

文章编号 1005-0388(2004)01-0021-06

加载天线目标 RCS 的 FDTD 计算与分析^{*}

董 慧 李清亮 闫玉波

(中国电波传播研究所青岛分所, qxbli@yahoo. com. cn, 山东 青岛 266071)

摘 要 提出一种带角点的细导线模型和传统 FDTD 相结合的方法分析加载斜拉式天线目标散射特性。为进一步减小目标离散时的台阶化误差和节省计算资源(内存和时间), 给出一种简化的共形 FDTD(SCFDTD)算法。通过坐标旋转使天线长段平行于某固定坐标轴, 然后建立带有角点的细导线 FDTD 模型。以变形网格面积与正常网格面积之比 $1/6$ 作为 SCFDTD 算法的判据, 既简化了已有 CFDTD 算法的复杂度, 又不失其物理意义。与传统 FDTD 方法和实验测量结果对比数值计算例子表明了该方法的可行性与有效性。

关键词 FDTD 方法, 细导线模型, 共形 FDTD 技术, 加载天线目标

中图分类号 TN82

文献标识码 A

RCS analysis of target with an attached wire using FDTD method

DONG Hui LI Qing-liang YAN Yu-bo

(Qingdao Branch, China Research Institute of Radiowave Propagation,
qxbli@yahoo. com. cn, Qingdao Shandong 266071, China)

Abstract In this paper, a combined technique of coordinate circumvolve, thin wire FDTD model and a simplified CFDTD scheme is presented to analyze the EM scattering of target with an attached wire. The coordinate transform is employed to let the attached wire along a coordinate axis, then the thin wire FDTD model can be constructed. With a ratio of $1/6$ (the distorted cell area to the regular cell area) as a criterion, a simplified conformal FDTD (SCFDTD) scheme is proposed to overcome staircase error. To show the validity and applicable of the presented technique, the computed RCS's are compared with that from the conventional FDTD and measured values.

Key words target, attached wire, FDTD, SCFDTD, scattering

1 引 言

时域有限差分(FDTD)方法是处理各种复杂电磁问题有效的数值手段, 已广泛用于目标散射、天线、电磁兼容等的模拟分析与计算^[1,2]。但对于加载斜拉天线的飞机或舰船目标, 采用传统的 FDTD

方法(也称 YEE 方法^[3])分析其散射特性时, 由于天线部分用 YEE 网格建模时的台阶化误差致使模拟精度较低。当然, 可以通过增加离散网格密度的途径对精度进行改善, 这无疑会增大内存需求和运行时间。另外一种途径是采用细导线模型^[4]和共形网

* 收稿日期: 2003-05-28

格 FDTD(CFDTD)技术^[5],但是对于任意取向的线天线,要导出其对应的细导线 FDTD 算法比沿固定坐标轴取向的细导线 FDTD 算法,难度和复杂度大得多。CFDTD 技术主要针对载体目标本身而言,对于同加载天线视为一体的复合目标,其重点仍在对天线的模拟精度上。

首先建立加载天线目标的物理模型,通过坐标旋转使加载天线的长段沿某坐标轴方向,然后利用细导线 FDTD 算法对天线进行建模。为进一步提高计算精度,该文提出了一种简化的 CFDTD(SCFDTD)算法,与已有算法^[5,6]相比,既简化了问题的复杂度,又不失其物理意义。最后,给出了两类机身目标加载斜拉短波天线的单站 RCS 分析计算结果,以验证本方法的精度和有效性。

2 加载天线目标 FDTD 建模与计算方法

图 1 为加载天线目标简化模型,其中 L 、 W 和 H 代表目标模型的长宽高(W 沿 Y 方向,没有示出),天线长度为 $L_a + h_1$, L_1 表示天线在目标上的加载位置。采用传统的 FDTD 方法对该问题散射特性(如雷达散射截面;RCS)进行分析计算时,会遇到下面的困难:带拐角的细圆柱天线的长段与水平面(XOY 面)存在夹角,难以直接采用细导线 FDTD 算法,同时直接采用立方网格离散将导致严重的台阶化误差,即使网格尺寸很小,这种误差也同样存在。

