算する際の積分路は ABFHIA となる .

最後に傾斜導体を含む面に垂直で , 傾斜導体が交わる格子を含む面の磁界を式 (3.1) ~ (3.4) で修正された電界を用いて計算する . すなわち , 図 3.1(a) の場合 ,  $H_y(i, j + 1/2, k + 1/2)$  を  $E_z(i, j, k + AB/2\Delta y)$  と  $E_z(i, j, k + 1 - AH/2\Delta y)$  を用いて次式のように計算する .

$$\begin{aligned} H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) &= H_y^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z \Delta x} \\ &\{[E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k + 1) - E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k + 1)]\Delta x \\ &\quad - E_z^n(i + 1, j, k + \frac{1}{2})\Delta z + E_z^n(i, j, k - \frac{1}{2})AB \\ &\quad + E_z^n(i, j, k + \frac{3}{2})AH\} \end{aligned} \quad (3.7)$$

$H_y(i - 1/2, j, k - 1/2), H_y(i + 1/2, j + 1, k + 1/2)$  ,  $H_y(i - 1/2, j + 1, k - 1/2)$  と図 3.1(b) の場合の  $H_y(i + 1/2, j, k + 1/2), H_y(i - 1/2, j, k + 1/2)$  ,  $H_z(i + 1/2, j + 1/2, k + 1), H_z(i - 1/2, j + 1/2, k + 1)$  についても同様の手法で計算することができる .

### 3.2 任意角度の傾斜給電モデル

45度におけるベクトル給電モデルは、給電電圧  $V$  が  $y$  と  $z$  方向に同じ電圧をベクトルで与えることであるが、線状導体が任意の角度に配置されると、給電電圧  $V$  がベクトルで与える電圧の分配が変わってしまう。そのため、任意傾斜角度の給電モデルについて、二つの給電モデルを提案する。図 3.2 に示したようにベクトル給電モデル 1 とはセルサイズの比率を給電部の傾斜角度に合わせる方法となり、ベクトル給電モデル 2 とは正方形のセルにおいて給電部を  $y$  軸方向及び  $z$  軸方向に分解した電位差の係数のみを傾斜角度に合わせる方法となる。

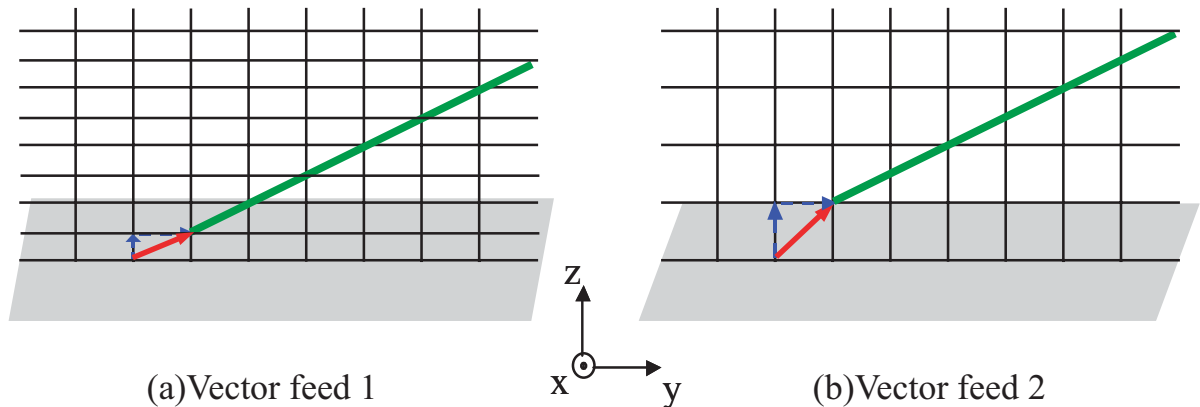


図 3.2 : 任意給電モデル

$y$  と  $z$  方向の傾斜角度が  $\theta$  となる際にはベクトル給電モデル 1 では  $y$  方向のセルサイズが  $z$  方向のセルサイズの関係が式 (3.8) に表れている、このとき、 $y$  と  $z$  方向の電圧差が同じ値を設定する。

$$\begin{aligned} \Delta x = \Delta y &= \frac{1}{\tan\theta} \Delta z \\ V_y &= V_z \end{aligned} \quad (3.8)$$

ベクトル給電モデル 2 では、 $y$  と  $z$  方向のセルサイズが同じ値を設定し、このときの  $y$  方向の電圧差と  $z$  方向の電圧差が式 (3.9) となる。

$$\begin{aligned} \Delta x = \Delta y &= \Delta z \\ V_y &= \frac{1}{\tan\theta} V_z \end{aligned} \quad (3.9)$$

具体的な計算手順を式 (3.10) に示した。任意角度の給電部における傾斜電界  $E_{tan}$  は実際存在しないので、 $y$  と  $z$  方向の電界のベクトル和で求められる。

$$\vec{E}_{\tan} = \vec{E}_z + \vec{E}_y \implies \left(\frac{V}{\Delta}\right)^2 = \left(\frac{V_z}{\Delta_z}\right)^2 + \left(\frac{V_y}{\Delta_y}\right)^2 \quad (3.10)$$

式 (3.8),(3.9) を式 (3.10) に代入して、ベクトル給電モデル 1 では、 $y$  と  $z$  方向の電圧がそれぞれ

$$\begin{aligned} V_y &= \frac{\tan\theta}{1 + (\tan\theta)^2} V \\ V_z &= \frac{\tan\theta}{1 + (\tan\theta)^2} V \end{aligned} \quad (3.11)$$

となる。

ベクトル給電モデル 2 では、 $y$  と  $z$  方向の電圧がそれぞれ

$$\begin{aligned} V_y &= \frac{1}{\sqrt{2(1 + (\tan\theta)^2)}} V \\ V_z &= \frac{1}{2\sqrt{2(1 + (\tan\theta)^2)}} V \end{aligned} \quad (3.12)$$

となる。

以上、任意角度の線状アンテナの CP-FDTD 法と給電方法を説明した。次に、解析例として、傾斜角度  $\theta = \tan^{-1}2$  と  $\theta = \tan^{-1}0.5$  の場合について、上述の方法を用いて解析する。

