

## FDTD 法を用いた電磁場解析シミュレータの開発

著者 大村 匠

指導教員 川上 由紀 前川 公男

### 1.はじめに

複雑な形状を持つアンテナの開発では、理論解析による設計が行えない。そのため、トライアンドエラーでの開発になり、時間と労力がかかってしまう。そこで有用なのが、電磁場解析である。計算機により電磁場を計算する電磁場解析では、解析的に解くことができない空間においても近似解を得ることができる。今回は、電磁場解析法の一つであるFDTD(Finite Difference Time Domain)法を用いて、パッチアンテナの設計を行った。また、実験値とシミュレーション値とを比べることでFDTD法によるアンテナ設計の有用性や課題を確認した。

### 2.概要

#### 2.1 FDTD法

FDTD法は、有限の解析空間において、式(1)で示すMaxwell方程式を空間・時間領域で差分化し、タイムステップごとに電磁場を計算する手法である[1][2].

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 $\mathbf{H}$ は磁場、 $\mathbf{E}$ は電場、 $\varepsilon$ は誘電率、 $\mu$ は透磁率、 $\sigma$ は導電率である。

(1)式を空間・時間領域で中心差分を行う。このとき、電場・磁場は図1、図2に示すように時間的にも空間的にも交互に配置されることになる。最終的には式(2)の差分方程式が得られるこの式を解くことで、各時間、場所における電場と磁場が得られる。

$$\begin{cases} E^n = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} E^{n-1} + \frac{\Delta t}{\varepsilon} \frac{1}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \nabla \times H^{n-\frac{1}{2}} \\ H^{n+\frac{1}{2}} = H^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \nabla \times E^n \end{cases} \quad (2)$$

ここで添え字の $n$ は、タイムステップ数を表す。

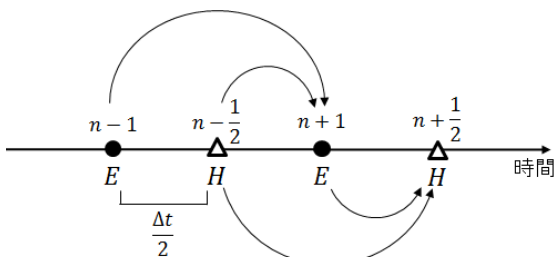


図1 電場と磁場の時間配置

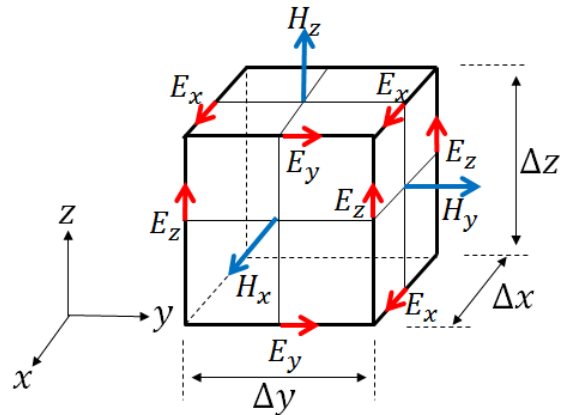


図2 電場と磁場の空間配置

#### 2.2 パッチアンテナ

方形パッチアンテナは、代表的な平面アンテナの一つである。図3に示すように、方形パッチアンテナは、接地導体、誘電体基板、放射素子の3つの層でできているアンテナである。方形パッチアンテナの共振周波数 $f_0$ は、放射素子の長辺 $L_1$ と基板内の比誘電率 $\varepsilon_r$ を使って次式で求められる。

$$f_0 \cong \frac{c}{2L_1\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3)$$

パッチアンテナの入力インピーダンスは、給電ピンの位置により決まる。

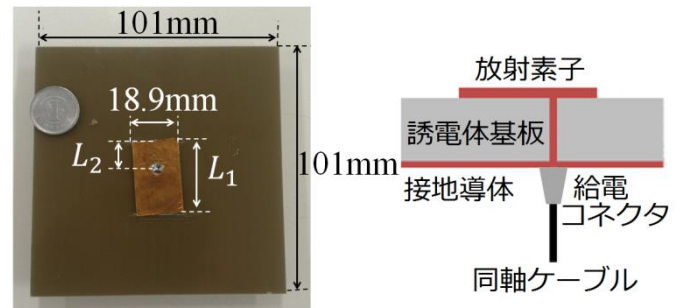


図3 パッチアンテナ

#### 3.3 入力インピーダンス

アンテナ入力部の持っている抵抗値のことである。共振状態では、リアクタンス0となる。また、同軸ケーブルの特性インピーダンスとアンテナの入力インピーダンスが一致しなければ、反射が起こり放射効率が低下してしまう。

### 3.FDTD法による設計

#### 3.1 設計目標

2.5GHzで共振するパッチアンテナの設計を行う。図3に示すように、誘電体基板・接地導体は、厚さ1.60mm 縦横101mmとする。図3の $L_1$ 及び $L_2$ を調整し、2.5GHzで共振し、かつ入力インピーダン

スが $50\Omega$ となる放射素子の長さを探す。今回は、比誘電率 $\epsilon_r = 4.2$ であるガラス繊維を用いた。

### 3.2 解析モデル

今回の解析におけるモデルを図4に示す。解放空間での解析を行うために、境界に電磁波の反射を抑える条件を用いている。接地導体や放射素子は、波長に比べ十分に薄いものとした。図4における、放射素子の寸法は、 $2.5\text{GHz}$ で共振したときの値である。解析空間の分割数は $100 \times 100 \times 200$ である。計算所要時間は、1時間であった。