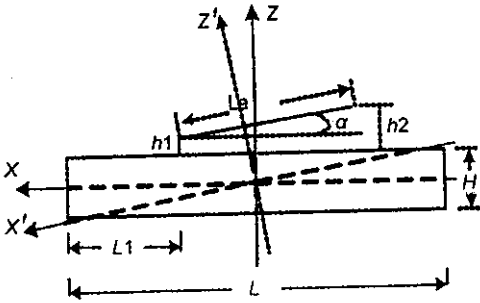


图 1 加载天线目标简化模型

本文将坐标旋转再结合共形网格 FDTD(SCFDTD)技术,可有效克服以上困难。首先对图 1 坐标进行旋转,即 $XYZ \rightarrow X'Y'Z'$,坐标原点不动。在新坐标系 $X'Y'Z'$ 中,天线的长段与 X' 坐标轴平行,这样便可以采用细导线 FDTD 算法对天线的长段进行处理。假设细导线附近的场按照 $1/r$ 规律变化, r 为细导线的径向距离(到细导线中心线的垂直

距离),设细导线位于 $X'Y'Z'$ 坐标系中的 (j_a, k_a) 位置,由法拉第定律得到细导线沿 x' 方向各个场分量的迭代公式为

$$E_{x'}^n(i, j_a, k_a) = 0 \quad i \text{ 在 } L_a \text{ 段天线上} \quad (1)$$

$$H_y^{n+1/2}(i+1/2, j_a, k_a+1/2)$$

$$= H_y^{n-1/2}(i+1/2, j_a, k_a+1/2) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x'} \cdot [E_z^n(i+1, j_a, k_a+1/2) - E_z^n(i, j_a, k_a+1/2)] - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y'} \cdot \frac{2}{\ln(\Delta y'/r_0)} E_{x'}^n(i+1/2, j_a, k_a+1) \quad (2)$$

$$H_y^{n+1/2}(i+1/2, j_a, k_a-1/2) = H_y^{n-1/2}(i+1/2, j_a, k_a-1/2) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x'} \cdot [E_z^n(i+1, j_a, k_a-1/2) - E_z^n(i, j_a, k_a-1/2)] + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y'} \cdot \frac{2}{\ln(\Delta y'/r_0)} E_{x'}^n(i+1/2, j_a, k_a) \quad (3)$$

$$H_z^{n+1/2}(i+1/2, j_a+1/2, k_a) = H_z^{n-1/2}(i+1/2, j_a+1/2, k_a) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x'} \cdot [E_{y'}^n(i+1, j_a+1/2, k_a) - E_{y'}^n(i, j_a+1/2, k_a)] + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y'} \cdot \frac{2}{\ln(\Delta y'/r_0)} E_{x'}^n(i+1/2, j_a, k_a) \quad (4)$$

$$H_z^{n+1/2}(i+1/2, j_a-1/2, k_a) = H_z^{n-1/2}(i+1/2, j_a-1/2, k_a) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x'} \cdot [E_{y'}^n(i+1, j_a-1/2, k_a) - E_{y'}^n(i, j_a-1/2, k_a)] - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y'} \cdot \frac{2}{\ln(\Delta y'/r_0)} E_{x'}^n(i+1/2, j_a, k_a) \quad (5)$$

$$H_x^{n+1/2}(i, j_a+1/2, k_a \pm 1/2) = H_x^{n-1/2}(i, j_a+1/2, k_a \pm 1/2) + \frac{\Delta t}{\mu_0 (\Delta z' \Delta y' - \pi r_0^2/4)} \cdot [E_z^n(i, j_a, k_a \pm 1/2) \cdot \frac{\Delta z'}{2} \ln(\frac{\Delta z'}{r_0}) \mp E_{y'}^n(i, j_a+1/2, k_a) \cdot \frac{\Delta y'}{2} \ln(\frac{\Delta y'}{r_0}) - E_z^n(i, j_a+1, k_a \pm 1/2) \Delta z' \pm E_{y'}^n(i, j_a+1/2, k_a \pm 1) \Delta y'] \quad (6)$$