### 3.3 傾き角度 $\theta = \tan^{-1}2$

図 3.3 に示すように地板に対して、 $\theta = \tan^{-1}2$  傾いたモノポールアンテナを解析する。解析条件は表 1 のように表れる。

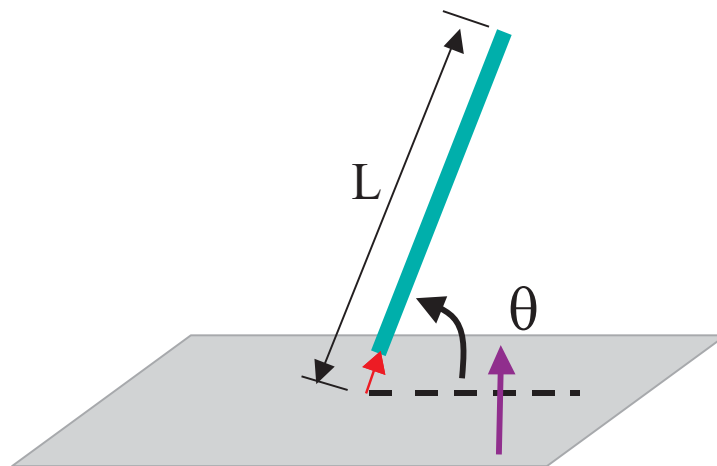


図 3.3 : 傾き角度  $\theta = \tan^{-1}2$  の解析モデル

まず，導体部分は図 3.4 に示すように配置されている．第一節で述べたように横切る格子の電界をその周辺に有る電界を用いることで近似するので，横切られた電界  $E_y(i, j + \frac{BA}{2\Delta y}, k + 1)$  と  $E_y(i, j + 1 - \frac{BC}{2\Delta y}, k + 1)$  はそれぞれ  $E_y(i, j - 1, k + 1)$  と  $E_y(i, j + 1, k + 1)$  で近似される．また，導体に隣接し割り当たられた \* のマークを付けた電界  $E_z$  が積分線路の関係から  $E_y(i, j - 1, k + 1) \times \frac{l_{AB}}{\Delta z}$  で表すことができる．線状導体を正確にモデリングするため，導体の両側とも磁界の計算が必要になることが知られているので，図 3.4 の中に四つの  $H_x$  を計算しなければならない．最後に傾斜導体が変わる格子の垂直面の電界  $H_z$  も計算する．具体的な計算式が次のように示される．

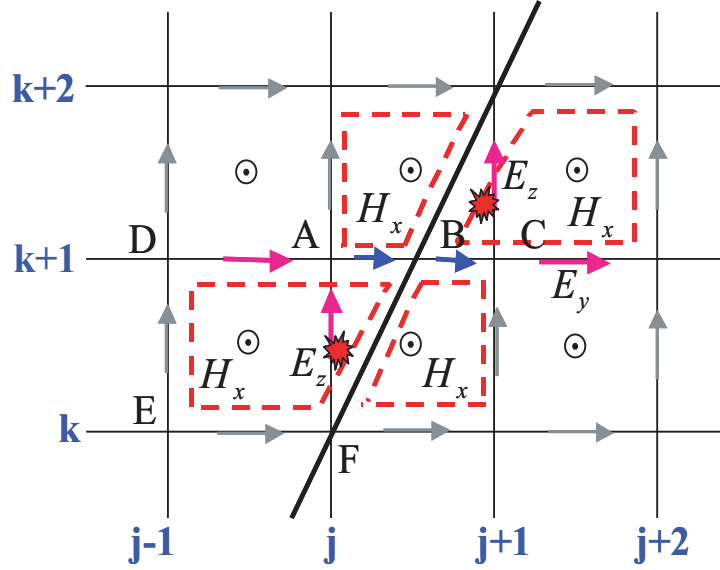


図 3.4：導体配置

$$E_z(i, j, k + \frac{1}{2}) = E_y(i, j - \frac{1}{2}, k + 1) \times \frac{l_{AB}}{\Delta z} \quad (3.13)$$

$$E_y(i, j + \frac{BA}{2\Delta y}, k + 1) = E_y(i, j - \frac{1}{2}, k + 1) \quad (3.14)$$

$$E_y(i, j + 1 - \frac{BC}{2\Delta y}, k + 1) = E_y(i, j + \frac{3}{2}, k + 1) \quad (3.15)$$

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z \Delta y} \{ E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) \Delta y - E_y^n(i, j + \frac{3}{2}, k + 1) l_{BC} + E_z^n(i, j + 1, k + \frac{1}{2}) \Delta z \} \quad (3.16)$$



$$\begin{aligned}
H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) &= H_z^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z \Delta y} \\
&\quad \{ [E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k) - E_x^n(i+\frac{1}{2}, j+1, k)] \Delta x \\
&\quad + E_y^n(i+1, j+\frac{1}{2}, k) \Delta y + E_y^n(i, j-\frac{1}{2}, k) \frac{\Delta y}{2} \\
&\quad - E_y^n(i, j+\frac{3}{2}, k) \frac{\Delta y}{2} \} \tag{3.17}
\end{aligned}$$

次に， $\theta = \tan^{-1}2$  の給電部について説明する．第二節で，任意傾斜給電モデルを説明し，一般式を導入した．ここでは，具体的な計算値を示す．図 3.2 に  $\theta = \tan^{-1}2$  の給電モデルを示した．

ベクトル給電モデル 1 には， $y$  方向のセルサイズを  $z$  方向のセルサイズの半分の一とし，給電電圧  $V$  が  $y$  方向の電圧  $V_y$  と  $z$  方向の電圧  $V_z$  に同じ大きさの電圧をベクトルで与えられる．このとき， $\Delta y = 0.25\text{mm}$ ， $\Delta z = 0.5\text{mm}$  となる．式 (3.11) により， $V_y$ ， $V_z$  はそれぞれ  $\frac{2}{5}V$  となる．ベクトル給電モデル 2 には， $y$  方向のセルサイズを  $z$  方向のセルサイズに等しくし，給電電圧  $V$  が  $y$  方向の電圧  $V_y$  にベクトルで与えられた電圧を  $z$  方向の電圧  $V_z$  にベクトルで与えられた電圧の半分の一とする．この場合， $\Delta y = 0.5\text{mm}$ ， $\Delta z = 0.5\text{mm}$  となる．このようにして式 (3.12) より，電圧  $V_y$  は  $\frac{\sqrt{10}}{10}V$  となり，電圧  $V_z$  は  $\frac{\sqrt{10}}{5}V$  となる．

