

不规则贴片微带天线的 MPSTD-FDTD 混合算法分析

姜永金¹, 潘谊春¹, 傅文斌¹, 毛钧杰²

(1. 空军雷达学院, 湖北武汉 430019; 2. 国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 针对不规则贴片微带天线的准确建模与快速分析, 将多区域时域伪谱 (MPSTD) 与时域有限差分 (FDTD) 两种时域算法相结合, 提出了 MPSTD-FDTD 混合算法, 以此来充分发挥两种时域算法的优越性. 文中首先给出了混合算法的具体实现方法, 并简要推导了混合算法中子域交界面上的匹配条件. 其次, 分析了算法的计算精度和影响计算精度的主要因素. 最后, 利用该混合算法对一种倾斜矩形贴片微带天线进行了分析, 数值仿真验证了算法的有效性和准确性.

关键词: MPSTD-FDTD 算法; 微带天线; CV-PB 匹配条件

中图分类号: TN820.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 06-1367-06

Analysis of Irregular Microstrip Patch Antenna using Hybrid MPSTD-FDTD Method

JIANG Yong jin¹, PAN Yi chun¹, FU Wen bin¹, MAO Jun jie²

(1. Air Force Radar Academy, Wuhan, Hubei 430019, China;

2. College of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha, Hunan 430019, China)

Abstract: In order to accurately model and quickly analyze the irregular microstrip patch antenna, the hybrid MPSTD-FDTD method is proposed based on the combination of multidomain pseudo spectral time domain (MPSTD) and finite difference time domain (FDTD), as thus, the hybrid method possesses the advantages of two time domain methods of MPSTD and FDTD. Firstly, detailed process of the hybrid method is presented, and matching condition for the subdomains interfaces corresponding with the hybrid method is derived. Secondly, the computation precision of the hybrid method and the primary factors affecting the computation precision are analyzed. Finally, an inclined microstrip patch antenna is analyzed using the hybrid method, numerical results indicate that the hybrid method is valid and accurate.

Key words: MPSTD-FDTD algorithm; microstrip patch antenna; characteristic variables physical boundary (CV-PB) matching condition

1 引言

微带贴片天线以及类似电磁结构的分析, 已有大量文献进行了研究, 其中, 对于该问题的时域分析, 主要采用标准 FDTD 算法及改进的 FDTD 算法. 对于矩形贴片微带天线及类似电磁结构, 标准 FDTD 算法可准确地建立与其外形共形的计算模型, 进而达到准确时域模拟的目的; 然而对于圆形贴片微带天线、菱形贴片微带天线等类似电磁结构的时域分析, 经典的 FDTD 算法为了提高计算精度, 网格需划分得非常小, 使得计算时间急剧增加. 目前, 主要有四种改进的 FDTD 方法可以用来解决这类问题. 第一种方法是引入曲线坐标系, 场以张量形式给出, 分为协变分量和逆变分量进行处理, 该方法具有良好的适应性, 但该方法实施过程比较复杂, 且计算量和存储量都比较大^[1]; 第二种方法是用 Maxwell 积

分方程处理不规则边界, 该方法基本上可以保留 FDTD 方法原来的优点, 但是算法的稳定性和精度有所下降^[2]; 第三种方法是插值类方法, 该方法简单易行, 经误差修正后, 算法的稳定性和精度都比较好, 缺点是修正过程随意性较大, 缺乏必要的理论支撑^[3]; 第四种方法是基于区域分解的时域有限差分方法^[4], 该方法在第三种方法的基础上, 提出一种统一的误差修正办法, 并引入广义的区域分解思想. 该方法大幅度地削减了插值误差, 解决了因误差累积而导致的迭代发散问题, 提高了计算精度和效率, 但是该方法子域分区采用区域交叠的方法实现, 信息传递通过插值实现, 结构的复杂性决定其实现的复杂性.