$$H_x^{n+1/2}(i, j_a-1/2, k_a \pm 1/2) = H_x^{n-1/2}(i, j_a-1/2, k_a \pm 1/2) + \frac{\Delta t}{\mu_0 (\Delta z' \Delta y' - \pi r_0^2/4)} \cdot [E_z^n(i, j_a, k_a \pm 1/2) \cdot \frac{\Delta z'}{2} \ln(\frac{\Delta z'}{r_0}) \mp E_{y'}^n(i, j_a-1/2, k_a) \cdot \frac{\Delta y'}{2} \cdot \ln(\frac{\Delta y'}{r_0}) - E_z^n(i, j_a-1, k_a \pm 1/2) \Delta z' \pm E_{y'}^n(i, j_a-1/2, k_a \pm 1) \Delta y'] \quad (7)$$

其中 $\Delta x'$, $\Delta y'$, $\Delta z'$ 是离散网格步长, Δt 为时间步

长, r_0 为细导线天线半径。

对于天线短段可采用类似处理,但对于短段与长段的交接点(角点)需要进行特殊处理。当 α 较小(实际情况通常如此)时,可近似认为短段与长段相互正交,这样可以导出如图 2 所示的角点附近网格点电磁场 FDTD 步进方程^[7]。对图 2 中角点内侧网格,假定磁场分量 $H_y(i_a - 1/2, j_a, k_a - 1/2)$ 在 x' 和 z' 方向上都是以 $1/r$ 规律变化,而电场分量 E_x 仅在

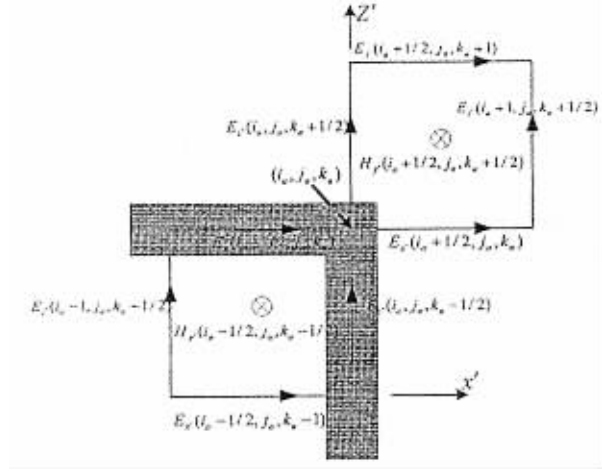


图 2 两段细导线角点附近网格分布

x' 方向(径向)按 $1/r$ 规律变化,在 z' 方向上保持常数,即

$$\begin{aligned} E_x(x', j\Delta y', (k-1)\Delta z') \\ = \frac{\Delta x'}{4x'} E_x((i_a - 1/2)\Delta x', j_a\Delta y', (k_a - 1)\Delta z') + \\ \frac{1}{2} E_x((i_a - 1/2)\Delta x', j_a\Delta y', (k_a - 1)\Delta z') \quad (8) \end{aligned}$$

对 E_z 有类似假设。由法拉第定律可以得到

$$\begin{aligned} H_y^{n+1/2}(i_a - 1/2, j_a, k_a - 1/2) \\ = H_y^{n-1/2}(i_a - 1/2, j_a, k_a - 1/2) - \\ \frac{L_z}{C} E_z^n(i_a - 1, j_a, k_a - 1/2) + \\ \frac{L_x}{C} E_x^n(i_a - 1/2, j_a, k_a - 1) \quad (9) \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} L_{\zeta'} &= \frac{\Delta \zeta'}{4} \ln\left(\frac{\Delta \zeta'}{r_0}\right) + \frac{\Delta \zeta' - r_0}{2} \\ \zeta' &= x', z' \quad (10a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C &= \frac{\mu_0}{\Delta t} \left[\frac{\Delta x'(\Delta z' - r_0)}{4} \ln\left(\frac{\Delta x'}{r_0}\right) + \right. \\ &\quad \left. \frac{\Delta z'(\Delta x' - r_0)}{4} \ln\left(\frac{\Delta z'}{r_0}\right) \right] \quad (10b) \end{aligned}$$

