

# 一种基于 FDTD 的简单有效的天线阻抗计算方法

李朝伟, 吕善伟

(北京航空航天大学电子工程系, 北京 100083)

**摘 要:** 本文从有源区的软激励时 Yee 差分方程出发, 推导了一种适用于理想的间隙激励(-gap source)和探针激励的天线输入阻抗新的计算公式, 该方法简洁、有效, 公式物理意义明确, 能够有效地消除硬激励(hard source). 计算天线阻抗时, 在频率很低接近零时阻抗值的严重失真, 使得应用时域有限差分法计算天线输入阻抗变得更加快捷适用. 最后, 本文应用该方法分别计算了一个单极子天线和同轴馈电的微带天线, 单极子天线的计算结果和前人的计算结果吻合得很好, 并且消除了频率接近零时以前计算结果的严重失真, 微带天线和已有软件的计算结果进行了比较, 得到了满意的结果.

**关键词:** 时域有限差分法; 天线阻抗; 单极子天线阻抗; 微带天线阻抗

**中图分类号:** TM15 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 12-1635-03

## FDTD Calculation of Antenna Impedance by a Simple and Efficient Method

LI Chao-wei, LU Shan-wei

(Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

**Abstract:** A new formula, which is based on -gap and probe sources, to calculate the antenna input impedance using the FDTD method is derived from Yee's difference equation. It is very simple and efficient, and reduces the errors of antenna impedance at the low frequencies near zero. The method makes it easy to calculate antenna input impedance. To check the validity of such method, a monopole antenna on a box is simulated using FDTD, and the result shows that the errors of antenna impedance at the low frequencies disappear. A patch antenna fed by coaxial line is also calculated, and result has a good agreement with that by another software.

**Key words:** FDTD; antenna impedance; monopole antenna impedance; microstrip antenna impedance

### 1 引言

时域有限差分法是近年来发展很快的一种电磁场数值计算方法<sup>[1,2]</sup>. 这种方法应用于天线分析与设计较晚. 天线的输入阻抗是一个重要的参数, 对它的计算方法始终受到人们的关注. 最早将 FDTD 引入天线分析的是 A. Reineix 和 Malone et al.<sup>[3,4]</sup>, 他们均计算了天线方向图和输入阻抗但采用了不同的方法. 文献[4]应用 FDTD 方法计算一个无限大地板上的单极子天线, 用二维网络精确地描述了天线的同轴馈电部分. 文献[3]建立了一个简单的等效激励来模拟同轴线给微带天线馈电, 在 FDTD 计算中用的是硬激励源(hard source), 并且在激励源上串联了一电阻, 这种方法有一定的局限性. 1992 年, R. Luebbers 应用 FDTD 较全面地分析了单极子天线的特性<sup>[5]</sup>, 给出了两种激励源模型, 同轴磁环激励和 -间隙激励模型, 并且在两种激励模型下计算了天线输入阻抗, 和实验结果进行了比较, 该文献计算天线输入阻抗的方法和文献[3]基本相同, 只是将接入电阻变为零. 文献[6]在计算平衡馈电的天线阻抗时引入了理想的平行线模型, 但是这样使问题变得复杂化了. 当然应用 FDTD 方法, 可以通过计算已知特性阻抗的天

馈线上的反射系数计算天线的输入阻抗, 然而在许多情况下用网格划分馈线是非常困难的. 有时应用 FDTD 仿真天线时, 并不需要关心天线和馈线连接的细节, 而只关心天线的激励点输入阻抗(driving-point impedance), 因此建立一个更有效的馈电区模型是非常有意义的.

众所周知, 建立一个好的馈电区模型是精确计算天线阻抗的基础, 本文建立了一个应用于 FDTD 软激励(soft source)条件下的理想 -间隙激励模型, 并从有源区的 Yee 差分方程出发, 基于 FDTD 方法推导出了天线输入阻抗新的简单有效的计算方式.