在最近几年, 多区域伪谱时域算法 (MPSTD) 在计算电磁学中已经得到了越来越多的重视. MPSTD 方法的基本思想是将整个计算域分成几个与所分析问题共形

的曲面六面体子域, Chebyshev PSTD 被单独用在每个子域里用于求解 Maxwell 方程, 子域之间通过子域分界面匹配条件来处理, 该算法每波长仅需 π 个网格^[5].

MPSTD 算法的特点是对复杂几何形状和不规则外形电磁问题的分析具有较高的计算精度, 然而当采用 MPSTD 算法分析微带天线时, 由于微带天线的厚度相对于其它两个方向的尺寸小得多, 因此不能发挥 MPSTD 算法的优越性. 以不规则贴片微带天线问题为例, 若采用 MPSTD 算法, 为了实现对不规则贴片的共形建模, 若在水平方向划分成 N 个子域, 则在厚度方向至少需分成 3 个子域, 即介质基板所在子域、空气子域和 PML 子域, 网格数目分别至少要取为 4、6、8; 若在厚度方向采用 FDTD 方法, 且剖分的网格数目与 MPSTD 算法的相同时, 平均每最小波长的网格数至少可达到 20. 由上所述, 对厚度方向尺寸较小的情况, 若单纯采用 MPSTD 算法, 由于厚度方向需剖分的网格数远大于每最小波长 π 个网格, 而且加之子域间的信息传递, 因此将会明显增加计算量. 然而, 若在厚度方向采用 FDTD 算法, 其它两个方向仍采用 MPSTD 算法, 则可同时兼顾计算量和计算精度.

基于上述分析, 本文将 FDTD 与 MPSTD 相结合, 提出了 MPSTD-FDTD 混合算法, 以充分发挥两种时域算法的优越性来达到快速、准确分析微带天线及类似电磁结构的目的. 首先, 给出了混合算法的具体实现方法, 并简要推导了子域分界面上的匹配条件. 其次, 以计算薄层介质板散射为例, 分析了混合算法的计算精度和影响精度的主要因素. 最后, 将该算法应用于倾斜矩形贴片微带天线的分析, 进一步验证算法的有效性和准确性.

2 MPSTD FDTD 混合算法

考虑一个无源的、各向同性、导电的不均匀媒质, 其介电常数、磁导系数、电导率和导磁率分别为 $\epsilon, \mu, \sigma, \sigma_m$. 在三维坐标系 (ξ, η, z) 下, 3D 矢量 Maxwell 方程其形式为:

$$\frac{\partial \mathbf{q}}{\partial t} + \mathbf{A} \frac{\partial \mathbf{q}}{\partial \xi} + \mathbf{B} \frac{\partial \mathbf{q}}{\partial \eta} + \mathbf{C} \frac{\partial \mathbf{q}}{\partial z} + \mathbf{D} \mathbf{q} = 0 \quad (1)$$

式中

$$\mathbf{q} = (E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z)^T \quad (2)$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\xi_y/\epsilon \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \xi_x/\epsilon \\ 0 & 0 & 0 & \xi_y/\epsilon & -\xi_x/\epsilon & 0 \\ 0 & 0 & \xi_y/\mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\xi_x/\mu & 0 & 0 & 0 \\ -\xi_y/\mu & \xi_x/\mu & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3a)$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1/\epsilon & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/\epsilon & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/\mu & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/\mu & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3b)$$

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} \sigma/\epsilon & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma/\epsilon & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma/\epsilon & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\sigma_m/\epsilon & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\sigma_m/\epsilon & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\sigma_m/\epsilon \end{pmatrix} \quad (3c)$$

其中 ϵ, μ, σ 均为坐标 (x, y, z) 的函数, 矩阵 \mathbf{B} 的表达式只需将矩阵 \mathbf{A} 中的 ξ 分别换成 η 即可.

