

誘電体基板上折れ曲りアンテナの高精度 FDTD 法解析

有馬 卓司^{†a)}(学生員) 宇野 亨[†](正員)高橋 応明[†](正員)

Highly-accurate FDTD Analysis of Bend Antennas on Dielectric Substrate

Takuji ARIMA^{†a)}, Student Member, Toru UNO[†],
and Masaharu TAKAHASHI[†], Regular Members[†] 東京農工大学工学部, 小金井市

Tokyo University of Agr. & Tech., 2-24-16 Koganei-shi, 184-8588 Japan

a) E-mail: t-arima@cc.tuat.ac.jp

あらまし FDTD 法はモデル化が簡単なことから、プリントアンテナなどの誘電体基板上アンテナの解析に広く用いられてきた。一方、FDTD 法では一般に直方体セルが用いられるため、曲線形状のアンテナは階段状にモデル化される。このため計算誤差が大きくなる。これを解決する方法として、任意形状セルを用いる方法や直方体セルの一部を変形する方法などが知られているが、誘電体基板上のアンテナに対してはこれらの方法を用いても十分な精度が得られないことが多い。そこで、筆者らは誘電体基板上アンテナ近傍の電磁界を準静近似し、それを FDTD 法に組み込むことにより、計算精度を飛躍的に向上させる手法を提案した。本論文は、折れ曲り形状をもつ誘電体基板上アンテナの解析に本手法を応用し、その有効性を確認するものである。

キーワード 折れ曲りアンテナ, FDTD 法, プリントアンテナ, 準静近似

1. ま え が き

移動体通信などの分野において使用されるアンテナには、小型軽量で高性能なものが要求される。プリントアンテナは基板上に作成されることから、位相器や増幅器などのアクティブ回路との一体化が容易であることやアンテナ形状を工夫しやすいことなどから、高性能化の可能性が高いアンテナとして注目されている。プリントアンテナの設計解析には、モデル化の容易さから近年は FDTD 法 [1], [2] が広く用いられるが、共振周波数などを正確に求めようとするとセルを極めて細かくしなければならぬ。また、一般に FDTD 法では直方体セルを用いてモデル化するためにアンテナが曲線形状をもつ場合には正確にはモデル化できず階段状のアンテナモデルになる。これを解決する方法と

して、コンフォーマルセルを用いる方法 [3] ~ [5] やアンテナ導体近傍のセルだけ特別なセル形状でモデル化する CP 法 [6], [7] が提案されている。しかしこれらの方法を用いても、誘電体基板上アンテナを高精度に解析するには極めて細かなセルを必要とする。

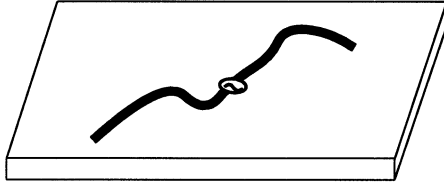
一方、筆者らは、プリントアンテナを FDTD 法で解析する際にアンテナ近傍では静電磁界が支配的であると考え、アンテナ近傍の電磁界を準静近似して、電磁界の空間的变化を FDTD 法に組み込むことにより、高精度化に成功した [8], [9]。そこで本論文では、曲線形状をもつ誘電体基板上アンテナを細かなセルを用いずに高精度に解析することを目的に CP 法と準静近似を組み合わせた手法を提案する。この方法は、FDTD 法の計算の前に一度準静電磁界を求めれば、それを係数として FDTD 法のプログラムに組み込むだけであるので、使用するメモリ、及び計算時間の増加はほとんどない。本論文ではまず、誘電体基板上の折れ曲りアンテナを解析するために CP 法を簡単に紹介し、これに準静近似を取り入れる方法を説明する。次に、誘電体基板上に FDTD セルに対して斜めに配置されたダイポールアンテナと V 型ダイポールアンテナの解析を行い、特に計算誤差が表れやすい入力インピーダンスについて実験結果と比較することにより本手法の有効性を示す。なお、本論文ではアンテナの入力インピーダンス計算に焦点をしばり、有効性を確認したが、遠方界についても同様の高精度化が可能であると考えられる。