### 2 理论公式

图 1 示出了一个天线馈电区的模型. 一端口网络表示天线, 馈电点 A 和 B 相距一个网络, 它们之间的激励电压为  $U_z^s(t)$ , 流过激励源的电流为  $I_z(t)$ , 其中 A 与 B 的连线和正交 Yee 网格线重合, B 点的坐标为  $(i, j, k)$ . 所以有

$$U_z^s = - E_z|_{(i,j,k)} \cdot z \quad (1)$$

$$I_z^s = -x \cdot (H_x|_{(i,j-1,k)}^{n+1/2} - H_x|_{(i,j,k)}^{n+1/2}) + y \cdot (H_y|_{(i,j,k)}^{n+1/2} - H_y|_{(i-1,j,k)}^{n+1/2}) \quad (2)$$

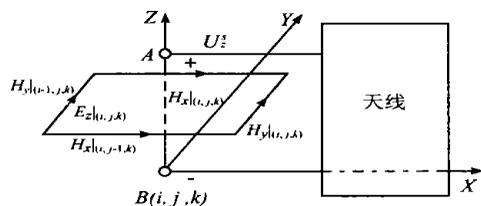


图1 天线馈电区示意图

由于计算阻抗时,频域解对时域中激励源的加入时刻非常敏感,所以这里将文献[7]中激励推迟了  $t/2$ ,由  $t = n \cdot t$  时刻改为  $t = (n + 1/2) \cdot t$ ,这样在激励区的 Yee 的迭代公式为

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{t}{x} [H_y^{n+1/2}(i, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1, j, k)] - \frac{t}{y} [H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1, k)] + E_z^n(i, j, k) \quad (3)$$

在  $(i, j, k)$  点,将式(1)和(2)带入式(3)可得

$$\frac{U_z}{t} \Big|_{(i, j, k)}^{n+1/2} = -\frac{z}{s} I_z^{n+1/2}(i, j, k) + \frac{1}{t} \cdot U_z^n(i, j, k) \quad (4)$$

其中,  $s = x \cdot y$ .

对上式两边进行 Fourier 变换,在采样足够密时可得

$$j U_z(\omega) = -\frac{z}{s} I_z(\omega) + \frac{1}{t} U_z^e(\omega) \quad (5)$$

$$Z_{in}(\omega) = \frac{U_z(\omega)}{I_z(\omega)} \quad (6a)$$

$$= \frac{1}{j \cdot t} \cdot \frac{U_z^e(\omega)}{I_z(\omega)} - \frac{1}{j C} \quad (6b)$$

其中,  $C = \frac{1}{\epsilon_0 \cdot x \cdot y \cdot z} = 2 \cdot \frac{1}{\epsilon_0 \cdot f \cdot z}$ ,  $U_z^e(\omega)$ 、 $I_z(\omega)$  分别是  $U_z^e(t)$ 、 $I_z(t)$  通过 FFT 变换得到的。 $U_z^e(t)$  可以是高斯脉冲也可以是正弦调制的高斯脉冲。

一般来讲,式(6a)中频域响应电压  $U_z(\omega)$  是不能直接通过对时域的响应电压  $U_z(t)$  进行 FFT 得到,因为在应用软激励源计算天线问题时,许多情况下不能满足条件

$$\lim_{t \rightarrow 0} U_z(t) = 0 \quad (7)$$

因此将离散的响应电压信号  $U_z(t)$  从时域变换到频域时,采用计算机较难处理,而应用式(6b)中激励源的电压值  $U_z^e(\omega)$  是一种比较好的选择。

### 3 计算结果

为了验证上述公式,计算了 Luebbers 在文献[5]中图 8 的天线阻抗,图 2 为其结构示意图,其中:  $a = 60\text{mm}$ ,  $b = 10\text{mm}$ ,  $c = 50\text{mm}$ ,  $h = 50\text{mm}$ ,  $w = 30\text{mm}$ ,  $d = 5\text{mm}$ ,激励源在天线根部占一个