MPSTD-FDTD 混合算法在每个子域 $z_k = k \Delta z (k = 0, 1 \dots N_z)$ 的平面内采用 Chebyshev-Gauss-Lobatto 网格点分布, 而在 z 向采用均匀网格点分布, 为此, Maxwell 方程中场量的空间微商 $\partial q/\partial x$ 和 $\partial q/\partial y$ 由切比雪夫选配 (Chebyshev Collocation, CC) 方法求解, 而空间微商 $\partial q/\partial z$ 由有限差分 (FD) 方法求解.

2.1 Maxwell 方程中空间微商的 CC 方法求解

在 (x, y, z) 坐标系中, 当 $z = z_k (k = 0, 1, \dots, N_z)$ 时, (x, y, z_k) 坐标系中的每一个曲线四边形子域都能变换到 (ξ, η, z_k) 坐标系中的单位正方形. 为了精确估计定义在单位正方形上的 $q(\xi, \eta, z_k)$, 采用切比雪夫选配方法.

定义在单位正方形 $I \in [-1, 1]^2$ 上的 Chebyshev-Gauss-Lobatto 网格点为

$$\xi_i = -\cos\left(\frac{i\pi}{N}\right), i = 0, 1, \dots, I \quad (4)$$

$$\eta_j = -\cos\left(\frac{j\pi}{M}\right), j = 0, 1, \dots, J \quad (5)$$

采用张量积 Chebyshev-Lagrange 多项式, $q(\xi, \eta, z_k)$ 能写成

$$q(\xi, \eta, z_k) = \sum_{i=0}^I \sum_{j=0}^J q(\xi_i, \eta_j, z_k) g_i(\xi) g_j(\eta) \quad (6)$$

式中, $g_i(\alpha)$ 为 Lagrange 插值多项式, 如式(7)

$$g_i(\alpha) = \frac{(1-\alpha^2) T_N'(\alpha) (-1)^{i+1}}{c_i N^2 (\alpha - \alpha_i)} \quad (7)$$

此处 $\alpha = (\xi, \eta, \zeta)$, $c_0 = c_N = 2$, $c_i = 1 (1 \leq i \leq N-1)$, N 阶 Chebyshev 多项式为 $T_N(x) = \cos(N \cos^{-1} x)$.

那么, 网格点上的 $q(\xi, \eta, z_k)$ 的空间微商为:

$$\frac{\partial q(\xi, \eta, z_k)}{\partial \xi} = \sum_{m=0}^I D_{im}^{(\xi)} q(\xi_m, \eta, z_k) \quad (8)$$

$$\frac{\partial q(\xi, \eta, z_k)}{\partial \eta} = \sum_{m=0}^J D_{jm}^{(\eta)} q(\xi, \eta_m, z_k) \quad (9)$$

式中 $D_{im}^{(\alpha)} = g'_m(\alpha_i)$, $D_{jm}^{(\alpha)} = g'_m(\alpha_j)$, $\alpha = (\xi \ \eta)$, 具体表达式可参见文献[5].

2.2 Maxwell 方程中空间微商的 FD 方法求解

在典型的 FDTD 算法中, 计算空间中每一个磁场分量由四个电场分量环绕; 同样, 每一个电场分量由四个磁场分量环绕. 而在 MPSTD 算法中, 计算空间中电场和磁场位于同一节点上, 考虑到两种方法的结合, 文中采用非标准 Yee 格式的 FDTD 算法来达到此目的, 场分量的导数采用中心差分形式, 方程(1)中空间导数 $\partial q/\partial z$ 的 FD 形式为

$$\left. \frac{\partial q}{\partial z} \right|_{(i,j,k)} = \frac{q(i,j,k+1) - q(i,j,k-1)}{2\Delta z} \quad (10)$$