2. CP 法とその高精度化

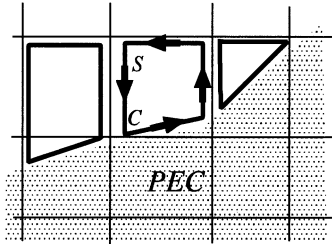
FDTD 法はマクスウェルの方程式の微分形を用いても積分形を用いても定式化できるが、図 1(a) のような折れ曲り形状をより正確にモデル化するには積分形を用いるのが便利である。(b) はアンテナ導体近傍の FDTD セルを示したものである。Yee セルとは別にアンテナ導体に一致するようにサブセル C をとり、これにファラデーの法則

$$\frac{\partial}{\partial t} \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = - \oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \quad (1)$$

を適用し、更にセルエッジ上で電磁界が一定とすると磁界に対する定式化ができ、アンテナ形状を容易にモデル化することができる。給電部に対しても同様の操作をすればよい [10], [11]。このように、積分方程式を用いて定式化を行うとセルサイズよりも小さな構造を有する物体を容易にモデル化できる。しかしこの手法



(a) The bend antenna on dielectric substrate



(b) The subcell method

図 1 折れ曲りアンテナの解析
Fig.1 FDTD analysis of bend antenna.

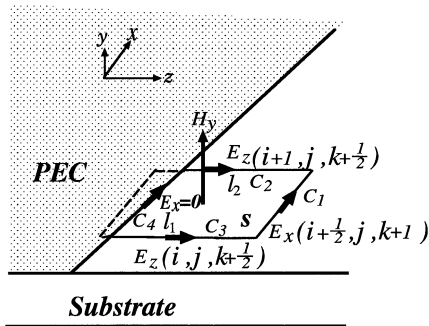


図 2 CP 法の適用

Fig.2 Adapting the CP method.

では、アンテナ近傍のセル内で電磁界を一定と仮定しているため誤差が大きくなり、高精度な解析には極めて細かなセルが必要となる。

一方、アンテナ近傍では準静電磁界が支配的であると考えられるから、これを FDTD 法へ組み入れることができれば解析精度を向上させることができると考えられる。以下にこの手法について説明する。図 2 に示すように、アンテナ導体が $y = j\Delta y$ の平面内にあるものとする。この図中の点線は通常の Yee セルの一部を表している。実線で示したセルに式 (1) を適用すると右辺の周回積分路は、図中の実線のようになり、周回積分は

$$\begin{aligned} \oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \\ = \int_{C_1} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} + \int_{C_2} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} + \int_{C_3} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} + \int_{C_4} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \end{aligned} \quad (2)$$

と分解できるが、導体に沿った電界成分は 0 となるために、右辺第 4 項の経路 C_4 に関する線積分の値は 0 である。そして、 C_3 の経路を例にとって準静電磁界の導入法を説明する。導体がセルサイズに比べて x 方向に十分長いとすると C_3 上の電界 E_z は、静電ポテンシャル $\phi(\mathbf{r})$ を用いて

$$E_z(\mathbf{r}) = \frac{\partial \phi(\mathbf{r})}{\partial z} \quad (3)$$

と近似することができる [8]。そして、この静電ポテンシャル $\phi(\mathbf{r})$ は導体上の電荷分布を適当に仮定することにより解析的に求められる。導体近傍ではこの電界が支配的であると考えられるから、 C_3 の電界を

$$E_z(\mathbf{r}, t) \simeq E_z\left(i, j, k + \frac{1}{2}, t\right) \frac{\partial \phi(\mathbf{r}) / \partial z}{B_0} \quad (4)$$

とおく。ただし、 $B_0 = \partial \phi / \partial z |_{y=j\Delta y, z=(k+1/2)\Delta z}$ である。次に、磁界について考える。導体がセルサイズに比べて x 方向に十分長いとすると、サブセル内での磁界 H_y は静電界と同様にベクトルポテンシャル $A_x(\mathbf{r})$ を用いて

$$H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x(\mathbf{r})}{\partial z} \quad (5)$$