2 つの給電モデルによって線状アンテナの導体部分の解析方法も異なる．ベクトル給電モデル 1 はセルサイズを変化させ，セルサイズの比により傾斜角度を表すので，45 度傾斜導体のように線状導体が磁界と重なることになる．そこで，線状導体について補助磁界を用いてモデリングする．ベクトル給電モデル 2 はセルサイズの比を変化せずに導体の傾斜角度により給電電圧が与えられるため，線状導体について先ほど説明された CP 法を用いて解析する．

任意傾斜線状アンテナの特性を比較するために，まず，2 つの給電モデルに対してそれぞれの特性を検討し，その後，2 つの手法の比較を行う．

ベクトル給電モデル 1 による解析結果と実験結果を図 3.5 に示す．

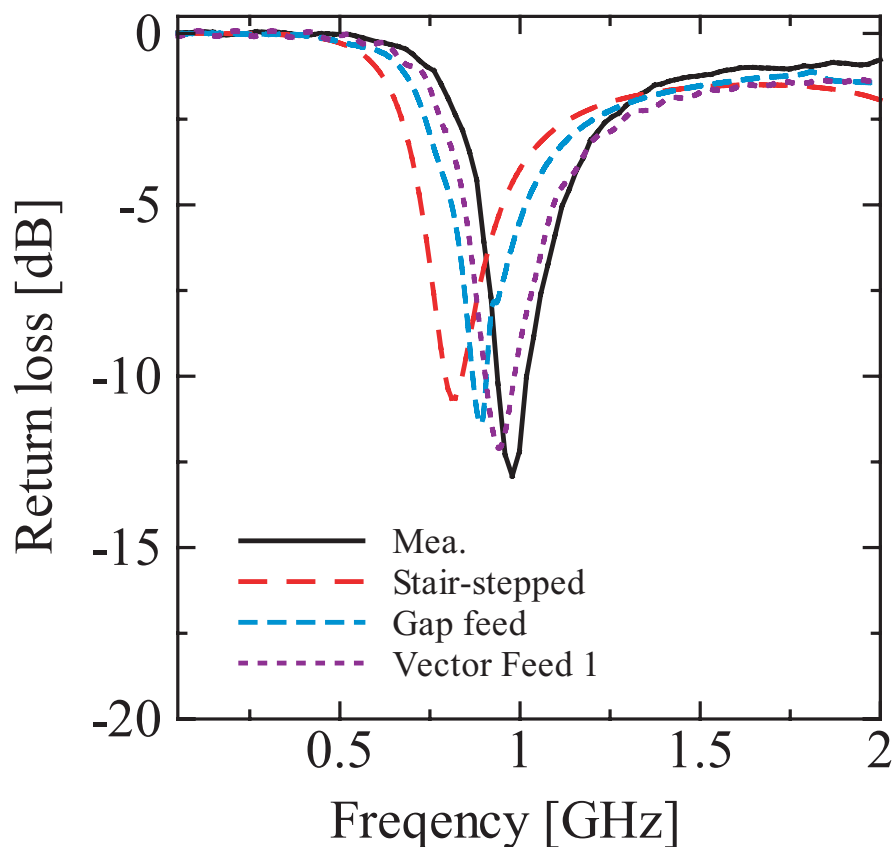


図 3.5 :  $\theta = \tan^{-1}2$  ベクトル給電モデル 1 の解析結果

図 2.10 に示すように、 $\theta = \tan^{-1}2$  の場合にも三つのモデルを計算し、実験値と比べる。共振周波数は階段近似が一番低く、次にギャップ給電、ベクトル給電モデル 1 を用いた解析結果が一番高く、実験値に最も近づくことがわかった。このときのアンテナの長さによる誤差は階段近似の 26.67 % からベクトル給電モデル 1 の 2.77 % まで減少することが明らかになった。

表 3.1 : ベクトル給電モデル 1 による長さ誤差の考察

実験	0
階段近似	26.67 %
ギャップ給電	5.09 %
ベクトル給電	2.77 %

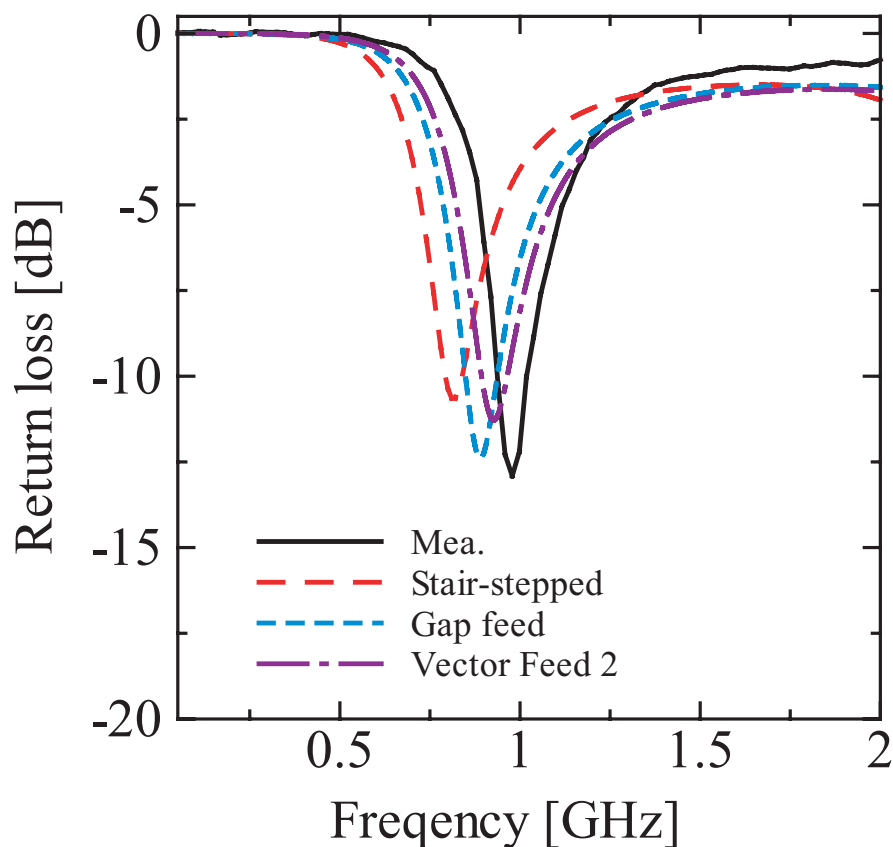


図 3.6 :  $\theta = \tan^{-1}2$  ベクトル給電モデル 2 の解析結果

ベクトル給電モデル 2 による解析結果と実験結果を図 3.6 に示す．解析結果を実験値と比べる．共振周波数は階段近似が最も低く，次にギャップ給電，ベクトル給電モデル 2 を用いた解析結果の誤差が最も少ないことがわかった．以上のように，2 つの給電モデルを解析し，それぞれ階段近似とギャップ給電モデルに比べた結果が両者とも実験値に近づき，傾斜給電モデルの有効性を確認した．