2.3 Maxwell 方程中空间微商求解的统一表示

以一维空间为例, 为了下文表述方便, 将场量的空间微商 $\partial q(x,t)/\partial x$ 简写为 $\partial q(x)/\partial x$, 并定义 $\partial q(x)/\partial x = D_x\{q(x)\}$. 如果长度为 L 的区域被均匀分成 N_x 份, 则 $\Delta x = L/N_x$, 那么 $D_x\{q(x)\}$ 采用 FD 求解; 如果长度为 L 的区域采用 Chebyshev-Gauss-Lobatto 网格点分布, 被分成 N_x 个点, 则将该区域进行坐标变换, 变换到单位域 $\xi \in [-1, 1]$, 此时, $D_x\{q(x)\}$ 可采用切比雪夫匹配方法求解. 综上所述, 在 MPSTD-FDTD 混合算法中, $D_x\{q(x)\}$ 可写成

$$D_x\{q(x)\} \approx \begin{cases} \frac{\partial q(\xi_x)\partial \xi}{\partial \xi \partial x} & \text{CC} \\ \frac{1}{2\Delta x}[q(x+(j+1)\Delta x) - q(x-(j-1)\Delta x)] & \text{FD} \\ \frac{\partial q(\xi_x)\partial \xi}{\partial \xi \partial x} & \text{CC} \\ \frac{1}{2\Delta x}[q(x+(j+1)\Delta x) - q(x-(j-1)\Delta x)] & \text{FD} \end{cases} \quad (11)$$

3 MPSTD FDTD 算法中子域分界面上的匹配条件

MPSTD-FDTD 算法中, 子域之间通过子域分界面上的匹配条件来实现信息的传递. 在 MPSTD 算法中, 对于子域分界面两侧为相同媒质的子域分界面采用特征变量(CV)匹配条件^[6]; 而对于子域分界面两侧为不同媒质的子域分界面采用 CV-PB 匹配条件^[7], 但在混合算法中, 这两匹配条件都需略作改动.

在 MPSTD-FDTD 算法中, 假定子域分界面垂直于 ξ 且 ξ 从子域 1 指向子域 2 (即分界面在子域 2 中的外法向是子域 1 的内法向, 同为 ξ), 子域 1 中媒质的介电常数和磁导率分别为 ϵ_1, μ_1 ; 子域 2 中媒质的介电常数和磁导率分别为 ϵ_2, μ_2 .

类似文献[6, 7], 将曲线坐标系 $(\xi \ \eta \ z)$ 下方程(1)中的系数矩阵 A 对角化, 可得到针对方程(1)的 Maxwell 特征变量. 采用文献[6, 7]的方法, 我们可推导出 $z =$

$z_k (k = 0, 1 \dots N_z)$ 时, 相邻子域分界面上的匹配边界条件, 公式的形式与文献[6, 7]中子域分界面边界条件公式相同, 仅需令公式中的 $\xi = 0$ 即可. 当子域 1 中分界面的外法向为 $-\xi$ 时, 只需将公式中的 ξ 换成 $-\xi$ 同时取 $\xi = 0$ 即可; 当子域 1 中分界面的外法向为 $\eta - \eta$ 时, 只需将公式中的 ξ 换成 $\eta - \eta$ 同时取 $\eta = 0$ 即可.

4 MPSTD-FDTD 算法的性能分析

下面以薄层介质板近场散射为例, 对 MPSTD-FDTD 算法的性能进行分析. 取薄层介质板的尺寸为 $x \times y \times z = 0.5\text{m} \times 0.5\text{m} \times 0.25\text{m}$, 整个计算域的大小为 $x \times y \times z = 1.5\text{m} \times 1.5\text{m} \times 0.75\text{m}$. 计算域 x, y 坐标方向的子域剖分及子域中网格点分布如图 1(a) 所示, 中间子域为介质板, 最外层子域为 PML 子域, 其余子域为空气; z 坐标方向采用均匀网格点分布, 两边最外层 8 个网格为 PML 吸收层, 如图 1(b) 所示. 计算中采用 5 步 4 阶 Runge-Kutta 时间步方法. 入射场源位于 I 区, 采用空间分布的 Gauss 脉冲源, 激励源强加在 E_z 分量上, 最高频率 $f_{\max} = 2.0\text{GHz}$, 将每最小波长分为 20 个网格的标准 FDTD 算法对该问题的计算结果作为参考值, 分析 MPSTD-FDTD 算法的性能.

