

矩形波导宽壁复合缝隙耦合器的 MPSTD 算法分析

姜永金 杨虎 毛钧杰

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 本文首先研究了多区域时域伪谱(MPSTD)算法应用于波导问题分析时的时域激励源设置方法。然后在此基础上,将 MPSTD 算法应用于矩形波导宽壁复合缝隙耦合器的分析。针对 X 波段半高波导,得出了耦合缝隙在不同高度、不同偏置和不同倾斜角度下的谐振长度和散射参量特性。仿真结果表明,将 MPSTD 算法应用于波导缝隙耦合器的分析,具有较高的计算效率和计算精度。同时该问题的 MPSTD 分析也拓展了 MPSTD 算法的应用领域,为准确、快速分析复杂波导问题的宽频时域特性提供了一种思路。

关键词: 多区域时域伪谱算法; 激励源; 复合缝隙; 缝隙耦合器

中图分类号: TN622

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)06-1503-05

Analysis of a Compound Slot Coupler in Broad Wall of Rectangular Waveguide Using Multidomain Pseudospectral Time-Domain Algorithm

Jiang Yong-jin Yang Hu Mao Jun-jie

(College of Electronics Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The setting method of time-domain excitation sources is studied in this paper in order to analyzing the characteristic of waveguide by using the Multidomain PseudoSpectral Time-Domain (MPSTD) algorithm. Based on it, a rigorous analysis for a compound slot coupler by using the MPSTD algorithm is presented. Coupling slot characteristics of half-height X-band waveguide are obtained, including the resonant length and scattering parameters in different height, offsets, and tilt angles of the slot. All numerical results indicate the MPSTD is more accurate and efficient to analyze the slot coupler. And it extends application fields of MPSTD and offers a scheme for analyzing the broad-band characteristic of complex waveguide accurately and efficiently.

Key words: Multidomain PseudoSpectral Time-Domain(MPSTD) algorithm; Excitation sources; Compound slot; Slot coupler

1 引言

波导缝隙天线阵具有结构紧凑、辐射效率高、功率容量大和可靠性高等优点被广泛应用于雷达和通讯领域。它的馈电部分通常采用缝隙耦合器,将能量从主馈电波导通过按一定规律排列的缝隙耦合进各个辐射波导。主馈电波导和辐射波导通常采用只能传输 TE_{10} 模的矩形波导作为导波结构,而缝隙单元则有多种形式,常用的包括宽壁纵缝、宽壁斜缝和窄壁斜缝,其中宽壁斜缝又可分居中斜缝和复合缝(又称偏置斜缝)。与其它几种缝隙单元相比,复合缝具有独特的性质,即在谐振条件下,其缝隙面电场强度的相位(以入射波在缝几何中心处的相位为参考)可随缝隙对波导纵向倾角的变化在 $-180^\circ \sim 180^\circ$ 之间变动。因此可采用复合缝阵列实现各种复激励分布,以获得赋形波束。

对宽壁耦合缝隙的最初研究是由Watson^[1]进行的,推导出一些等效电路的近似表达式, Vu Khac和Carson^[2]采用脉

冲基点匹配法分析了矩形波导宽壁上的纵向偏置/横向耦合缝, Rengarajan^[3-5]采用横向点匹配法和全域正弦基Galerkin法分析了居中斜缝、纵向偏置/横向耦合缝和复合缝的特性,并且考虑了波导壁厚的影响。

鉴于宽壁耦合缝隙设计的好坏直接影响到缝隙天线阵的性能,因此寻找一种简单方便,精度又高的分析方法成为缝隙阵设计的关键。近些年来,随着计算机技术的迅猛发展,人们广泛采用数值解法对复杂形体结构进行精确分析,文献[6]采用 FDTD 法,在非正交坐标系中对复合缝波导耦合器进行了精确的分析,然而 FDTD 要想达到可以接受的精度效果,每波长需要分成 20 个以上网格,在曲面边界和缝隙区域每波长所需网格数目会更多。改进 FDTD 的计算精度和效率一直是一个活跃的研究课题。在大量的研究中,多区域伪谱时域(MPSTD)算法在计算电磁学中已经得到了越来越多的重视。MPSTD 方法不仅可以准确地模拟曲面物体、金属导体和准确的处理材料分界面,而且每波长只需 π 个网格点^[7-14]。MPSTD 算法的基本思想是,将整个计算域分成几

