

一种改进 FDTD 仿真准确性的等效宽度技术

周百新¹, 苗润兴², 王思聪¹

(1 南京师范大学 电气与自动化工程学院, 江苏 南京 210042)

2 新华日报报业集团 印务中心, 江苏 南京 210092)

[摘要] 提出了一种改进 FDTD (Finite Difference Time Domain) 仿真结果的等效宽度技术, 它通过对仿真对象的尺寸进行加权修正, 即使在使用粗网格进行 FDTD 仿真时也能得到准确的结果. 同时对 FDTD 仿真时节省运算时间和存储空间也具有非常实用的价值. 并通过对均匀微带线的特性阻抗和贴片天线、低通滤波器的散射系数的计算验证了这一理论.

[关键词] FDTD 仿真, 理想导体, 均匀微带线

[中图分类号] O 441. 5 [文献标识码] A [文章编号] 1672-1292(2008)03-0006-05

An Improved Accurate FDTD Simulation Technique Using Relatively Coarse Mesh

Zhou Baixin¹, Miao Runxing², Wang Sicong¹

(1 School of Electrical and Automation Engineering Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China)

2 Printing Center of Xinhua Daily Press Group Nanjing 210092, China)

Abstract In this paper, a fast convergent technique was presented. An improved accurate FDTD (Finite Difference Time Domain) simulation result could be generated using a relatively coarse mesh for PEC planar structures if an effective factor is properly selected. It is very valuable because the calculating time and space could be decreased when FDTD simulation is done. A microwave patch antenna and a low pass filter were used in this paper to verify the proposed scheme.

Key words FDTD simulation, PEC, uniform microwave stripline

目前, 时域有限差分 (FDTD) 方法, 已广泛应用于有关电磁场的计算领域, 诸如电磁反射、散射和微波电路等方面^[1-3]. 但是在使用 FDTD 进行仿真时, 为了获得准确的结果, 必须将仿真空间划分为非常细致、合适的网格区. 因此, 如何兼顾仿真结果的准确性和节省存储空间一直是人们研究的问题之一^[3]. 基于 K. S. Ye^[1]理论的 FDTD 采用的是中心差分方法. 例如其边界处的电场 $E_z^{n+1}(i, j, k)$ 是由周围的磁场 $H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k)$, $H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k)$ 和 $H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k)$, $H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k)$ 差分求得的. 因此, 对于放在介质层中间的理想导体 (PEC (Perfect Electric Conductor) 条、带使用常规的 FDTD 方法 (采用中等网格 $\lambda_0/\Delta = 10$)^[4] 并不能准确的模拟其边界. 当然, 除非采用非常细致的网格划分计算域, 而这将会使计算量和存储量大大增加. 所以, 一些采用常规 FDTD 方法计算 PEC 的谐振频率与理论值或矩量法计算值之间常存在偏差.

本文提出了一种等效宽度的概念, 对 FDTD 的仿真对象进行必要的宽度校正, 使得在采用常规 (较粗) 网格划分计算域时, 也能像细网格一样得出准确的仿真结果. 由于网格数的减少, 其计算时间和存储量比采用细网格时均有很大的节省. 本文通过对不同网格划分下微带线特性阻抗的计算, 给出了校正宽度的加权因子变化范围. 并通过对贴片天线和低通滤波器散射参数的计算进行了验证.

收稿日期: 2007-04-18

基金项目: 南京师范大学“211”学科建设基金 (1843202529) 资助项目.

通讯联系人: 周百新, 副教授, 研究方向: 电子技术应用、电磁场数值计算等. E-mail: zhoubaixin@njnu.edu.cn

1 均匀微带线及其校正系数

图 1 所示的均匀微带线是文献 [5] 中贴片天线的一条馈线, 实际宽度为 2.46 mm, 基片介质厚 0.794 mm, 相对介电常数为 2.2 根据理论计算均匀微带线的特性阻抗^[6]为:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(\frac{8l}{W} + \frac{W}{4l} \right) & \text{当 } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]} & \text{当 } \frac{W}{d} \geq 1. \end{cases} \quad (1)$$

其中, W 是微带线的宽度, d 为基片厚度, $\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{W}}}$ 为等效介电常数, 由式 (1) 计算出的特性阻抗 $|Z_0| = 51.3 \Omega$.