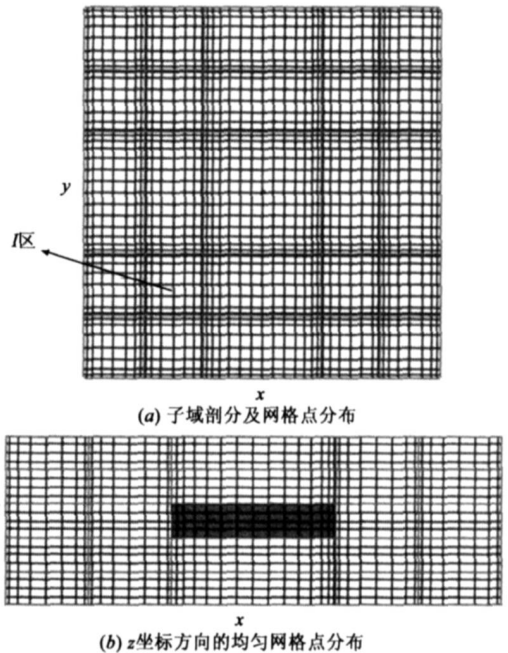


图1 薄层介质板的MPSTD-FDTD计算模型

在混合算法中, CC 方法平均每最小波长取 3.5、5 个网格以及 FD 方法平均每最小波长取 10、15、20 个网格时, 分别计算计算域中点 A (0.375m, 0.75m, 0.375m)、点 B (0.375m, 1.125m, 0.375m)、点 C (0.75m, 0.75m, 0.375m)、点 D (0.75m, 1.125m, 0.375m)、点 E (1.125m, 1.125m, 0.375m) 五点的相对误差. 相对误差计算公式定

$$\chi(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left| \frac{E_z^{\text{MPSTD-FDTD}} - E_z^{\text{FDTD}}}{E_z^{\text{FDTD}}} \right| \quad (12)$$

4.1 激励源的设置

为了方便与标准 FDTD 算法计算结果比较, 以计算域中 A 点为中心采用空间形式的 Gauss 脉冲源, 具体表达式如下:

$$E_z(x, y, z) = e^{j - \pi[(x-A_x)^2 + (y-A_y)^2 + (z-A_z)^2]/d^2} \quad (13)$$

4.2 误差的统计分析

取介质的介电常数分别为 1.0 (即介质板为空气) 和 2.0; CC 方法分别取 $3.5\text{grid}/\lambda_{\min}$ 和 $5\text{grid}/\lambda_{\min}$; FD 方法分别取 $10\text{grid}/\lambda_{\min}$, $15\text{grid}/\lambda_{\min}$, $20\text{grid}/\lambda_{\min}$, 针对上述情形, 采用公式(12)计算每种情况下 $A \sim E$ 五点计算结果的相对误差, 并统计每种情形下相对误差的最大值作为该情形下的相对误差, 所有情形相对误差的比较如图 2 所示.

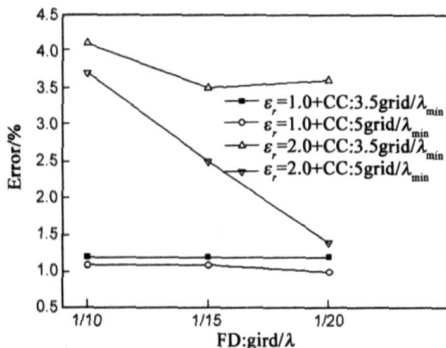


图2 不同情形下MPSTD-FDTD计算结果的相对误差由仿真结果可知:

(1) 在计算自由空间中波的传播时, 混合算法中 MPSTD 算法取 $3.5\text{grid}/\lambda_{\min}$ 时, 随着非标准 FDTD 算法每最小波长网格数的增大, 误差基本没变, 误差在 1.2% 附近; 当 MPSTD 算法取 $5\text{grid}/\lambda_{\min}$ 时, 随着非标准 FDTD 算法每最小波长网格数的增大, 误差在 1.1% 附近.