个与所分析问题共形的且不互叠的曲面六面体子域, 每个子域里用切比雪夫选配方法计算, 子域之间通过子域分界面匹配条件来处理。

MPSTD 算法由于发展时间短, 目前该方法只被成功应用于空间及地下简单目标(如球、圆柱、方柱)散射的研究, 为了将该算法应用于波导问题的分析, 文献[15]已经研究了 MPSTD 算法计算波导问题的空间激励源设置方法。本文将采用简洁波源条件的思想, 研究另外一种可用于波导问题分析的时域激励源设置方法。在此基础上, 将 MPSTD 算法应用于 X 波段半高波导宽壁复合缝隙耦合器的分析。首先, 将部分计算结果与文献中 FDTD 和 MOM 的计算结果进行了比较, 验证了 MPSTD 算法分析该类问题的准确性和有效性; 其次, 给出了复合缝隙在不同偏置、不同高度和不同倾斜角度下耦合缝隙的谐振长度和散射参量特性。

2 电磁场中的多区域时域伪谱算法

考虑一个无源的、各向同性、导电的不均匀媒质, 其介电常数、磁导率和电导率分别为 ε , μ , σ 。对于 3D 矢量 Maxwell 方程其形式为

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

式中

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

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

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} \sigma/\varepsilon & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma/\varepsilon & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma/\varepsilon & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_m/\varepsilon & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_m/\varepsilon & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_m/\varepsilon \end{pmatrix} \quad (4)$$

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

对于 3D 问题, 假定计算域能被分成许多与所分析问题共形的且不互叠的曲面六面体子域, 利用坐标变换, 每一个在 (x, y, z) 坐标系中的曲面六面体可变换到 (ξ, η, ς) 坐标系中的单位立方体。为了精确估计定义在单位立方体上的 $q(\xi, \eta, \varsigma)$, 我们采用基于 Chebyshev-Gauss-Lobatto 配置点

的张量积切比雪夫选配方法。

定义在单位立方体上的 Chebyshev-Gauss-Lobatto 配置点为

$$\xi_i = \cos(i\pi/N), \quad i = 0, 1, \dots, I \quad (5)$$

$$\eta_j = \cos(j\pi/M), \quad j = 0, 1, \dots, J \quad (6)$$

$$\varsigma_l = \cos(l\pi/M), \quad l = 0, 1, \dots, L \quad (7)$$

采用张量积切比雪夫-拉格朗日多项式, $q(\xi, \eta, \varsigma)$ 被给出:

$$q(\xi, \eta, \varsigma) = \sum_{i=0}^I \sum_{j=0}^J \sum_{l=0}^L q(\xi_i, \eta_j, \varsigma_l) g_i(\xi) g_j(\eta) g_l(\varsigma) \quad (8)$$

式中 $g_i(\alpha)$ 为拉格朗日插值多项式, 且为

$$g_i(\alpha) = \frac{(1-\alpha^2) T_N'(\alpha) (-1)^{i+1}}{c_i N^2 (\alpha - \alpha_i)} \quad (9)$$

这里 $\alpha = (\xi, \eta, \varsigma)$, $c_0 = c_N = 2$, $c_i = 1$, N 阶切比雪夫多项式 $T_N(x) = \cos(N \cos^{-1} x)$ 。

那么, 定义在网格点上的 $q(\xi, \eta, \varsigma)$ 的空间偏导数可表示为

$$\frac{\partial q(\xi_i, \eta_j, \varsigma_l)}{\partial \xi} = \sum_{k=0}^I D_{ik}^{(\xi)} q(\xi_k, \eta_j, \varsigma_l) \quad (10)$$

$$\frac{\partial q(\xi_i, \eta_j, \varsigma_l)}{\partial \eta} = \sum_{k=0}^J D_{jk}^{(\eta)} q(\xi_i, \eta_k, \varsigma_l) \quad (11)$$

$$\frac{\partial q(\xi_i, \eta_j, \varsigma_l)}{\partial \varsigma} = \sum_{k=0}^L D_{lk}^{(\varsigma)} q(\xi_i, \eta_j, \varsigma_k) \quad (12)$$

式中 $D_{ik}^{(\alpha)} = g_k'(\alpha_i)$, $\alpha = (\xi, \eta, \varsigma)$ 为微分矩阵, 具体表达式可参见文献[10]。

