

文章编号: 1001-2486 (2000) 05-0060-04

FDTD 中微带线激励源分析*

尹家贤, 谭怀英, 刘克成, 毛钧杰

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: FDTD 已广泛应用于微带问题的计算, 本文在分析各种微带线馈电激励设置方式的基础上提出了一种新的激励设置方式, 本方法不仅能计算 Gaussian 脉冲激励, 也能计算正弦波激励。计算过程中, 源平面无需切换成吸收边界。由于场区的划分使反射场自然从总场区分离出来。

关键词: FDTD; 微带天线; 微带不连续性

中图分类号: TN817 **文献标识码:** A

Analysis of Microstrip Line-fed Excitation Source of FDTD

YIN Jia-xian, TAN Hua-ying, LIU Ke-cheng, MAO Jun-jie

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

Abstract: A novel method of microstrip line fed excitation source is presented in this paper to analyze microstrip problems by the finite difference time-domain method (FDTD). Unlike previous excitation treatment, which can only be used to calculate Gaussian pulse incident wave, this method can be used to calculate Gaussian pulse incident wave and harmonica incident wave. It is not necessary to switch the source wall to absorbing boundary condition in the iterative process. Because of field zone division, reflected fields naturally separated from total fields.

Key words: FDTD; microstrip antenna; microstrip discontinuities

时域有限差分法 (FDTD) 现已得到广泛应用。由于 FDTD 采用时间和空间的中心差分对 Maxwell 方程直接离散化, 因此在计算复杂结构的电磁问题时具有非常大的灵活性。近十年来, FDTD 在分析微带问题中有大量的应用^[1~6]。FDTD 在用于微带问题的计算时, 激励源的设置方法有两种: 同轴线激励和微带线激励, 微带线激励是 FDTD 用于微带问题计算时的主要激励方式。微带线激励源设置方法主要有两种。一种方法激励源平面设在边界面上, 并且激励源平面设为电壁, 在微带线与接地平面之间加入强迫激励的 Gaussian 脉冲, 而激励面的其余部分切向电场设为 0。由此计算的入射 Gaussian 脉冲幅度减小, 且有较大的负值拖尾。另一种方法激励源平面也设在边界面上, 但激励源平面设为磁壁^[3], 并在激励源平面附近使用特殊的场分量迭代, 这一种方法计算的入射 Gaussian 脉冲的失真明显小于前一种。由于源平面所在的边界面是电壁或磁壁, 从微带不连续性或微带天线产生的反射在源平面要产生二次反射。为消除这种反射, 微带不连续性出现的位置与源平面之间要有足够的距离, 使得在反射脉冲到达源平面之前, 入射的 Gaussian 脉冲已完全消失, 这时源平面切换成吸收边界。对于有限时间长度 Gaussian 脉冲这一点是可以做到, 但对于正弦波激励时, 由于激励源始终存在, 源平面就无法切换成吸收边界。

本文借助 FDTD 散射场计算中场区划分的概念, 提出一种新的微带线激励源设置方法, 这种源既可用于脉冲波激励, 也可用于正弦波激励, 计算过程中, 源平面无需切换成吸收边界。由于场区的划分使反射场自然从总场区分离出来。