そして，ベクトル給電モデル 1 とベクトル給電モデル 2 の解析結果と実験結果について，図 3.7 にリターンロス特性を示し，図 3.8 と図 3.9 を放射パターンを示す．リターンロスの結果よりベクトル給電モデル 1 のほうが共振周波数が高く精度が良いことが示された．放射パターンの結果より給電部のモデル化が指向性にほぼ影響しないことを明らかにした．

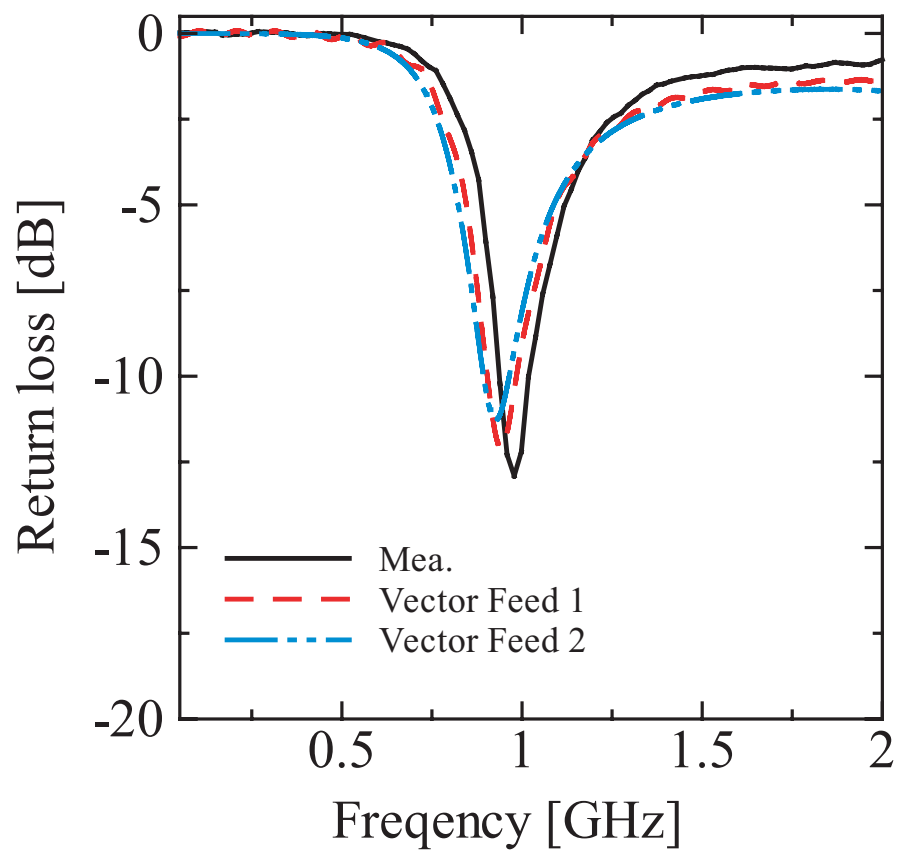


図 3.7 :  $\theta = \tan^{-1}2$  2つの給電モデルの特性比較

表 3.2 :  $\theta = \tan^{-1}2$  共振周波数の考察

	mea.	ベクトル給電モデル 1	ベクトル給電モデル 2
共振周波数 [GHz]	0.978	0.942	0.927
共振周波数の誤差 [%]	0	3.68	5.21