3 波导中的时域激励源设置

以 X 波段 WR-90 波导为例, 波导的内壁尺寸为 22.86mm \times 10.16mm, 波导宽壁为 x 方向, 窄壁为 y 方向, 传输方向为 z 方向。一根直波导被分成 4 个子域, 两端为 PML 子域, 激励源位于第 2 子域。除 PML 子域 x 和 y 方向的网格数目为 8×8 , z 向长度为 0.05m, 网格数目为 16; 第 2 个子域 x 和 y 方向的网格数目为 8×8 , z 向长度为 0.1m, 网格数目为 30 外; 其余子域 z 向长度均为 0.05m, x , y , z 方向的网格数目均为 $8 \times 8 \times 10$, 子域之间通过子域分界面匹配条件交换信息^[9]。计算中时间步长 $\Delta t = 1.0\text{ps}$, 在波导的两端加 CPML 吸收层, 由文献[16], 可取 $m=2$, $d_{\text{PML}}=2.0\text{m}$, $\alpha=0.1$, $\kappa_{\text{max}}=30$, 此时, CPML 具有好的吸收性能。

MPSTD 用于波导问题的计算时, 为了避免 Gibbs 现象的影响, 一般采用空间分布的激励源形式, 文献[15]给出了波导中空间分布的调制 Gauss 脉冲激励源形式, 该方法尽管解决了 MPSTD 方法计算波导问题的激励源设置问题, 但是需要单独的一个计算区域用于激励源的加入, 增加了计算量。这里, 我们采用两点格式的简洁波源条件^[17]来实现时域调制 Gauss 脉冲激励源在波导中的设置。该方法只需在计算区域的两点同时加强激励源, 就可避免 Gibbs 现象。时域 Gauss 脉冲激励源的形式如式(13):

$$E_y(x, t) = \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \sin(2\pi f_0 t) e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}} \quad (13)$$

式中 f_0 为中心频率, t_0 为 Gauss 脉冲的中心, T 为 Gauss 脉冲的脉宽。对于一般的波导, 其宽、窄壁尺寸满足 $a \geq 2b$, 波导主模的中心频率为 $f_0 = 3C/4a$, 假设主模截至频率附近频谱幅度的分贝数为 A , 则 $T = \frac{4a}{\pi C} \sqrt{-\frac{A}{20 \log e}}$, 可参见文献[18], 文中取 $T = 255 \times 10^{-12}$ 。

为了比较该激励源设置方法的有效性, 首先分析了波导中第 2 个子域的中心点 A 处强加调制 Gauss 激励源时, 计算域中电场 E_y 沿 z 向的分布情况, 如图 1 中 ‘—▲—’ 所示; 其次, 分析了波导中第 2 个子域的中心点 A 处的临近点 B 处强加调制 Gauss 激励源时, 计算域中电场 E_y 沿 z 向的分布情况, 如图 1 中 ‘—●—’ 所示; 最后在第 2 子域中心相邻 A, B 两点上同时强加调制 Gauss 脉冲激励源时, 计算域中电场 E_y 沿 z 向的分布情况, 如图 1 中 ‘—’ 所示, 此时, 第 3 个子域中心点处的场分布如图 2 所示。对图 1 需要说明的一点是, 图中两点同时强加激励源时的场分布曲线 ‘—’ 理应穿过两次单点激励时的场分布曲线 ‘—▲—’ 和 ‘—●—’ 的交点, 但是由于计算域中点的分布满足 Chebyshev-Gauss-Lobatto 网格点分布, 中心区域点数较少, 当采用折线显示数据时, 就会不通过一些交点。

从图 1 中可以看出, 当在空间一点强加时间分布的调制 Gauss 脉冲函数时, 由于 Gibbs 现象, 会出现场值震荡, 造成计算的不稳定; 当采用简洁波源条件, 通过相邻两点强加调制 Gauss 脉冲函数来实现激励源的加入, 会很好地避免 Gibbs 现象, 从而实现时间域激励源的准确加入和算法稳定。

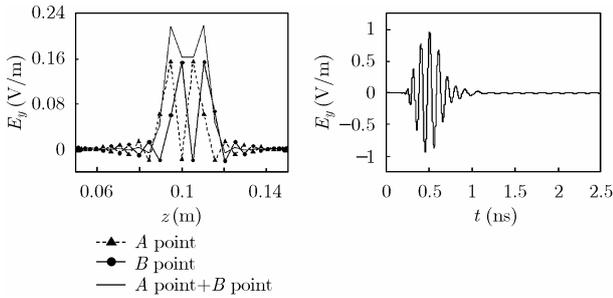


图 1 单一网格点和相邻两个网格点上设置激励源时的性能比较

图 2 第 3 个子域中心点处的时域波形

4 矩形波导宽壁复合缝隙耦合器的分析

矩形波导宽壁复合斜缝耦合器的结构如图 3(a)所示, 包括主波导(由端口 1、端口 2 标识)和分支波导(由端口 3 和端口 4 标识), 波导的内壁尺寸 $a \times b = 22.86\text{mm} \times 5.08\text{mm}$, 两根波导之间的公共壁厚为 t , 复合缝隙位于波导间的公共面上, 图 3(b)给出了复合缝隙的尺寸及所处的位置参数。对该问题采用 MPSTD 分析, 首先要对复合缝隙耦合器进行子域剖分及网格点分布建模, 馈电波导的子域及网格点分布如图