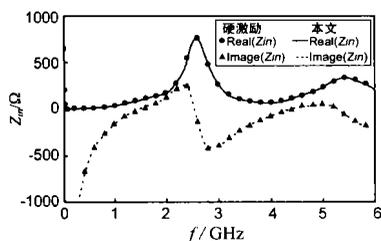


图3 天线输入阻抗计算结果

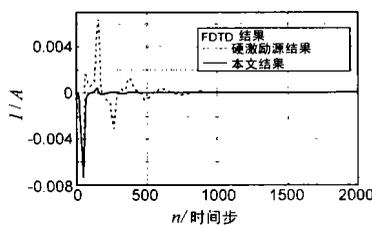


图4 两种计算方法在天线输出端的电流响应的比较

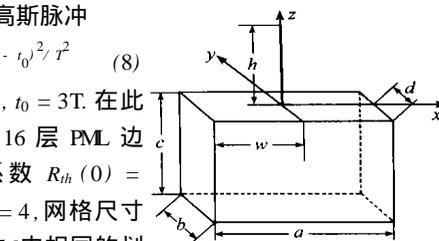


图2 天线几何结构示意图

网格,源采用了高斯脉冲

$$E_z = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}} \quad (8)$$

其中  $T = 48.2\text{ps}$ ,  $t_0 = 3T$ 。在此仿真中采用了 16 层 PML 边界,理论反射系数  $R_{th}(0) = 10^{-8}$ ,幂指数  $n = 4$ ,网格尺寸采用了和文献[5]中相同的划分,为  $x = y = z = 1.67\text{mm}$ ,包括 PML 层在内总的

网格数为  $79 \times 49 \times 103$ ,由于天线的输入阻抗对振子的直径非常敏感,为了在计算中考虑振子的直径影响,天线细杆的处理采用了文献[8]的近似方法,即认为细导线周围的场是按  $1/r$  规律衰减的,同时导线上的电场为零,在该假设下可得细导线周围磁场的 Yee 的迭代公式为

$$H_x^{n+1/2}(i0, j0, k) = H_x^{n-1/2}(i0, j0, k) + y \cdot \frac{t}{\mu \cdot y} \cdot [E_z^n(i0, j0, k) - E_z^n(i0, j0+1, k)] - \frac{t}{\mu \cdot y} \cdot [E_y^n(i0, j0, k) - E_y^n(i0, j0, k+1)] \quad (9)$$

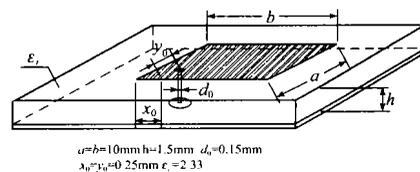
其中,  $y = 2/\ln(y/r_0)$ ,  $r_0$  为细导线的半径,  $i0, j0$  为细导线在  $x - y$  平面内投影的坐标序号,  $k1$  和  $k2$  分别表示细导线在  $z$  轴上第一点和最后一点的坐标序号,其中激励源所占的一个网格不包含在内。

细导线周围的  $H_y$  可以用同样的方法求出,而电场的三个分量仍然采用标准的 Yee 迭代公式[9]。计算和比较表明,该近似方法在其适用范围内 ( $r_0 \leq \lambda/2$ ,  $\lambda$  为距离离散间隔) 存在大约 1% 左右的误差[8]。

图 3 为图 2 中天线输入阻抗的计算曲线,为了比较,同时给出了在硬激励时的计算结果,从图 3 中可以明显看出在频率接近零时硬激励结果的失真。图中应用(6b)式的计算结果和文献[5]的实验结果吻合很好。本文的方法消除了文献[5]中出现的在频率接近零时天线输入阻抗的失真。这是因为应用式(6a)计算时理论上,

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} Z_{in}(\omega) = 0 - j$$

另外,在计算振子天线时,该馈电模型中 A、B 两点间开路,所以天线激励点处电流衰减很快,缩短了计算时间,以上两种方法计算的天线输出端响应电流如图 4 所示,本文采用的方法中响应电流衰减的非常快。



$a=b=10\text{mm}$ ,  $h=1.5\text{mm}$ ,  $d_0=0.15\text{mm}$ ,  $x_0=y_0=0.25\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.33$