同理,对于角点外侧的网格可以得到

$$H_y^{n+1/2}(i_a + 1/2, j_a, k_a + 1/2)$$

$$\begin{aligned} &= H_y^{n-1/2}(i_a + 1/2, j_a, k_a + 1/2) + \\ &\quad \frac{L_{x'}}{C'} E_{x'}^n(i_a + 1/2, j_a, k_a) - \\ &\quad \frac{\Delta x'}{C'} E_{x'}^n(i_a + 1/2, j_a, k_a + 1) - \\ &\quad \frac{L_{z'}}{C'} E_{z'}^n(i_a, j_a, k_a + 1/2) + \\ &\quad \frac{\Delta z'}{C'} E_{z'}^n(i_a + 1, j_a, k_a + 1/2) \quad (11) \end{aligned}$$

$$\text{式中 } L_{\zeta'} = \frac{\Delta \zeta'}{4} \ln\left(\frac{\Delta \zeta'}{r_0}\right)$$

$$\zeta' = x', z' \quad (12a)$$

$$C' = \frac{\mu_0(\Delta x' \Delta z' - \pi r_0^2/4)}{\Delta t} \quad (12b)$$

相对于原坐标系而言,在新坐标系中目标的相对位置发生变化,为减小目标建模时产生的台阶化误差,这里提出一种简单的直角坐标系中网格共形 FDTD(SCFDTD)技术。考虑如图 3 所示的一个良导体曲面, region 1 代表良导体, region 2 为自由空间,阴影部分称作变形网格。利用 Maxwell 积分方程得到(为叙述方便,以 XOY 为参考)

$$\begin{aligned} E_x^{n+1}(i + 1/2, j, k) \\ = E_x^n(i + 1/2, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} \cdot \\ \left\{ H_z^{n+1/2}(i + 1/2, j + 1/2, k) - \right. \\ \left. H_z^{n+1/2}(i + 1/2, j - 1/2, k) \right\} - \\ \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} \left\{ H_y^{n+1/2}(i + 1/2, j, k + 1/2) - \right. \\ \left. H_y^{n+1/2}(i + 1/2, j, k - 1/2) \right\} \\ H_z^{n+1/2}(i + 1/2, j + 1/2, k) \\ = H_z^{n-1/2}(i + 1/2, j + 1/2, k) + \frac{\Delta t}{\mu S(i, j, k)} \times \\ \left\{ E_x^n(i + 1/2, j, k) \cdot l_x(i, j, k) - E_x^n(i + 1/2, j + 1, k) \cdot \right. \\ \left. l_x(i, j + 1, k) - E_y^n(i, j + 1/2, k) \cdot l_y(i, j, k) + \right. \\ \left. E_y^n(i + 1, j + 1/2, k) \cdot l_y(i + 1, j, k) \right\} \quad (13) \end{aligned}$$

其中 $S(i, j, k)$ 是变形网格面积, l_x 和 l_y 是在导体区域外变形网格沿 x 和 y 方向的长度。从式(13)和(14)看到,电场分量步进方程与传统的 FDTD 一样保持不变,对于较小的变形网格,磁场步进方程将出现不稳定。当变形网格的面积小于非变形网格面积的 5%,或者变形网格最大边长与其面积的比大于 12 时,可以采用后向加权平均算法^[6]克服磁场步进方程的不稳定性,但这种算法会带来计算的复杂度及附加的计算内存需求。