用 FDTD 进行仿真时, 计算域被划分为 $60 \times 100 \times 16$ 的网格空间. 在 5 个边界上用 Mur's 一阶吸收边界^[7]截断, 在 $Z = 0$ 面采用了理想导体接地板截断. 高斯激励源 $ez = e^{-\left(\frac{t-t_0}{\tau}\right)^2}$ 放置在 $y = 30 \Delta y$ 处, 并施加在微带线与 PEC 之间的 xz 面上. 其中 $t_0 = 3 \tau$, $\tau = 2.646 \text{ ps}$, $\Delta y = 0.4 \text{ mm}$; $\Delta z = 0.2647 \text{ mm}$; Δx 如表 1 所示. 在均匀微带线上取 3 ~ 25 个网格. 采用等效宽度和实际宽度分别对微带线的特性阻抗在频率 $f = 7.5 \text{ GHz}$ 时进行仿真计算, 其结果如表 1 所示. 从表 1 可明显看出在网格较粗时, 若用实际尺寸进行 FDTD 仿真计算得到的特性阻抗偏小, 但如果采用减小其宽度 (用实际宽度* 校正系数) 即便是在采用粗网格仿真时也能得到与细网格 (表 1 中 Cells = $25 \Delta x$ 时) 相同的准确特性阻抗值. 经试验证明在均匀微带线内 (x 方向) 取 25 个网格时, 其特性阻抗的值与实际值相符. 我们以此作为特性阻抗的准确参考值.

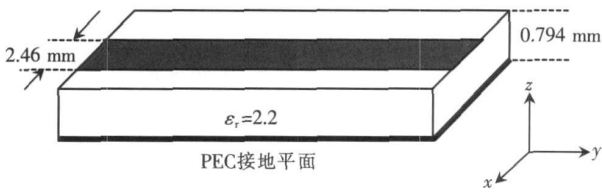


图 1 均匀微带线结构
Fig.1 Configuration of a uniform stripline

表 1 中 ($N_{\text{oper}\lambda}$ 为一个波长中的网格数) Δx 为 FDTD 在 x 方向的网格尺寸, Cells 为微带线等级在 x 方向的等效网格数, Effective Width 为修正后的微带线宽度, Factor 为修正因子 (Factor = 1.0 时为未修正), $|Z_0|$ 为 FDTD 仿真算出的微带线特征阻抗, Error Phase 为校正前、后微带线的幅值误差和相位.

表 1 均匀微带线的等效宽度、校正系数及特性阻抗

Table 1 Effective width and width factor and characteristic impedance of the uniform stripline							
$N_{\text{oper}\lambda}$ ($f = 7.5 \text{ GHz}$)	$\Delta x / \text{mm}$	Cells	Effective width	Factor	$ Z_0 / \Omega$	Error/%	Phase
42	0.71	$3 \Delta x$	2.13	0.853	50.241	0.21	0.027
37	0.82	$3 \Delta x$	2.46	1.0	45.355	9.53	0.030
54	0.55	$4 \Delta x$	2.20	0.894	50.370	0.47	0.0244
49	0.615	$4 \Delta x$	2.46	1.0	46.721	6.81	0.027
67	0.450	$5 \Delta x$	2.25	0.914	50.141	0.01	0.022
61	0.492	$5 \Delta x$	2.46	1.0	47.520	5.22	0.024
78	0.383	$6 \Delta x$	2.30	0.935	50.249	0.23	0.021
73	0.41	$6 \Delta x$	2.46	1.0	48.047	4.16	0.022
93	0.321	$7 \Delta x$	2.247	0.936	50.585	0.09	0.018
85	0.3514	$7 \Delta x$	2.46	1.0	48.393	3.47	0.021
127	0.236	$10 \Delta x$	2.36	0.96	50.390	0.05	0.0155
122	0.246	$10 \Delta x$	2.46	1.0	49.075	2.11	0.0167
152	0.198	$12 \Delta x$	2.376	0.966	50.428	0.06	0.012
146	0.205	$12 \Delta x$	2.46	1.0	49.298	1.67	0.013
300	0.0984	$25 \Delta x$	2.46	1.0	50.135	-	-0.0176

经过大量的试验表明: 不论网格大小如何, 只要使微带线的等效宽度比实际宽度减小半个网格, 就能使粗网仿真得到与细网格一样的准确值. 其网格数与校正系数之间的关系如图 2 所示.