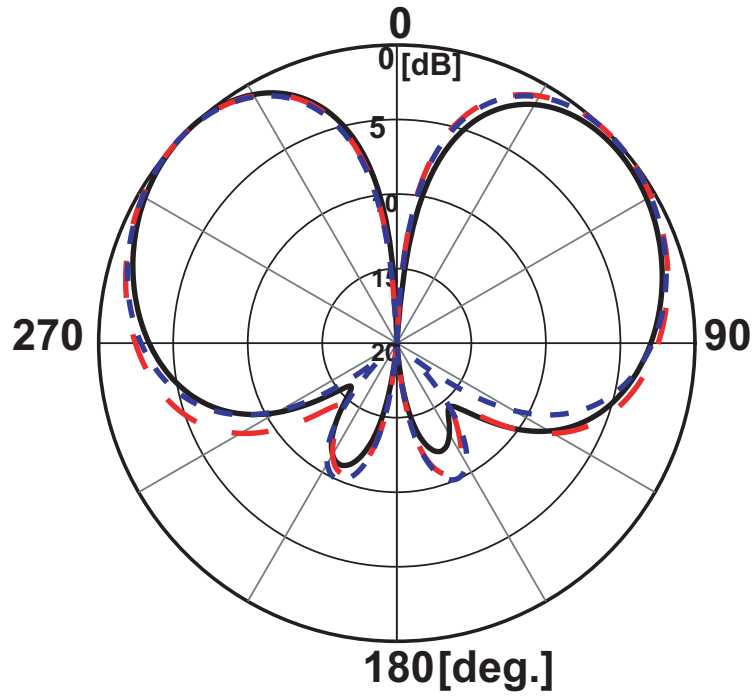


図 3.8 :  $\theta = \tan^{-1}2$  zx 面における指向性

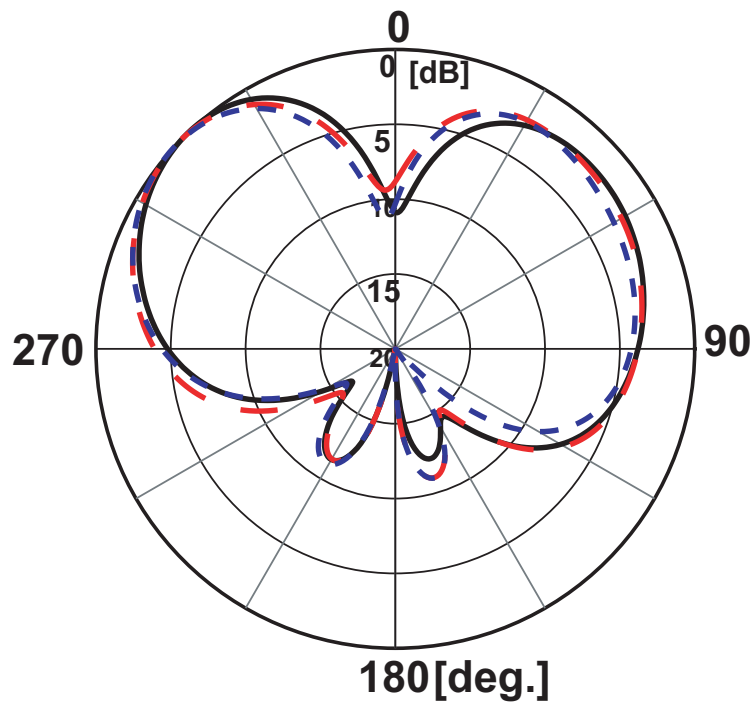


図 3.9 :  $\theta = \tan^{-1}2$  yz 面における指向性

— Mea.      - - - Vector Feed 1      - - - Vector Feed 2

ここで、ベクトル給電モデル1を用いて解析するときには、アンテナの長さが実際のアンテナの長さより2.77%の誤差を生じている。その誤差を減らすため、45度傾斜角度に適用する不等間隔メッシュを用いて、角度 $\theta = \tan^{-1}2$ の線状アンテナを解析する。x方向に不等間隔メッシュを用いた場合とそうでない場合について、ベクトル給電モデル1に対して実験値と比べる。結果を図3.10に示す。比較した結果からyとz方向において、線状アンテナの端部と給電部に細かいメッシュで、その他の領域に粗いメッシュで、x方向において不等メッシュを用いずにz方向のセルサイズと等しくして解析した結果が実験値に比べて共振周波数の誤差が1.61%になる。このときのアンテナの長さの誤差が0.557%まで減少する。

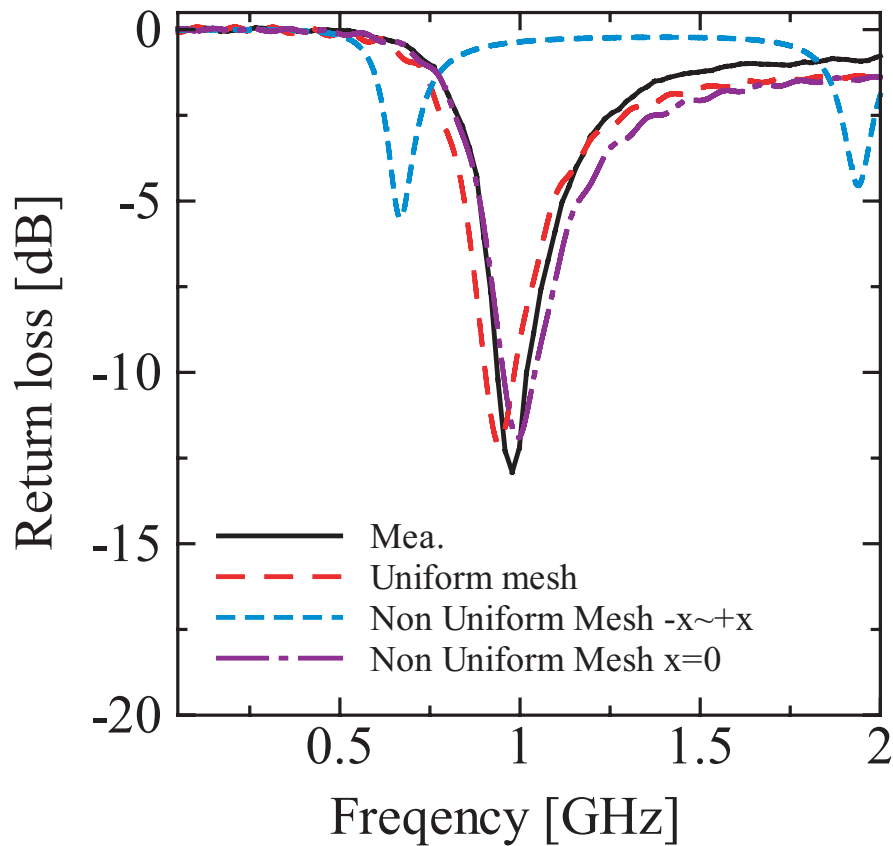


図 3.10 :  $\theta = \tan^{-1}2$  の不等間隔比較

$\Delta_{fine} : \Delta x = \Delta z = 1mm, \Delta y = 0.5mm$   
 $\Delta_{coarse} : \Delta x = \Delta z = 5mm, \Delta y = 2.5mm$

### 3.4 傾き角度 $\theta = \tan^{-1}0.5$

傾斜角度  $\theta = \tan^{-1}0.5$  の解析モデルを図 3.11 に示す .