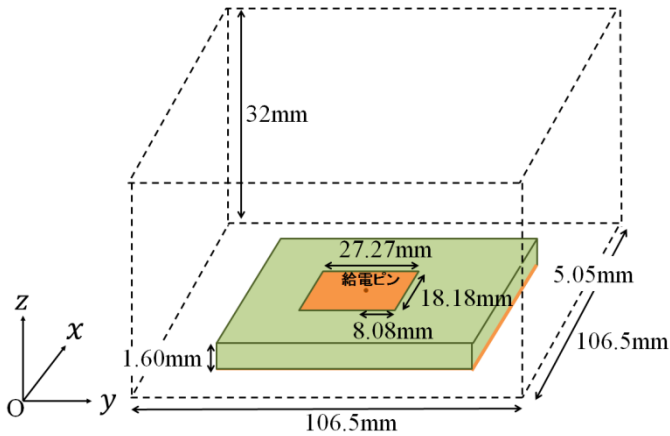


図4 解析モデル

### 3.3 入力インピーダンス

$2.5\text{GHz}$ で共振するように設計したパッチアンテナの入力インピーダンスの解析結果を図5に示す。 $2.5\text{GHz}$ でリアクタンス0となり共振していることがわかる。また、そのとき抵抗値は、 $58\Omega$ と目標である $50\Omega$ に近い結果を得ることができた。

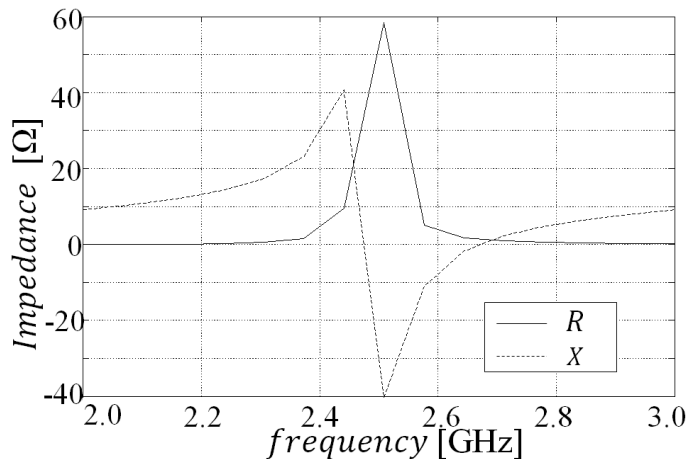


図5 入力インピーダンス

## 4. 実験結果との比較

### 4.1 モデルの比較

シミュレーションにより設計したアンテナと実際に $2.5\text{GHz}$ で共振し、入力インピーダンスが $50\Omega$ であったアンテナの放射素子の寸法とを比較した。その結果を表1に示す。 $L_1$ は、実験値と比べ6%の誤差があった。入力インピーダンスを決定するパ

ラメータである $L_2/L_1$ は、誤差が2%と良好に一致した。

誤差の原因として、FDTD法では、給電ピンの場所を自由に決められないことや、給電ピンの太さなどを考えていないことなどのモデリングの部分で誤差が生じていると考えられる。また、誘電体と真空での境界面でも誤差が生じていると考えられる。

表1 放射素子の寸法

	シミュレーション	実験
$L_1$ [mm]	27.27	29.00
$L_2$ [mm]	8.08	10.00

### 4.2 相対反射電力

アンテナの放射効率を示すパラメータである相対反射電力 $S_{11}[\text{dB}]$ を計算した。その結果を図6に示す。実験値と比較した結果、最大効率点での違いがあるものの、帯域は、ほぼ一致した。誤差の原因としては、入力インピーダンスが $50\Omega$ でなかったことなどが考えられる。

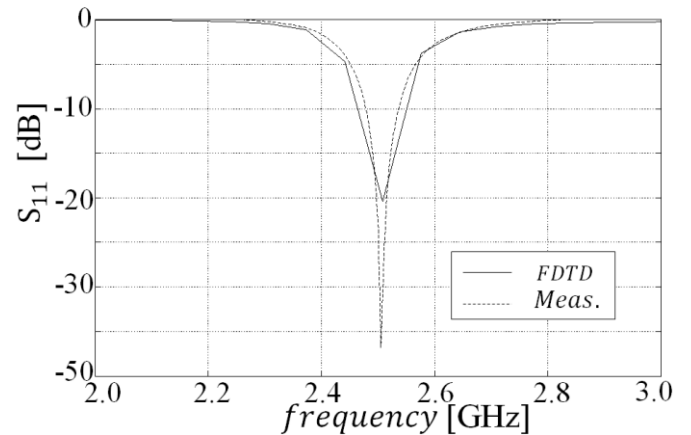


図6 相対反射電力

## 5. まとめと今後の課題

FDTD法を用いたアンテナ設計の有用性について検討し、アンテナのモデリングの部分での誤差が大きくなってしまったことがわかった。そのため、解析空間の分割を増やすことで、細かい部分までモデル化できるようにするなど改善が必要である。しかし、分割数を増やすと計算時間が大きく増加してしまうため、並列計算機の導入など計算速度を向上させる工夫も必須である。さらには、複雑な形状を持つアンテナで解析及び設計を行うなどFDTD法の有効性をさらに検証する必要がある。

### 【参考文献】

- [1] 宇野, 新井, 道下, “アンテナ・電波における設計・解析手法ワークショップ(第43回) FDTD法におけるアンテナ解析 応用編” 電子情報通信学会 アンテナ・伝搬研究専門委員会, Sept2012
- [2] 宇野, “FDTD法による電磁界およびアンテナ解析”, コロナ社