我们又采用此等效宽度技术研究了特性阻抗沿微带线 (y 方向) 的分布和特性阻抗与频率之间的关系, 仿真时分别采用实际宽度 2.46 mm 和等效宽度 2.13 mm 进行 FDTD 仿真, 每 2 个网格测一次电压和电流, 计算出特性阻抗的幅值和相位, 所得关系如图 3(a)、(b) 所示. 由图 3 可知: 采用粗网格 (微带线内取 3 个网格) 实际宽度 2.46 mm 仿真时, 其特性阻抗明显小于对应的准确参考值. 而采用粗网格但按图 2 的规律修正其宽度 ($w = 0.853 \times 2.46 \text{ mm} = 2.13 \text{ mm}$) 后, 特性阻抗与准确值非常接近, 在某些点上几乎是完全重合的. 由此可见采用本文提出的等效宽度概念不仅大大节省了 FDTD 仿真时的计算量和存储空间, 同时也能获得准确的结果. 为了进一步验证本文提出的等效宽度概念的正确性, 图 4 还给出了当 $y = 70 \Delta y$ 时, 分别用粗网格实际宽度和等效宽度 FDTD 仿真特性阻抗随频率的变化曲线.

2 贴片天线的散射系数

图 5 所示的贴片天线, 其尺寸如文献 [5] 所述. 我们仍使用等效宽度技术研究贴片天线的散射系数

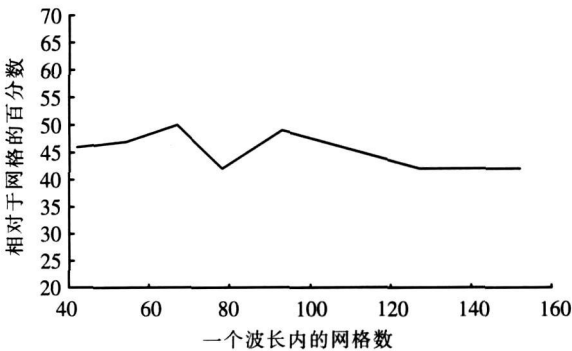


图 2 微带线等效宽度与实际宽度之间的关系
Fig.2 Relationship between the actual and effective width of the stripline

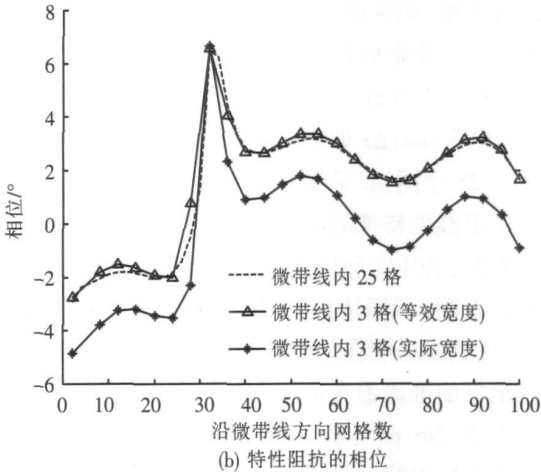
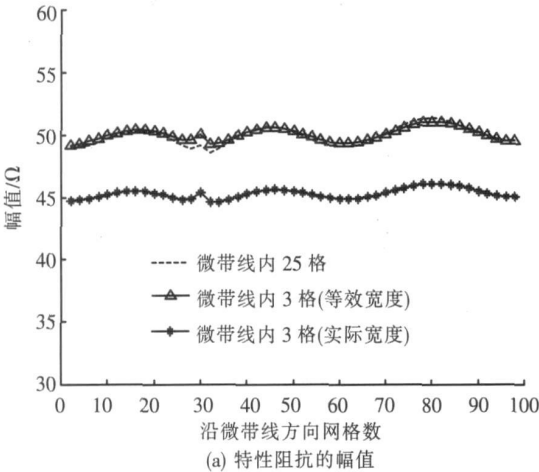


图 3 用等效宽度和实际宽度计算微带线特征阻抗沿 y 向分布之比较 ($f=7.5\text{GHz}$)
Fig.3 Impedance distribution along y direction at frequency = 7.5 GHz. Comparison of the stripline impedance using the effective and actual width