在应用 SCFDTD 方法处理散射问题中,发现当变形网格面积 $S(i, j, k)$ 大于非变形网格面积的 1/

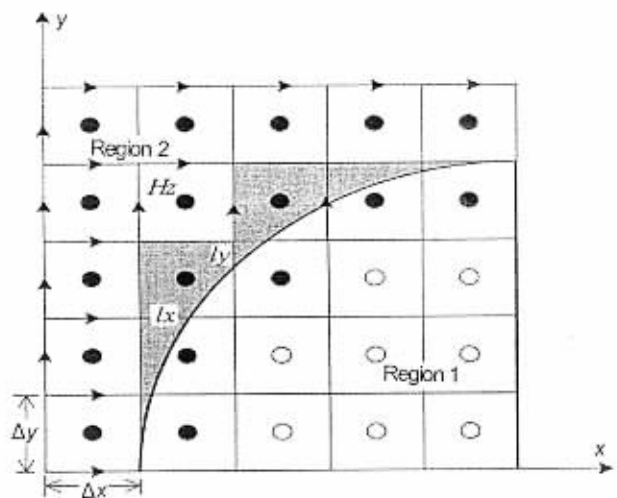


图3 变形网格示意

6, 上述 SCFDTD 步进方程将保持稳定。否则计算精度迅速下降, 步进方程不再保持稳定。因此, 称比率 $1/6$ 为 SCFDTD 算法的稳定性判据。SCFDTD 算法具体落实过程可描述为

1) 采用长方体或立方体网格对任意形状的良好导体散射体进行离散, 计算导体表面附近变形网格的边长 l_x, l_y, l_z 和面积 $S(i, j, k)$;

2) 测试比率 $r = S(i, j, k)/A$ (A 为非变形网格面积), 将变形网格赋予标志号 flag 1, 对于 $r < 1/6A$ 的那些变形网格的面积近似为 $1/6A$, 对于非变形网格赋予标志号 flag 0;

3) 对于标志号为 flag 0 的离散网格, 采用传统的 FDTD 步进方程进行计算; 对于标志号为 flag 1 为的离散网格, 电场分量采用方程 (13) 进行计算, 磁场分量则按方程 (14) 运行;

4) 重复过程 2) 和 3), 至到完成整个运行时间步;

5) 当整个 FDTD 计算完成后应用近-远场变换^[2]和 Fourier 变换获得目标的 RCS。

3 数值计算例子

为检验上述方法的计算精度和有效性, 这里给出两个加载斜拉短波天线的类机身目标的 RCS 模拟计算结果, 以及与传统 FDTD 方法和实验测量值的对比。

首先假定图 1 中的目标模型为一良好导体方柱, 其长度 $L = 31\text{m}$, 横截面边长 3m 为。天线长度 $L_a = 12\text{m}$, 天线在目标上的加载位置分别为 $L_1 = 9.4\text{m}, h_1 = 0.6\text{m}, h_2 = 4.3\text{m}$ 。图 4 和图 5 分别为入射波侧面

照射(沿 Y 方向入射)、尾部照射(沿 X 方向入射)时, 加载天线方柱垂直极化后向散射截面的计算结果。计算中取 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 15\text{cm}$, $\Delta t = 0.5\Delta x/c$, (c 为光速), 入射波为一高斯脉冲, 最高频率为 200MHz , 以保证在整个短波段计算的有效性。入射方向参数取为: 对于传统 FDTD 方法(即 XYZ 坐标系), 侧面照射 $\varphi^i = 270^\circ, \theta^i = 90^\circ, \chi = 180^\circ$ (极化角), 尾部照射 $\varphi^i = 0^\circ, \theta^i = 90^\circ, \chi = 180^\circ$; 本文方法(即 $X'Y'Z'$ 坐标系), 侧面照射 $\varphi^i = 270^\circ, \theta^i = 90^\circ, \chi = 198.26^\circ$, 尾部照射 $\varphi^i = 18.26^\circ, \theta^i = 71.74^\circ, \chi = 180^\circ$ 。图 4 和图 5 中虚线数据表示利用传统 FDTD 方法计算结果(即直接采用立方网格对图 1 中目标和天线进行离散), 实线数据为利用缩比模型实验测量数据^[8], “★”数据是利用本文方法(没有用 SCFDTD 算法)计算得到的结果。可以看出, 与传统 FDTD 方法相比, 本文方法与测量数据相吻合程度(幅度和谐振状态)得到明显改善。