(2) 在计算薄层介质板散射时, MPSTD-FDTD 混合算法中 MPSTD 取 $3.5\text{grid}/\lambda_{\min}$, 随着非标准 FDTD 算法每最小波长网格数的增大, 相对误差从 4.1% 降到 3.6%; 当 MPSTD 算法取 $5\text{grid}/\lambda_{\min}$ 时, 随着非标准 FDTD 算法每最小波长网格数的增大, 相对误差从 3.7% 降到 1.4%.

综上所述, 混合算法在计算自由空间波的传播时, 计算精度不随算法每最小波长网格的变化作明显改变, 相对误差可以控制在 1.2% 以下; 随着介电常数的增加, 混合算法的计算精度降低, 此时可通过增加混合算法中 MPSTD 算法和非标准 FDTD 算法每最小波长的网格数来提高混合算法计算精度, 数值仿真表明, 混合算法的计算精度很大程度取决于非标准 FDTD 算法每最小波长的网格数, 这主要是由于混合算法中的 FDTD

算法采用了非标准 Yee 格式的中心差分形式所致. 实际应用中, 在兼顾计精度和计算量的情况下, 可取 MPSTD 算法每最小波长 5 个网格, 取 FDTD 算法每最小波长 20 个网格即可.

5 倾斜矩形贴片微带天线的 MPSTD-FDTD 分析

在传统的 FDTD 算法中, 倾斜贴片常采用直角坐标网格来剖分, 由于台阶近似的原因, 计算精度非常有限. 如果倾斜贴片单元的边是标准直角坐标网格的对角线时, 采用 split-cell 的 FDTD 方法可得到较为准确的结果^[8], 然而该方法对贴片角点处电磁场的奇异值未能给出特殊处理, 通常在这些区域采用细化的网格来达到对这些区域场值的计算. 针对这类问题的准确计算, Essele 等人采用一组改进的 FDTD 方程来处理贴片边界附近的点, 并称该方法为 EOS 方法^[9], 尽管该方法较为准确的分析了该类问题, 但是该方法只针对这一类特殊问题, 并不具有通用性. 为此, 这里采用 MPSTD-FDTD 混合算法对该问题进行分析, 并与上述几种方法的计算结果进行了比较.

5.1 倾斜矩形贴片微带天线的计算模型

倾斜矩形贴片微带天线如图 3 所示, 该类型贴片单元是常用双频矩形贴片天线的一种形式, 矩形贴片的边与外围介质基片的边成 45° , 几何尺寸为 $L = 9.6\text{mm}$, $W = 6.4\text{mm}$, $a = 1.6\text{mm}$, $H = 1.13137\text{mm}$, 介质基板的介电常数 $\epsilon_r = 2.33$.

采用混合算法分析, 需要建立适合该混合算

法的计算模型, 倾斜矩形贴片微带天线的计算模型如图 4 所示, 其中 (a) 为 x, y 坐标方向的子域剖分及子域中的 Chebyshev-Gauss-Lobatto 网格点分布, 每个子域中的网格数为 6×6 , 最外层为 PML 子域, 采用 CPML 吸收

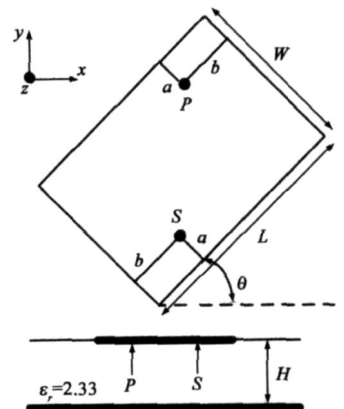


图3 倾斜矩形贴片微带天线的结构示意图

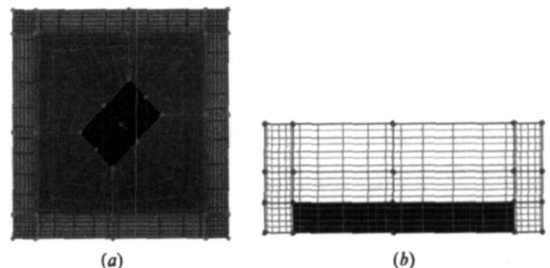


图4 倾斜矩形贴片微带天线的计算模型

边界条件; (b) 为 z 向均匀网格点分布, 介质基板厚度方向平均分成 5 个网格, 最上层 8 个网格为 PML 吸收层, 采用 CPML 吸收边界条件.