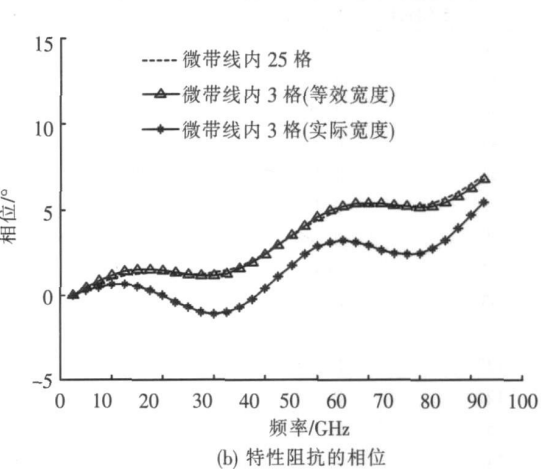
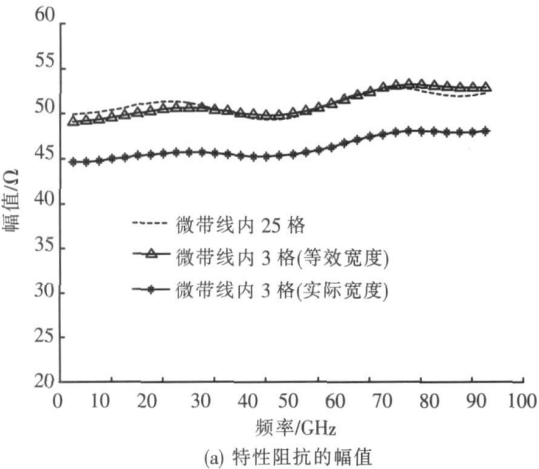


图 4 用等效宽度和实际宽度计算微带线特性阻抗与频率关系之比较 ($y=70\Delta y$)
Fig.4 Comparison of relationship between stripline impedance and frequency using actual and effective width ($y=70\Delta y$)

s11及谐振频率, 并将 3 种情况下的 s11画在图 6 (b)中. (1)使用细网格计算 s11, $\Delta x = 0.389\text{ mm}$, $\Delta y = 0.160\text{ mm}$, $\Delta z = 0.2647\text{ mm}$; 计算域为 $60 \times 160 \times 16$ 网格空间. 高斯激励源 $ez = e^{-\left(\frac{t-t_0}{\tau}\right)^2}$ 放置在 $y = 15\Delta y$ 处的微带线与 PEC 接地板之间的 xz 面上. 观测点位于距贴片天线边沿 $15\Delta y$ 处的微带线中心. 在 P4(1.5 GHz) 微机上运行 8 000 时间步, 用时 38 min. (2)在 x, y 方向用粗网格计算 s11: $\Delta x = 0.82\text{ mm}$, $\Delta y = 0.8\text{ mm}$, 贴片天线和微带线均采用实际尺寸, 网格空间为 $50 \times 80 \times 16$ 运行 5 000 时间步, 用时 8 min. (3) x, y 方向使用粗网格贴片天线和微带线均按图 2 的规律用等效宽度进行 FDTD 仿真, 则其等效尺寸分别为 $12.07\text{ mm} \times 15.62\text{ mm}$, $w = 2.13\text{ mm}$, 等效尺寸与实际尺寸之间的关系如图 6(a) 所示, $\Delta x = 0.71\text{ mm}$, $\Delta y = 0.781\text{ mm}$, 网格空间 $50 \times 80 \times 16$ 运行 5 000 时间步. 从图 6(b) 可以明显看出, 采用本文提出的等效宽度技术, 可以使粗网格仿真与细网格仿真在计算谐振频率时具有几乎相同的准确性.