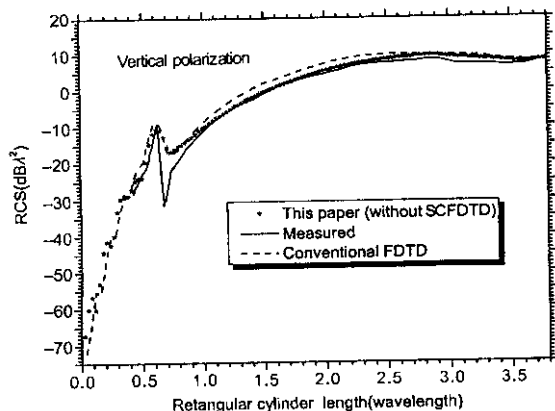


图4 加载天线良导体方柱侧面 RCS

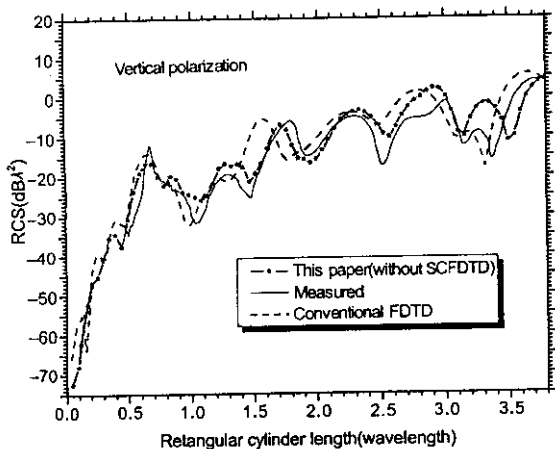


图5 加载天线良导体方柱尾部 RCS

第二个例子是假定图 1 中的目标模型为一个良好导体圆柱, 其长度 $L = 30\text{m}$ 、直径为 3m 。天线长度

和它在目标上的加载位置与上个例子相同。图 6 和图 7 分别为入射波侧面照射(沿 Y 方向入射)、尾部照射(沿 X 方向入射)时,加载天线圆柱垂直极化后

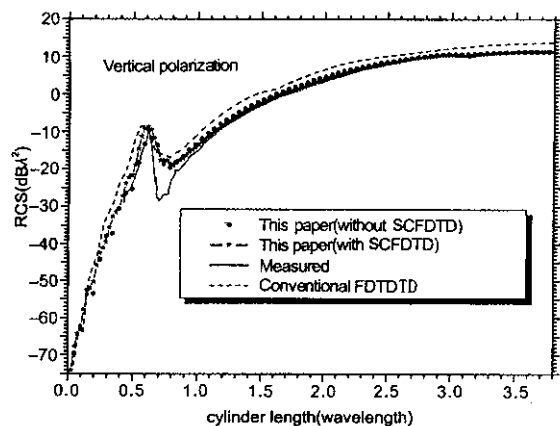


图 6 加载天线良导体圆柱侧面 RCS

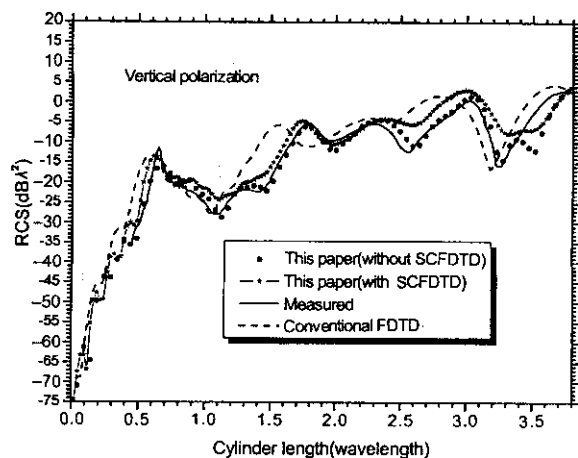


图 7 加载天线良导体圆柱尾部 RCS

向散射截面的计算结果。计算中取入射波为一高斯脉冲,最高频率为 200MHz。图中利用传统 FDTD 方法(虚线)和只利用坐标的旋转及细线模型的本文方法数据(◆点线),是在 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 15\text{cm}$, $\Delta t = 0.5\Delta x/c$, 的情况下得到的;既利用坐标旋转、细线模型及 SCFDTD 算法的本文方法数据(★短线)是在 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 30\text{cm}$, $\Delta t = 0.5\Delta x/c$, 的情况下得到的。