5.2 激励源的设置

如图 5 所示, 采用基于简约波源条件的激励源设置方法^[10], 同时在 A、B、C、D 四点接地板到贴片单元之间的电场 E_z 分量上强加正弦调制 Gauss 脉冲函数激励源, 激励源中心频率 $f_0 = 10.5\text{GHz}$, Gauss 脉冲函数半带宽 0.15ns , 激励源表达式为:

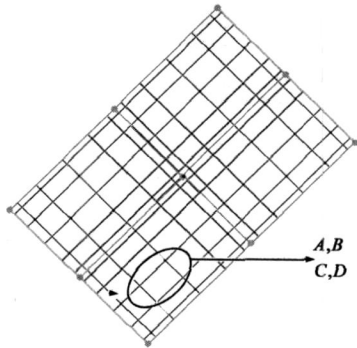


图5 倾斜矩形贴片微带天线的激励源设置示意图

$$E_z^{n+1} = E_z^n + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right] + J \quad (14)$$

$$J = \sin(2\pi f_0 t) \exp \left[-\frac{4\pi(t-t_0)^2}{\tau^2} \right] \quad (15)$$

式中, t_0 为 Gauss 脉冲的中心, τ 为 Gauss 脉冲的带宽.

5.3 MPSTD-FDTD 数值仿真

图 3 中 P 点电场 E_z 的时域计算结果转换到频域, 如图 6 所示. 倾斜矩形贴片天线的前三个响应频率可以通过图中电场 E_z 的峰值获得, 与文献^[9]三种方法的结果比较如表 1 所示.

表 1 天线谐振频率的混合算法计算结果及其比较

响应频率	EOS	Staircase Model	Split cell Model	MPSTB FDTD Model	Reference ^[9]
1 st resonance	9.31GHz (1.1%)	8.75GHz (7.1%)	9.08GHz (3.5%)	9.30GHz (1.3%)	9.42GHz
2 nd resonance	13.1GHz (0.2%)	12.00GHz (7.6%)	12.45GHz (4.1%)	12.87GHz (0.8%)	12.98GHz
3 rd resonance	16.37GHz (1.1%)	15.25GHz (7.9%)	15.81GHz (4.5%)	16.35GHz (1.2%)	16.55GHz

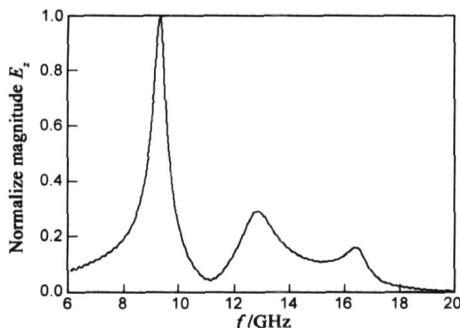


图6 天线的归一化频率响应特性

从图 6 和表 1 可知, MPSTD-FDTD 算法的计算结果与文献中三种模型的 FDTD 算法的计算结果相比:

(1) 混合算法的计算精度略低于 EOS 模型的计算精度, 两种方法所计算的谐振频率与参考值的最大误差分别为 1.3% 和 1.1%;

(2) 混合算法计算精度远高于 Staircase 模型和 Split cell 模型的计算精度, 三种方法所计算的谐振频率与参考值的最大误差分别为 1.3%, 7.9% 和 4.5%.