4(a)所示, 整个耦合器的子域剖分及网格点分布如图 4(b)所示。辐射波导及馈电波导两端的子域为 PML 子域, 采用 CPML 吸收边界条件^[16]。PML 子域在波导宽壁和窄壁的网格数目为 6×6 , 在波传播方向的网格数目为 10; 其余子域的网格数目为 $6 \times 6 \times 6$ 。

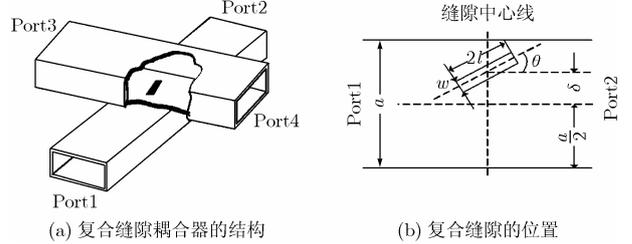


图 3 矩形波导宽壁复合缝隙耦合器示意图

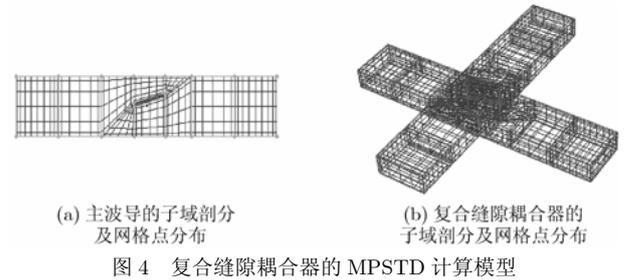


图 4 复合缝隙耦合器的 MPSTD 计算模型

由于 MPSTD 算法是全波分析方法, 能量耦合状态可以直接通过判断 S_{31} 或 S_{41} 的幅值来确定, 对应于 $|S_{31}|$ 或 $|S_{41}|$ 最大值的频率就是谐振频率, 此时缝隙的物理长度就是对应该谐振频率的谐振长度。复合缝隙的归一化谐振长度定义为 $k_0 l_{\text{res}} / (2\pi)$ ^[6], 其中 k_0 是自由空间中的波数, l_{res} 是对应某一频率下的谐振长度。整个分析过程中, 要求缝隙的谐振频率为 $f = 9.3\text{GHz}$, 则自由空间波长 $\lambda_0 = 32.26\text{mm}$ 。下面针对 X 波段半高波导, 得出了在不同壁厚、不同偏置和不同倾斜角度下耦合缝隙的归一化谐振长度和散射参量特性。

(1) 当缝隙耦合器的参数取为 $w = 1.5875\text{mm}$, $t = 0.762\text{mm}$, $\delta = 1.27\text{mm}, 2.54\text{mm}, 3.81\text{mm}, 5.08\text{mm}$, $\theta = 15^\circ$ 和 30° 时的归一化谐振长度的计算结果与 FDTD 计算结果(文献[5]中图 4(a))以及 MOM 计算结果(文献[6]中图 4)的比较如图 5 所示; 当 $\theta = 5^\circ \sim 35^\circ$ 时, 归一化谐振长度的变化曲线如图 6(a)所示, $|S_{11}|$, $|S_{31}|$ 的变化曲线如图 6(b)和 6(c)所示。

(2) 当缝隙耦合器的参数取为 $w = 1.5875\text{mm}$, $t = 1.27\text{mm}$, $\delta = 1.27\text{mm}, 2.54\text{mm}, 3.81\text{mm}, 5.08\text{mm}$, $\theta = 5^\circ \sim 30^\circ$, 此时谐振长度的变化曲线如图 7(a)所示, $|S_{11}|$, $|S_{31}|$ 的变化曲线如图 7(b)和 7(c)所示。