由于 SCFDTD 方法中网格长度增加了一倍,从而使内存减小为传统方法的 1/8,同时时间步长增加为传统 FDTD 方法的二倍,使计算达到稳定状态所需的时间步数减小为原来的 1/2。在一台配置均为 pretiumIV1.7G、内存为 256M 的计算机上运行,采用传统 FDTD 计算所需时间约为 215min,而采用 SCFDTD 方法仅需 55min。实线数据为利

用缩比模型实验测量结果^[8]。可以看出,与传统 FDTD 方法相比,本文方法中两种方法(用和不用 SCFDTD 算法)与测量数据相吻合程度(幅度和谐振状态)均得到明显改善。采用 SCFDTD 算法在减小内存需求(网格尺寸增大)的同时,对于侧面入射效果较好,而对于尾部入射效果差些,原因可能是由于目标建模过程对某些共形网格处理误差引起。此种情况下,共有 15 种共形网格形式存在,图 8 中给出了圆柱建模的两种截面形式。

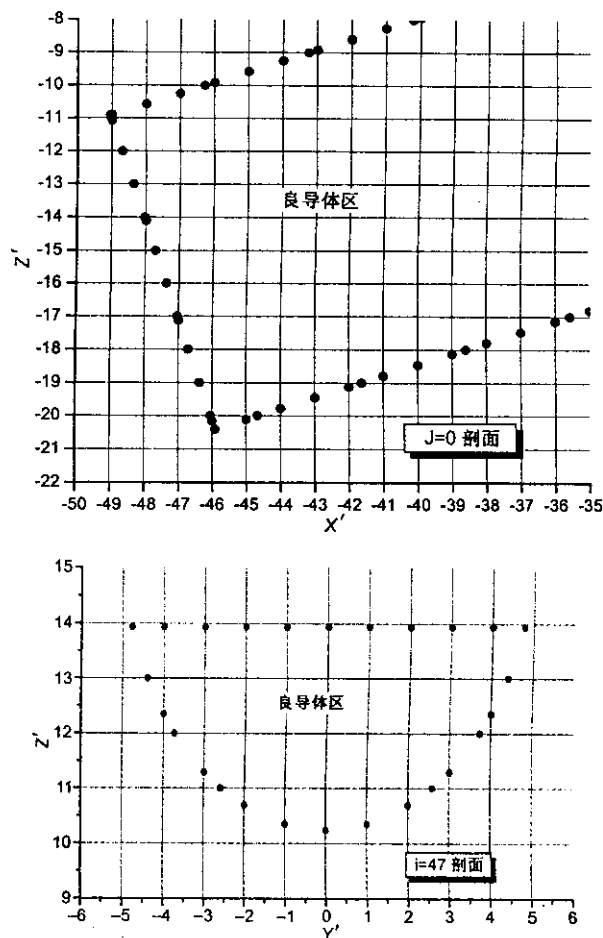


图 8 良导体共形网格建模图例

4 结论

针对用传统的 FDTD 方法分析加载天线(斜拉式)目标散射特性所遇到的问题,本文提出坐标和细线模型并结合 SCFDTD 算法技术加以克服。数值计算结果表明,仅采用坐标变换和细线模型,而不用 SCFDTD 算法的情况下,计算结果与实验测量数据已实现基本吻合。但是,采用 SCFDTD 算法之后,在某些方向上(文中图例为目标宽边方向)计算精度会得到进一步提高,更重要的是它使计算内存明显

减少,并使计算速度得以提高。

参考文献

[1] K S Kunz and R J Luebbers. The finite difference time domain method for electromagnetics[D]. CRC Press, 1993.