と近似することができる。このベクトルポテンシャル $A_x(\mathbf{r})$ は静電ポテンシャルと同様の式を満たし、導体上の電流分布を適当に仮定することにより解析的に求められる [8]。これを用いたサブセル内の磁界を

$$H_y(\mathbf{r}, t) \simeq H_y\left(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}, t\right) \frac{\partial A_x(\mathbf{r}) / \partial z}{A_0} \quad (6)$$

と近似する。ただし $A_0 = \partial A_x / \partial z |_{y=j\Delta y, z=(k+1/2)\Delta z}$ である。近似した電界磁界を用い、改めて式 (1) を計算することにより準静近似を FDTD 法に組み込むことができる。

折れ曲り形状を有するアンテナを解析する際、アンテナは図 3 に示すように、FDTD セルエッジに対して斜めに置かれるときがある。図 3 は誘電体基板上に置かれた折れ曲りアンテナの一部を表したものである。

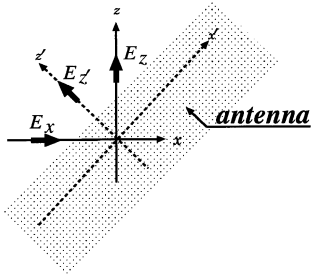


図3 電界成分

Fig.3 The electric field component.

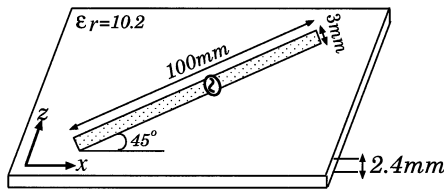


図4 解析モデル

Fig.4 Analysis model.

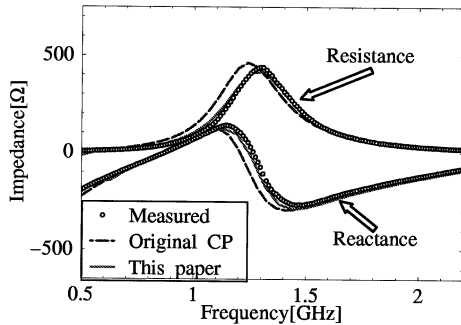


図5 入力インピーダンス
Fig.5 Input impedance.

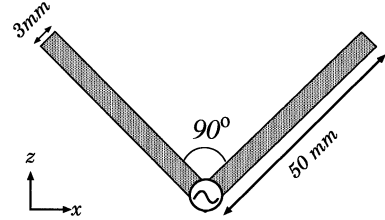
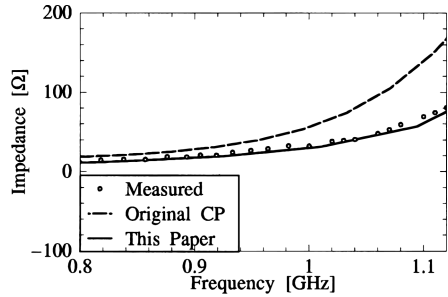
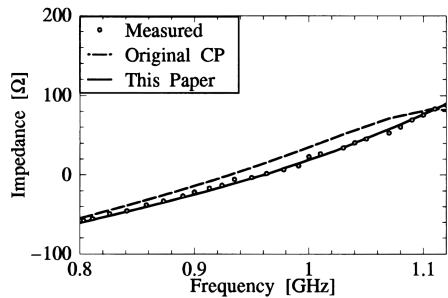


図6 誘電体基板上V型ダイポールアンテナ
Fig.6 V-Dipole antenna on substrate.



(a) Resistance



(b) Reactance

図7 入力インピーダンス
Fig.7 Input impedance.