6 结论

针对不规则贴片微带天线的准确建模和快速分析, 将 FDTD 算法与 MPSTD 算法相结合, 提出了 MPSTD-FDTD 混合算法. 首先, 给出其具体实现方法, 并简要推导了混合算法中子域分界面上的匹配条件. 其次, 以计算薄层介质板散射为例, 分析了混合算法的计算精度和影响精度的主要因素. 数值仿真表明, 混合算法的计算精度很大程度上取决于非标准 FDTD 算法每最小波长的网格数, 实际应用中, 在兼顾计算精度和计算量的情况下, 可取 MPSTD 算法每最小波长 5 个网格, 非标准 FDTD 算法每最小波长 20 个网格. 最后, 采用该混合算法对一种倾斜矩形贴片微带天线的谐振频率进行了计算, 并与文献结果进行了比较, 数值结果进一步验证了算法的有效性和准确性.

参考文献:

- [1] E A Navaro, J Segura, A Soriano. Modeling of thin curved sheets with the curvilinear FDTD [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2004, 52(1): 342-346.
- [2] G Waldschmidt, A Taflove. Three dimensional CAD based mesh generator for the Dey Mitra conformal FDTD algorithm [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2004, 52(7): 1658-1664.
- [3] W Yu, R Mitra. A new subgridding method for the FDTD algorithm [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 1999, 21(5): 330-333.
- [4] Feng Xu, Wei Hong. Domain decomposition FDTD algorithm for the analysis of a new type of E Plane sectorial Horn with aperture field distribution optimization [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, 52(2): 426-434.
- [5] GuoXin Fan, Q H Liu, J S Hesthaven. Multidomain pseudospectral time domain simulations of scattering by objects buried in lossy media [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2002, 40(6): 1366-1373.
- [6] 姜永金, 陈忠宽, 田立松, 毛钧杰. MPSTD 算法子域分界面上改进的特征变量匹配条件 [J]. 电子学报, 2006, 34(12): 2297-2302.

JIANG Yong jin, CHEN Zhong kuan, TIAN Li song, MAO

Jur jie. An improved characteristic variables matching condition for interfaces in multidomain pseudospectral time domain[J]. ACTA Electronica Sinica, 2006, 34(12): 2297- 2302. (in Chinese)

- [7] 姜永金, 柴舜连, 毛钧杰. MPSTD 算法子域分界面上的 CV-PB 匹配条件[J]. 电子学报, 2005, 33(12): 2226- 2230. JIANG Yong-jin, CHAI Shun-lian, MAO Jur-jie. Characteristic variables Physical Boundary (CV-PB) matching condition for interfaces in multidomain pseudospectral time domain[J]. ACTA Electronica Sinica, 2005, 33(12): 2226- 2230. (in Chinese)
- [8] A Taflove. Computational Electrodynamics the Finite Difference Time Domain Method[M]. Boston: Artech House, 1995.
- [9] K P Esselle, M Foroughipour. Analysis of inclined microstrip patch antenna using enhanced FDTD equations[J]. Electronics Letters, 1999, 35(11): 853- 854.
- [10] Tae Woo Lee, Susan C Hagness. A compact wave source condition for the pseudospectral time domain method[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2004, 3(1): 253- 256.

作者简介:



潘谊春 女, 1962 年生于湖南, 现为空军雷达学院电子对抗系教授. 主要从事雷达与电子对抗技术的研究与教学.

傅文斌 男, 1945 年生于湖北, 现为空军雷达学院电子对抗系教授, 空军级专家. 主要从事雷达目标与电磁环境、电离层电波传播、电磁兼容、微波能高技术应用等方面的研究与教学.

毛钧杰 男, 1943 年生于湖南, 国防科技大学电子科学与工程学院博士生导师, 电子学会高级会员. 主要从事毫米波多模复合制导理论与天线设计的研究与教学.

姜永金 男, 1977 年生于山西阳泉, 2006 年毕业于国防科技大学, 获博士学位. 现为空军雷达学院电子对抗系讲师, 主要研究方向为电磁场数值计算, 射频电路与天线的设计与分析等.
Email: kjld_jyj@163.com