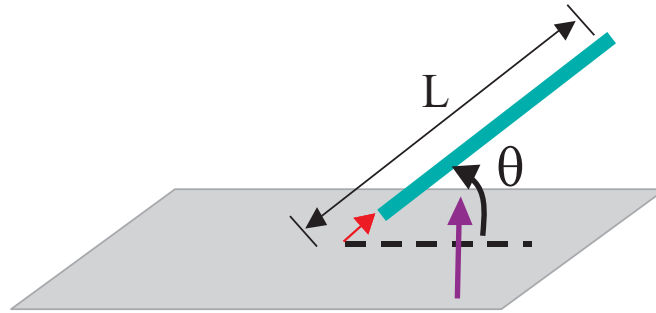


図 3.11 : 傾き角度  $\theta = \tan^{-1}0.5$  の解析モデル

ベクトル給電モデル 1 には ,  $y$  方向のセルサイズを  $z$  方向のセルサイズの二倍とし , 給電電圧  $V$  が  $y$  方向の電圧  $V_y$  と  $z$  方向の電圧  $V_z$  に同じ大きさの電圧をベクトルで与えられる . このとき  $\Delta y = 0.5\text{mm}$  ,  $\Delta z = 0.25\text{mm}$  となる . 式 (3.11) により ,  $V_y$  ,  $V_z$  はそれぞれ  $\frac{2}{5}V$  となる . ベクトル給電モデル 2 には ,  $y$  方向のセルサイズを  $z$  方向のセルサイズに等しくし , 給電電圧  $V$  が  $y$  方向の電圧  $V_y$  にベクトルで与えられた電圧を  $z$  方向の電圧  $V_z$  にベクトルで与えられた電圧の二倍とする . このとき ,  $\Delta y = 0.5\text{mm}$  ,  $\Delta z = 0.5\text{mm}$  となる . このようにして式 (3.12) により , 電圧  $V_y$  は  $\frac{\sqrt{10}}{5}V$  となり , 電圧  $V_z$  は  $\frac{\sqrt{10}}{10}V$  となる . 2 つの給電モデルによる共振周波数の解析結果を図 3.12, 3.13 , および 3.14 に示す .

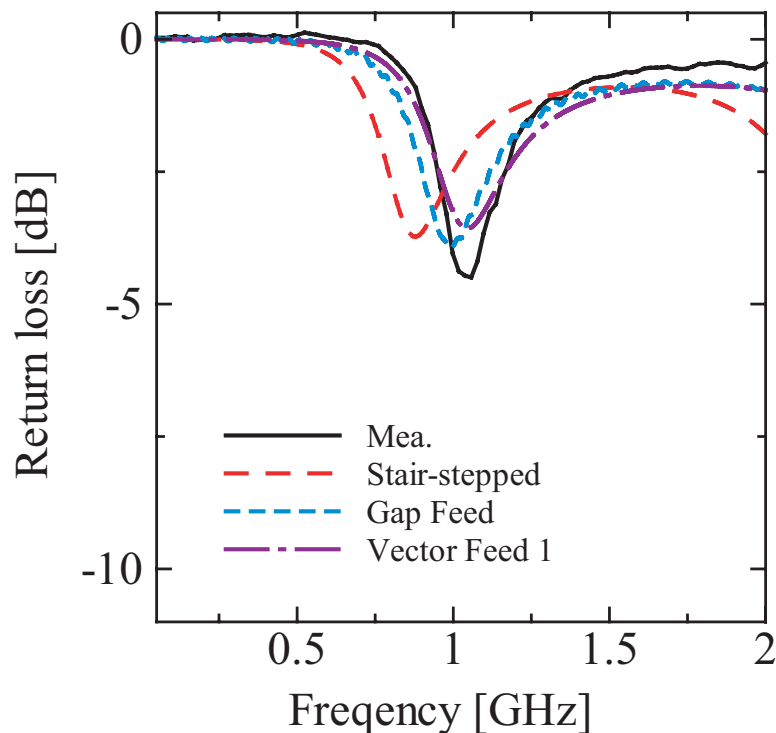


図 3.12 :  $\theta = \tan^{-1}0.5$  ベクトル給電モデル 1 の解析結果

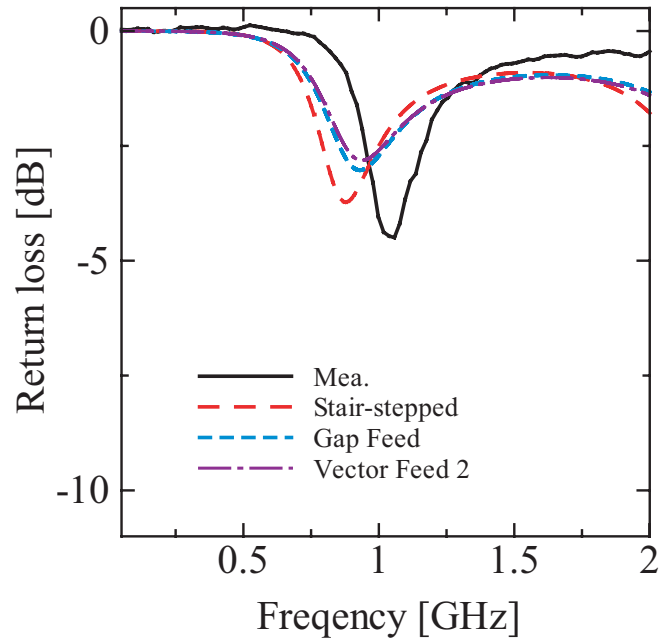


図 3.13 :  $\theta = \tan^{-1}0.5$  ベクトル給電モデル 2 の解析結果

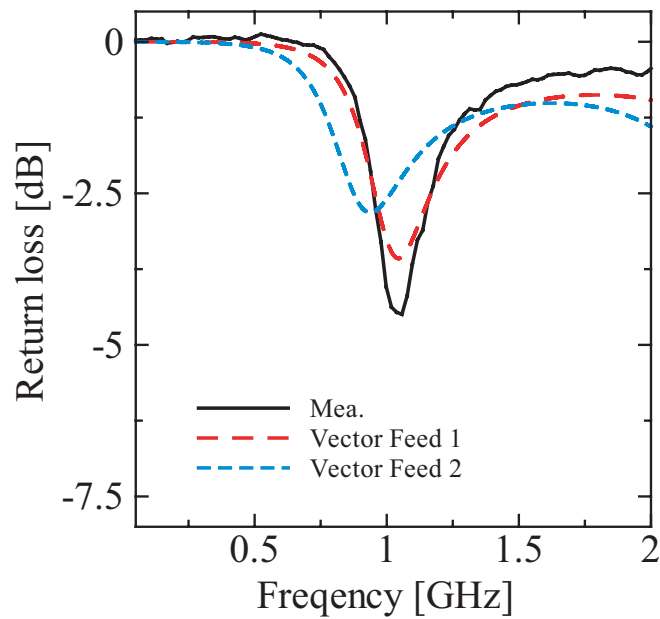


図 3.14 :  $\theta = \tan^{-1}0.5$  2 つの給電モデルの特性比較

表 3.3 :  $\theta = \tan^{-1}0.5$  共振周波数の考察

	mea.	ベクトル給電モデル 1	ベクトル給電モデル 2
共振周波数 [GHz]	1.057	1.045	0.938
共振周波数の誤差 [%]	0	1.23	11.18



図 3.15 および図 3.16 に放射パターンを示す .