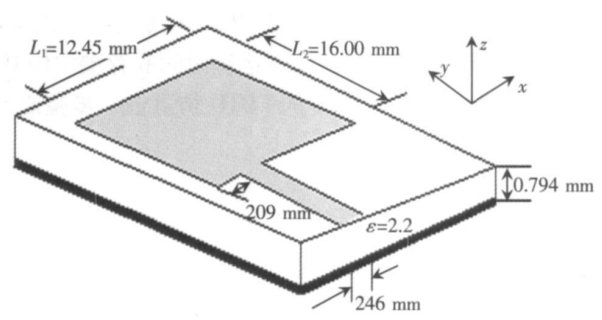


图 5 贴片天线的结构
Fig.5 Configuration of a patch antenna

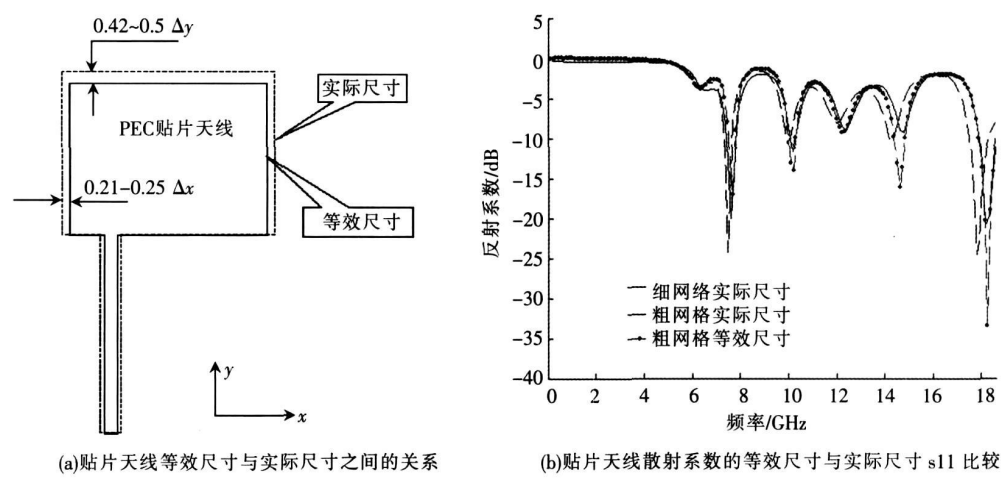


图 6 贴片天线结构和散射系数 s11
Fig.6 Configuration of a patch antenna and scattering parameter s11

3 低通滤波器的散射系数

如图 7 所示的低通滤波器, 其参数与文献 [5] 一致. 矩形 PEC 板 ($20.32 \times 2.54\text{ mm}$) 由两条宽度为 2.413 mm 的馈线相连, 特性阻抗设计为 $50\ \Omega$. 基片介质厚 0.794 mm , 相对介电常数为 2.2 在 5 个边界面上用 Mur' ^[7] 一阶吸收边界截断, $z = 0$ 面为接地 PEC 板. 我们先在 x, y 方向用细网格 ($\Delta x = 0.4064\text{ mm}$, $\Delta y = 0.1693\text{ mm}$) 进行 FDTD 仿真, 计算域为 $80 \times 110 \times 16$ 的网格空间. 并以此结果作为散射系数 s11、s21 的准确值. 在 P4(1.5 GHz) 微机上运行 8 000 时间步, 用时 30 min. 然后, 使用粗网格、实际尺寸再次进行 FDTD 仿真 ($55 \times 80 \times 16$, $\Delta x = 0.8128\text{ mm}$, $\Delta y = 0.8467\text{ mm}$), 其结果如图 9(a), 其谐振频率与准确值相比有较大的偏移. 但是若采用等效尺寸即: 矩形 PEC 板 $19.925\text{ mm} \times 2.16\text{ mm}$, 微带线宽 $w = 2.391\text{ mm}$, $\Delta x = 0.797\text{ mm}$, $\Delta y = 0.72\text{ mm}$, 计算域 $55 \times 80 \times 16$ 进行 FDTD 仿真, (实际尺寸与等效尺寸之间的关系如图 8), 运行 6 000 时间步, 用时 15 min. 由图 9(a)、(b) 的 s11、s21 结果可以明显看出在 14 MHz 以下的两个谐振点上, 其谐振频率与细网格仿真的准确值几乎重合. 在大于 14 MHz 以上, 也比实际尺寸粗网格仿真结果有明显的改善, 而低通滤波器的带宽几乎完全一致.