[2] A Taflove. Advances in computational electromagnetics: the Finite-Difference Time-Domain Method[D]. Boston, Artech House, 1998.

[3] K S Yee. Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equation in isotropic media[J]. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 1966,14(4): 302~307.

[4] 葛德彪,闫玉波.电磁波时域有限差分方法[D].西安:西安电子科技大学出版社,2002年.

[5] S Dey and R Mittra. A modified locally-conformal FDTD algorithm for modeling 3-D perfectly conducting objects[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 1998 ,17(6): 349~352.

[6] W H Yu and Raj Mittra. A conformal FDTD algorithm for modeling perfectly conducting objects with curve-surfaces and edges[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2000,27(2):136~138.

[7] J J Boonzaarier, C W I Pistoni. Finite-difference time-domain field approximations for thin wires with a lossy coating [J]. IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., 1994,141(2): 107~113.

[8] C W Truemen, S J Kubina, S R Mishra, *et al.*. RCS of resonant scatterers with attached wires[J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 1993, 41(3): 351~354.

[9] 马双武,高攸纲.时域有限差分法中超吸收技术的改进及数值验证[J].电波科学学报,2000,15(1):20~24.



董 慧 (1979-),女,河北人,于 2001 年毕业于河北师范大学物理系,现为中国电波传播研究所硕士研究生,主要研究方向为电磁场数值计算。



李清亮 (1963-),男,河南人。1998 年 8 月于西安电子科技大学获得博士学位。主要研究方向为计算电磁学、目标特性和电波传播。



闫玉波 (1973-),男,山东人。2001 年 3 月于西安电子科技大学获得博士学位。主要研究方向为计算电磁学、瞬态电磁散射和辐射。

致 谢

《电波科学学报》在全国电波、天线、电磁兼容等各界学者专家的大力支持下,不断发展、进步,在这新的一年,我们谨向多年来支持《电波科学学报》,在百忙中为本刊审阅文稿的专家、学者致以崇高的敬意和诚挚的感谢!

(评审学者、专家排名不分先后)

万 伟	万卫星	于宏毅	马在光	马晓岩	孔宪正	尹应增	方 涛	方大纲	方广有	方宗义
方能航	毛二可	毛士艺	毛用泽	毛军发	毛志伋	牛忠霞	王 京	王一平	王心如	王文博
王长清	王可人	王永生	王永良	王永诚	王永德	王先义	王华芝	王均宏	王均杰	王国玉
王宗欣	王宝发	王建成	王秉中	王保义	王保云	王洪博	王相元	王积勤	王被德	王敏锡
王雪松	王敬芳	王蕴仪	丘水生	乐光新	冯正和	冯恩信	史 彬	史建魁	叶宗海	叶品中
叶海荣	宁百齐	甘良才	田 茂	田育庶	田逢春	皮亦鸣	石 星	石 兢	石长生	刘 中
刘 渝	刘人杰	刘元安	刘永坦	刘立国	刘克成	刘利生	刘志文	刘其中	刘国发	刘国栋
刘学观	刘尚合	刘述章	刘瑞祥	刘瑞源	向敬成	吕 萍	吕善伟	孙广俊	孙玉发	孙克义
孙锦涛	安同一	庄镇泉	朱 刚	朱义胜	朱世华	朱守正	朱延康	朱劲松	朱秀昌	朱炬波
朱维乐	权太范	毕光国	江 卫	江长荫	汤子跃	许荣庆	许家栋	闫玉波	阮成礼	阮颖铮
何 晨	何子述	何友文	何华辉	何国瑜	何明浩	余道衡	吴 健	吴乐南	吴玉成	吴伟陵

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>