图5 微带天线结构示意图

该方法不仅可以用于振子天线,对微带天线也是有效的,图 5 为一采用同轴线馈电的微带天线,结构尺寸如图所示,在馈电区中激励源占据了馈线和金属地板相邻处的一个网格。由于天线的输入阻抗对同轴激励探针的直径比较敏感,所以直径  $d_0 = 0.15\text{mm}$  的金属探针应用了文献 [8] 的方法近似。在 FDID 计算中, PML 边界的参数选取和上例相同,网格尺寸为  $x = y = z = 0.25\text{mm}$ ,此时激励源仍采用高斯脉冲,激励源参数为,  $T = 17.7\text{ps}$ ,  $t_0 = 3T$ ,  $t = 0.48\text{ps}$ 。包括 PML 层在内总的

网格数为  $85 \times 85 \times 50$ ,计算的总步长为 5000 步。为了验证计算结果,在应用 FDID 计算的天线输入阻抗的同时,用 HP 公司的分析软件 HFSS 对该天线进行了计算,两种方法计算的结果如图 6 所示。

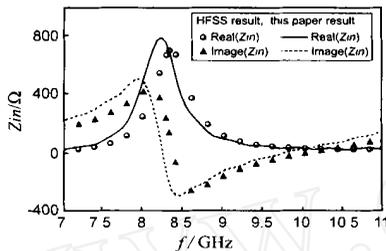


图 6 微带天线输入阻抗计算结果比较

可以看出两种计算结果基本相吻合,但是存在大约百分之一的差别,造成差别的原因可能有两个,一个是由于两种算法本身对激励点的处理不同,另一个是在对馈电探针直径的近似方法也不相同。总之,通过和比较可以看出,式 (6b) 对于微带天线输入阻抗的计算一样是简洁和有效的。

#### 4 结论

采用 FDID 计算天线的输入阻抗是一种非常有用的方法。本文应用了 - 间隙激励和探针激励模型,并在软激励条件下给出了由该模型激励天线时的输入阻抗计算公式,该方法计算天线的输入阻抗简洁方便,并且在低频时也有较好的效果。计算了一个金属盒上的单极子天线输入阻抗,结果和文献 [5] 吻合较好并且没有低频时的失真现象。然后计算了一个

同轴馈电的微带天线,其输入阻抗和应用 HP 公司的商业软件计算结果进行了比较,证明了本文方法的实用性。

#### 参考文献:

- [1] K R Umashankar, A Taflove. A novel method to analyze electromagnetic scattering of complex objects [J]. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, 1982, 24(4): 397 - 405.
- [2] A Taflove, K R Umashankar. Radar cross section of general three-dimensional scatterers [J]. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, 1983, 25: 433 - 440.
- [3] A Reinei, B Jecko. Analysis of microstrip patch antennas using finite-difference time-domain method [J]. IEEE Trans. Antennas Propagat., 1989, 37(11): 1361 - 1369.
- [4] James G. Maloney, Glenn S Smith, Waymind R Scott, Jr., Accurate computation of the radiation from simple antennas using the finite-difference time-domain method [J]. IEEE Trans. Antennas propagat., July 1990, 38(7): 1059 - 1068.
- [5] R J Luebbers, L Chen, T Uno, S Adachi. FDID calculation of radiation patterns, impedance and gain for a monopole antenna on a conducting box [J]. IEEE Trans. Antennas propagat., 1992, 40(12): 1577 - 1583.
- [6] J M Bourgeois, G S Smith. A fully three-dimensional simulation of a ground-penetrating radar: FDID theory compare with experiment [J]. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, 1996, 34(1): 36 - 44.
- [7] An Ping Zhao and Antti V. Raisanen. Application of a simple and efficient source excitation technique to the FDID Analysis of waveguide and microstrip circuits [J]. IEEE Trans. Antennas propagat., 1996, 44(9): 1535 - 1538.
- [8] K R Umashankar, A Taflove, B Beker. Calculation and experimental validation of induced currents in coupled wires in an arbitrary shaped cavity [J]. IEEE Trans. Antennas propagat., 1991, AP-35(11): 1203 - 1212.
- [9] Yee K.S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media [J]. IEEE Trans. Antennas and propagation, 1966, 14(5): 302 - 307.