4 结论

本文提出了一种等效宽度技术, 使得在用粗网格进行 FDTD 仿真时, 可以与细网格产生同样准确的结

果. 经过大量的数值试验表明, PEC 的等效尺寸比实际尺寸小半网格时, 具有较好的 FDTD 仿真结果. 这对于使用 FDTD 仿真时, 节省运算时间和存储空间具有非常实用的价值. 本文还通过对贴片天线和低通滤波器的散射系数 s_{11} 、 s_{21} 的 FDTD 仿真进一步验证了这一结论.

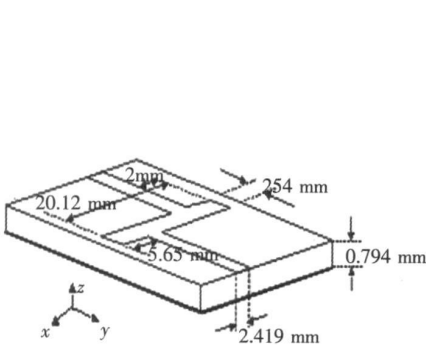


图 7 低通滤波器结构
Fig.7 Configuration of the low_pass filter

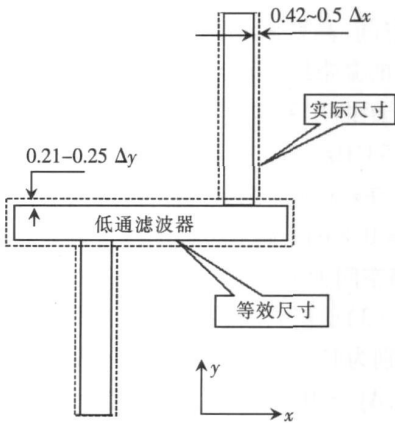
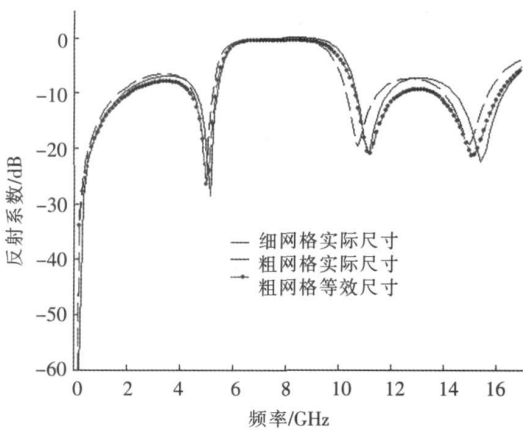
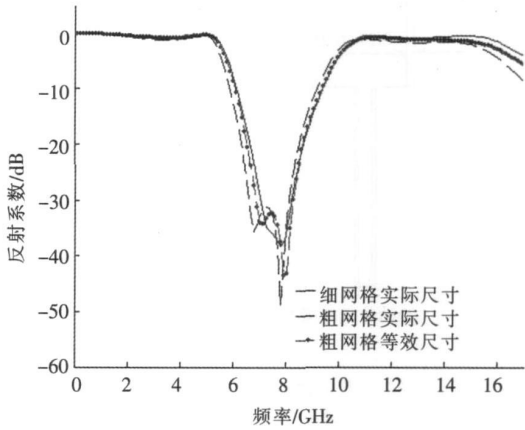


图 8 低通滤波器等效尺寸与实际尺寸之间的关系
Fig.8 Relationship between actual and effective width of the low_pass filter



(a)等效尺寸与实际尺寸的 s_{11} 比较



(b)等效尺寸与实际尺寸的 s_{21} 比较

图 9 低通滤波器散射系数
Fig.9 The scattering parameter of the low_pass filter

[参考文献] (References)

[1] Yee K S. Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1966, 14(5): 302-307.

[2] Kunz K S, Raymond J. Luebbers. The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics[M]. Boca Roton: CRC Press LLC, 1993.

[3] Allen Taflov. Computational Electromagnetics The Finite-Difference Time-Domain Method[M]. Norwood MA: Artech House, 1995.

[4] 高本庆. 时域有限差分法 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1995: 30-31.

 Gao Benqing. FDTD Method[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1995: 30-31. (in Chinese)

[5] Sheen D M, Ali S M, Abouzahra M D, et al. Application of the three dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1990, 38(7): 849-857.

[6] David Pozar. Microwave Engineering[M]. 2nd ed. New York: John Wiley and Sons Inc, 1998: 162.

[7] Mur G. Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1981, 23(3): 377-382.

[责任编辑: 刘 健]