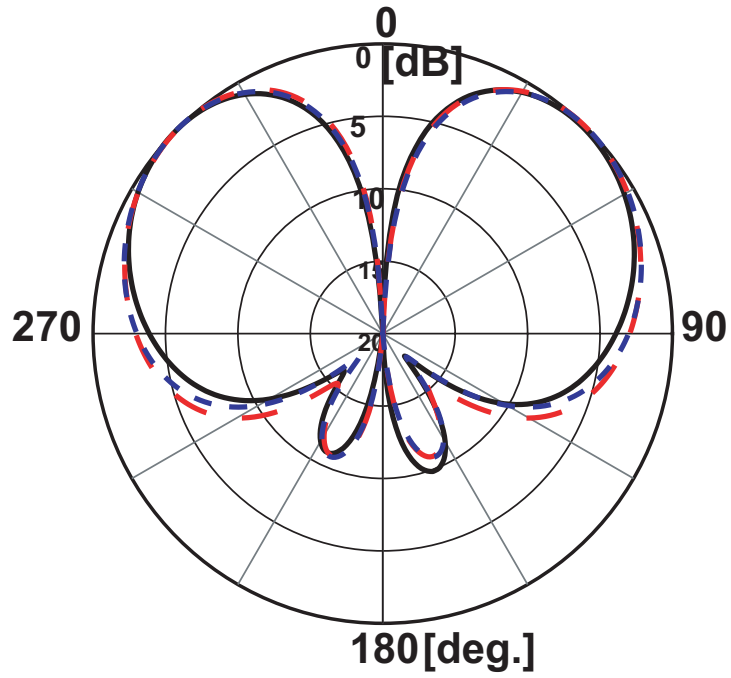


図 3.15 :  $\theta = \tan^{-1}0.5$   $zx$  面における指向性

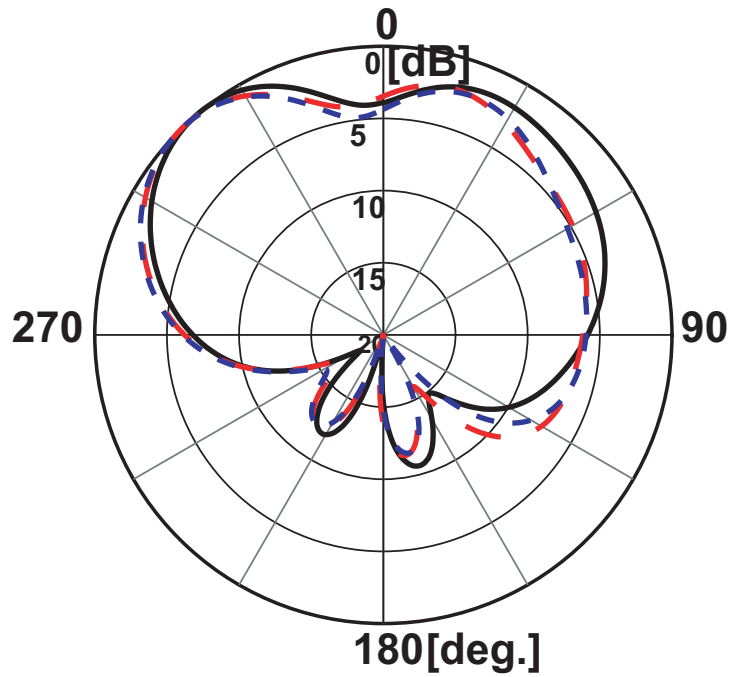


図 3.16 :  $\theta = \tan^{-1}0.5$   $yz$  面における指向性

————— Mea.      - - - - - Vector Feed 1      - - - - - Vector Feed 2

不等間隔メッシュを用いた解析結果を図 3.17 に示す .

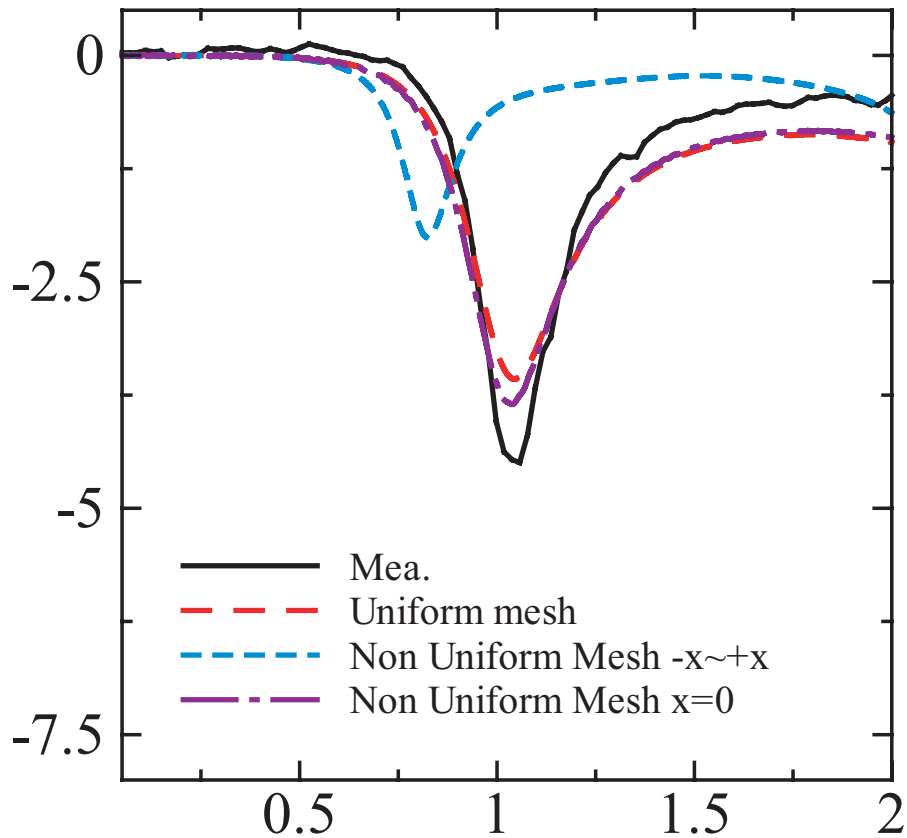


図 3.17 :  $\theta = \tan^{-1}0.5$  不等間隔の特性比較

$\Delta_{fine} : \Delta x = \Delta y = 1mm, \Delta z = 0.5mm$

$\Delta_{coarse} : \Delta x = \Delta y = 5mm, \Delta z = 2.5mm$

以上の示された結果から , 線状アンテナが傾斜  $\theta = \tan^{-1}0.5$  において , ベクトル給電モデルが共振周波数に対する影響が大きく , ベクトル給電モデル 1 とベクトル給電モデル 2 の解析結果は実験結果と比べ , その共振周波数の誤差がそれぞれ 1.23 % と 11.18 % となり , ベクトル給電モデル 1 のほうが精度良く解析できることを示した . また , 給電部のモデル化が放射指向性に対する影響がほぼないということが分かった .