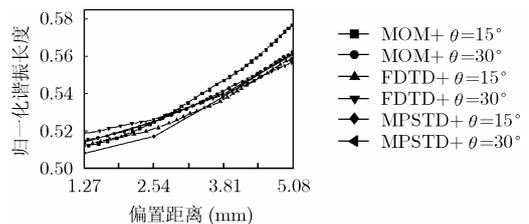


图 5 MPSTD、FDTD 和 MOM 三者计算结果的比较

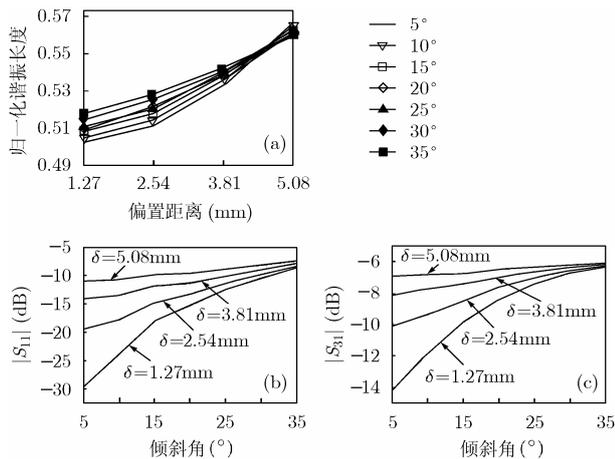


图 6 谐振长度、散射参数(S_{11} 和 S_{31})随隙缝偏置距离和倾斜角度的变化曲线($t=0.762\text{mm}$)

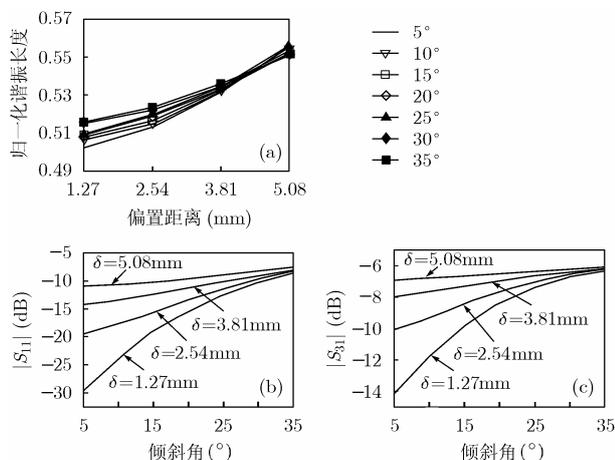


图 7 谐振长度和散射参数(S_{11} 和 S_{31})随隙缝偏置距离、倾斜角度的变化关系曲线($t=1.27\text{mm}$)

由图 5~图 7 的仿真结果可知:

(1) MPSTD 算法与 MOM、FDTD 结果相比, MPSTD 算法与 FDTD 计算结果的最大误差 $<1\%$; MPSTD 算法与 MOM 计算结果相比, 在 $\theta = 15^\circ$, $\delta > 2.54$ 时, MPSTD 算法与 MOM 差别略大, 最大误差为 2.67%(但在该范围内, MPSTD 算法与 FDTD 算法吻合很好, 最大误差为 0.77%), 除此之外, 最大误差 $<1.5\%$, 因此, 就整个计算结果而言, MPSTD 算法具有较高的计算精度。

(2) 谐振长度随偏置距离 δ 的增大而增加; 对于相同的偏置, 当倾斜角从 $0^\circ \sim 35^\circ$ 变化时, 谐振长度变化很小, 即谐振长度对倾斜角不是很敏感。

(3) 当 $t=0.762\text{mm}$ 变化到 $t=1.27\text{mm}$ 时, 复合缝隙的谐振长度总体上变短, 只是当 $\delta \leq 2.54$ 时, 变化较小; 当 $\delta > 2.54$ 时, 随着偏置距离 δ 的增大, 差别变得明显; 但是, 复合缝隙高度 t 的变化, 对耦合器的散射参数几乎没有影响。

5 结束语

本文首先基于简约波源条件的思想, 给出了 MPSTD 算法应用于波导问题分析时的时域激励源设置方法, 然后在此基础上, 将 MPSTD 算法应用于矩形波导宽壁复合缝隙耦合

器的分析, 针对 X 波段半高波导, 得出了复合缝隙在不同偏置、不同高度和不同倾斜角度下耦合缝隙的谐振长度和散射参量特性, 并将部分结果与 FDTD 和 MOM 的计算结果进行了比较。仿真结果表明, 将 MPSTD 算法应用于波导缝隙耦合器的分析, 可实现对波导问题的精确建模和快速求解, 具有较高的计算效率和计算精度。同时该问题的 MPSTD 分析也拓展了 MPSTD 算法的应用领域, 为准确、快速分析复杂波导问题的宽频时域特性提供了一种思路。