一方、本論文の手法ではアンテナ導体は十分に長いと仮定しているため、静電界は図3の $x-z$ 平面上では E_z' 成分しか求められない。そこで、 E_z' 成分をセルエッジに沿う成分である E_x 成分、 E_z 成分それぞれのベクトル成分に分けて FDTD 法に組み込んでいる。

3. 解析結果

本論文の有効性を示すために、実際に二つのモデルの解析を行い実験値と比較した。なお、本論文で用いている実験値はすべて文献[12],[13]より引用した。まず、図4に示すような FDTD 法のセルに対して、 45° 傾いて置かれた誘電体基板上プリントダイポールアンテナ [12],[13] の入力インピーダンスを解

析した。FDTD 法では誘電体基板は無限に広いものとし、吸収境界には6層の PML 吸収境界条件を用いている。FDTD 法のセルサイズは $\Delta x = 1.785 \text{ mm}$ 、 $\Delta z = 1.785 \text{ mm}$ 、 $\Delta y = 1.2 \text{ mm}$ としている。誘電体基板は厚さ方向に2セルで分割している。同一のセルサイズでありながら準静近似を組み込んだ FDTD 法は大幅に精度が向上している。

更に本手法の有効性を確認するために、図6に示す V 型ダイポールアンテナ [12],[13] の入力インピーダンスを解析した。その結果を図7に示す。(a) は入力インピーダンスのレジスタンス成分、(b) は入力インピーダンスのリアクタンス成分である。FDTD 法

のセルサイズは $\Delta x = 1.725 \text{ mm}$, $\Delta z = 1.725 \text{ mm}$, $\Delta y = 1 \text{ mm}$ としている。また、誘電体基板の比誘電率は $\epsilon_r = 10.2$, 誘電体基板の厚さは $d = 2 \text{ mm}$ である。誘電体基板は厚さ方向に 2 セルで分割している。図 7 より、本論文による結果は通常の FDTD 法に比べて大幅な精度の向上が確認できる。

4. む す び

本論文では、誘電体基板上曲線形状アンテナを FDTD 法を用いて高精度に解析する手法として、CP 法と準静近似を組み合わせて解析する方法を提案した。基礎的検討として FDTD 法のセルに対して 45° 傾けて置かれた直線状プリントダイポールアンテナと V 型ダイポールアンテナを解析し、その有効性を示した。今後はより複雑な形状のアンテナに対して適用し、本論文の手法の有効性を確認する必要があると考える。

文 献

- [1] K.S. Kunz and R.J. Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press, Boca Raton, FL, 1993.
- [2] 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.
- [3] R. Holland, "Finite-Difference solution of Maxwell's equations in generalized nonorthogonal coordinates," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol.NS-30, no.6, pp.4589-4591 Dec. 1983.
- [4] M.A. Fucas, M.V. Smith, and L.W. Gordon, "A three-dimensional FDTD algorithm in curvilinear coordinates," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.39, no.10, pp.1463-1471, Oct. 1991.
- [5] 大西輝夫, 柏 達也, 深井一郎, "任意格子 FD-TD 法を用いた曲面上マイクロストリップアンテナの解析," *信学論(B-II)*, vol.J75-B-II, no.12, pp.957-963, Dec. 1992.
- [6] T.G. Jurgens and A. Taflove, "Three-Dimensional Contour FDTD Modeling of Scattering from Single and Multiple Bodies," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.41, no.12, pp.1703-1708, 1993.
- [7] T.G. Jurgens and A. Taflove, "Finite-Difference Time-Domain Modeling of Curved Surfaces," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.40, no.4, pp.357-366, 1992.
- [8] 有馬卓司, 宇野 亨, "準静近似を利用した誘電体基板上アンテナ解析の高精度化," *信学論(B)*, vol.J85-B, no.2, pp.200-206, Feb. 2001.
- [9] 有馬卓司, 宇野 亨, 高橋応明, "FDTD 法による方形パッチアンテナ解析の準静近似を利用した高精度化," *信学論(B)*, vol.J85-B, no.6, pp.1001-1004, June 2002.
- [10] S. Watanabe and M. Taki, "An Improved FDTD Model for the Feeding Gap of a Thin-Wire Antenna," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol.8, no.4, pp.152-154, April 1998.
- [11] 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, pp.7-12, Jan. 2000.
- [12] 黄 載浩, 澤谷邦男, "モーメント法による誘電体基板上の線状アンテナの解析," *電学研資*, EMT-96-118, Nov. 1996.
- [13] 黄 載浩, "高誘電率基板上アンテナの解析に関する研究," *東北大学博士学位論文*, Feb. 1998.

(平成 14 年 8 月 26 日受付, 9 月 20 日再受付)