傾斜角度  $\theta = \tan^{-1}0.5$  において不等間隔メッシュを用いる場合には ,  $x$  方向が粗いメッシュによる解析結果が精度よいことが分かった . これは傾斜角度  $\theta = \tan^{-1}2$  と 45 度の場合の解析結果に一致することである .

### 3.5 まとめ

任意傾斜角度における線状導体の FDTD 法について検討した。まず，傾斜導体が直方体セルの任意の位置に配置された 2 通りの場合に CP 法の導出をした。そして，傾斜導体の傾けた角度により，2 つの傾斜給電モデルを提案し，傾斜角度  $\theta = \tan^{-1}2$  と  $\theta = \tan^{-1}0.5$  のときのモノポールアンテナを解析することで，提案された手法の有効性を確認した。

- ・任意角度において，給電部分にベクトル給電モデル 1 とベクトル給電モデル 2 を用いて，導体部分に CP 法を用いて解析した結果が，階段近似，ギャップ給電による解析結果より実験値にほぼ一致し，その有効性を確認した。また，ベクトル給電モデル 1 による解析結果がベクトル給電モデル 2 による解析結果に比べて，精度が向上することが分かった。

- ・ベクトル給電モデル 1 では線状アンテナの端部と給電部に不等間隔メッシュを用いて解析した。 $x$  方向において均一メッシュを用いる解析結果が不等間隔メッシュを用いる解析結果より共振周波数の誤差が低く，このときのアンテナの長さの誤差が 0.557 % まで減らされた。

- ・給電部のモデル化は線状アンテナの指向性にほぼ影響しないことが分かった。

## 第 4 章

### 結論

傾斜給電部を有する線状アンテナの FDTD 解析法について検討を行うため、まず、基礎検討として、モノポールアンテナに対してワイヤ近似と不等間隔メッシュ法を用いてモノポールアンテナの特性を検討した。アンテナの太さを  $r_0 = 0.4\text{mm}$  にして解析した結果が実験結果がほぼ一致することでモノポールアンテナにワイヤ近似できることが分かった。モノポールアンテナの端部と給電部に対して、不等間隔メッシュ法を用いた解析結果は均一メッシュを用いた解析結果より共振周波数の誤差が実験値と比べ 1.78 % に減少した。

次に 45 度傾斜角度におけるモノポールアンテナについて、導体部分に補助磁界で表現された CP 法を用いて、給電部にベクトル給電を用いて解析した結果が階段近似、ギャップ給電による解析結果を比較し、ベクトル給電が実験結果との共振周波数の誤差が最も小さく、精度よく解析を行うことができることを示した。放射パターンの結果から給電部のモデル化は放射指向性にほぼ影響しないことが分かった。また、アンテナを斜めに配置することによるアンテナの長さの誤差について、 $x$  方向には均一メッシュを用い、 $y$  と  $z$  方向には不等間隔メッシュを用いてモデリングしたアンテナの長さの誤差が 0.71 % まで減少できることが分かった。

最後に任意傾斜角度におけるモノポールアンテナについて、任意位置に配置された線状導体の模擬モデルの CP 法を説明した。導体の傾斜角度により、セルサイズの比率を給電部の傾斜角度に合わせるというベクトル給電モデル 1 と正方形のセルにおいて係数のみ傾斜角度に合わせるというベクトル給電モデル 2 を提案することで一般的な式を導出し、さらに、傾斜角度  $\theta = \tan^{-1}2$  と傾斜角度  $\theta = \tan^{-1}0.5$  の場合には、2 つのベクトル給電モデルの特性を検討し、両方とも実験値に近づき、その有効性を確認した。またベクトル給電モデル 1 では不等間隔メッシュを用いた場合にはアンテナの長さの誤差が 0.557 % まで減少でき、精度よく解析できることを明らかにした。

# 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研究室OB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] 宇野亨, “FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析”, コロナ社, 1998.
- [2] 新井宏之, “FD-TD 法によるアンテナ解析の実際”, アンテナ・伝播における設計・解析手法ワークショップ (第 17/18 回).
- [3] T.G.Jurgens, A.Taflove, K.Umashankar and T.G.Moore, “Finite-Difference Time-Domain Modeling of Curved Surfaces”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, Vol40, No.4, AP41 1992.
- [4] 岸岡典子, 新井宏之, “ストリップダイポールアンテナの FDTD 解析”, 信学技報, Vol.100, No.340AP-2000-116,2000.
- [5] 横尾雄司, 新井宏之, “CP 法を用いた板逆 F アンテナの FDTD 解析”, 信学技報, AP2003-12, pp.69-72.
- [6] 有馬卓司, 宇野亨, “CP 法を用いた線状アンテナの FDTD 解析”, 信学技報, AP99-160 (2000-01).
- [7] K.Yamamoto and H.Iki, “Slant Wire Models Using Accurate Correction Techniques in FDTD Method”, International Conference on Power Systems Transients-IPST2003.
- [8] 蔣恵玲, 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, AP98-8, pp.7-12, May 1998.

## 発表文献

1. 陸テイ, 道下尚文, 新井宏之, “FDTD 法における傾斜給電部のモデル化に関する検討”, 信学総合大会, B-1-77, 2004 年 3 月.
2. T.Lu, N.Michishita and H.Arai, “Oblique Voltage Excitation for CP-FDTD”, 2004 International Symposium on Antennas and Propagation, 2C4-1, Sendai, Japan, Aug. 2004.
3. 陸テイ, 道下尚文, 新井宏之, “傾斜給電部を有するモノポールアンテナの FDTD 解析”, 信学ソ体, B-1-76, 2004 年 9 月.