参考文献

- [1] Watson W H. The Physical Principles of Waveguide Transmission and Antenna System. London: Clarendon Press, 1947: 122-154.
- [2] Vu Khac T and Carson C T. Coupling by slots in rectangular waveguides. *Electron. Lett.*, 1972, 8(18): 456-458.
- [3] Rengarajan R. Characteristics of a longitudinal/transverse coupling slot in crossed rectangular waveguides. *IEEE Trans. on MTT*, 1989, 37(8): 1171-1177.
- [4] Rengarajan R. Analysis of a centered-inclined waveguide slot coupler. *IEEE Trans. on MTT*, 1989, 37(5): 884-889.
- [5] Rengarajan R. Compound coupling slots for arbitrary excitation of waveguide-fed planar slot arrays. *IEEE Trans. on AP*, 1990, 38(2): 276-280.
- [6] 任武, 胡沥, 高本庆. 复合缝波导耦合器的全波分析. *微波学报*, 2002, 18(3): 1-6.
- [7] Yang B, Gottlieb D, and Hesthaven J S. Spectral simulations of electromagnetic waves scattering. *J Comp. Phys.*, 1997, 134: 216-230.
- [8] Hesthaven J S, Dinesen P G, and Lynov J P. Spectral collocation time-domain modeling of diffractive optical elements. *J Comp. Phys.*, 1999, 155: 287-306.
- [9] Kabakian V. A three-dimensional spectral collocation time-domain solver for electromagnetic wave scattering. AIAA paper, 1997.
- [10] Fan Guo-Xin and Liu Q H. Multidomain pseudospectral time-domain simulations of scattering by objects buried in lossy media. *IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing*, 2002, 40(6): 1366-1373.
- [11] Zhao Gang and Liu Q H. The 3-D multidomain pseudospectral time-domain method for wideband simulation. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2003, 13(5): 184-186.
- [12] Fan G-X, Liu Q H, and Hesthaven J S. Multidomain pseudospectral computation of Maxwell's equation in 3-D general curvilinear coordinates. *Appl. Numer. Math.*, 2000, 133: 281-289.
- [13] Zhao Gang and Liu Q H. The 3-D multidomain pseudospectral time-domain algorithm for inhomogeneous conductive media. *IEEE Trans. on Antennas Propagat.*, 2004, 52(5): 742-749.

- [14] Yang B and Hesthaven J S. Multidomain pseudospectral computation of Maxwell's equation in 3-D general curvilinear coordinates. *Appl. Numer. Math.*, 2000, 133: 281–289.
- [15] 姜永金, 田立松, 杨虎, 毛钧杰. MPSTD 算法在波导分析中的应用. 国防科技大学学报. 2006, 28(2): 48–53.
Jiang Yong-jin, Tian Li-song, Yang Hu, and Mao Jun-jie. Application of multidomain pseudospectral time-domain in waveguide. *Journal of National University of Defense Technology*, 2006, 28(2): 48–53.
- [16] 姜永金, 柴舜连, 毛钧杰. CFS-PML 边界条件在 PSTD 算法中的实现与性能分析. 微波学报, 2004, 20(4): 36–39.
Jiang Yong-jin, Chai Shun-lian, and Mao Jun-jie. Implementation and analysis of the perfectly matched layer media with CFS for the PSTD method. *Journal of Microwaves*, 2004, 20(4): 36–39.
- [17] Lee Tae-Woo and Hagness C. A compact wave source condition for the pseudospectral time-domain method. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2004, 3: 253–256.
- [18] 尹家贤, 刘克成, 刘培国, 毛钧杰. FDTD 中波导激励源研究. 国防科技大学学报, 2001, 23(2): 99–102.
Yin Jia-xian, Liu Ke-cheng, Liu Pei-guo, and Mao Jun-jie. Study of excitation source in waveguide using FDTD method. *Journal of National University of Defense Technology*, 2001, 23(2): 99–102.
- 姜永金: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为电磁场数值计算、微波、毫米波天线的设计与分析.
- 杨虎: 男, 1973 年生, 副教授, 主要从事天线理论研究和计算分析.
- 毛钧杰: 男, 1943 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事毫米波多模复合制导研究、天线设计及教学工作.