1 新的激励源设置方法

本方法将激励设置划分出来成为一个单独的网格空间 (激励空间), 而所研究的微带结构处于另

* 收稿日期: 2000-04-01

作者简介: 尹家贤 (1964), 男, 副教授。

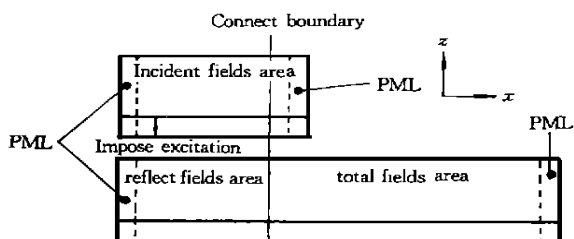


图 1 微带问题的 FDTD 计算模型

Fig. 1 The FDTD computational model of microstrip problems

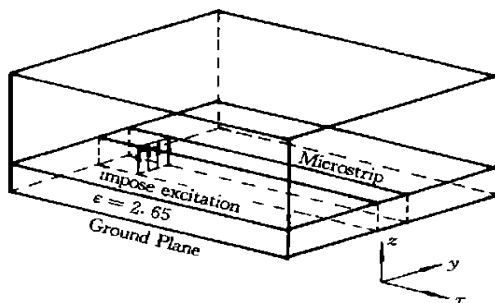


图 2 入射场计算网格

Fig. 2 Incident fields computation domain

一个网格空间之内(微带结构空间),见图1。激励空间的作用是迭代产生微带线入射波场,然后将这入射波场通过连接面加入到微带结构网格空间中。为使激励空间仅有入射波,空间两端用PML吸收层端接,并将微带线延伸入PML中。为了使激励空间连接面上的入射波场正确地传递到微带结构空间的连接面上,显然两个连接面上要有相同的网格,即两个空间的横截面(图1yz面)相同,横向网格相同。

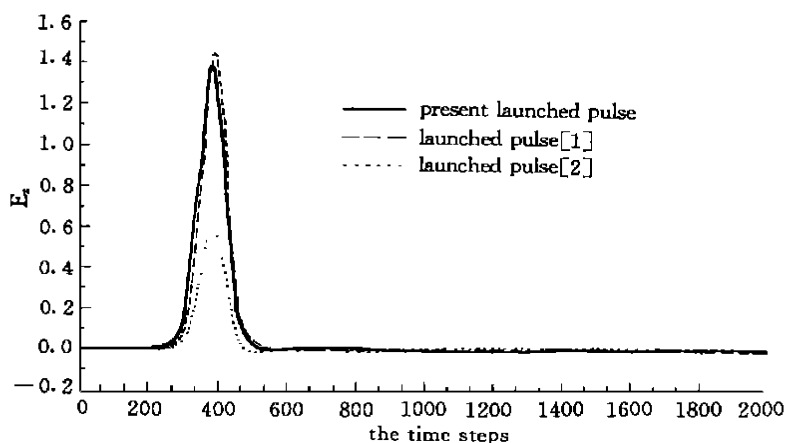


图 3 射 Gaussian 脉冲

Fig. 3 Launched Gaussian pulse

对微带结构空间来说,连接面就是总场、反射场分界面,它的反射区域终端连接着PML,与馈电无关,不存在二次反射,这就解决了普通正弦波激励的问题,激励空间的长度只要稍大于连接面位置即可。这样,虽然因单独的激励空间存在,增加了少量内存,但效果是良好的,使激励波形得到较好的保真。图2是激励空间的计算网格,激励源不是加在边界面上,而是加在离开边界面一定距离的某一个位置上。图3是文献[1]、文献[2]及本文的GAUSSIAN脉冲激励波形的比较,强迫激励的高斯脉冲为

$$E_z = e^{(-t-t_0)^2/T^2} \quad (1)$$

式中 $t_0 = 45\text{ps}$, $T = 15\text{ps}$, 吸收边界采用PML,分为5层,设定的反射系数 $R = 0.01$,在 $i = 8$ 处加入强迫激励源。

用本文的方法计算的波形与文献[1]的波形相当一致,波形失真都很小,而文献[2]的波形失真较大。

微带结构空间的计算网格划分为总场区和反射场区。在总场区中,所有网格点用Maxwell方程的差分格式计算总场,而在反射场区中,差分格式只用于计算反射场,入射场是在总场区和反射场区的

连接边界加入。

假设连接面 $i = i_0$ 为总场区, 连接面上 E_z 、 E_y 迭代时需要用到反射场区的磁场。这些磁场就需要再加上入射磁场而成为总场。迭代公式如下:

$$E_y^{n+1} \left(i_0, j + \frac{1}{2}, k \right) = CA \left(i_0, j + \frac{1}{2}, k \right) \cdot E_y^n \left(i_0, j + \frac{1}{2}, k \right) + CB_z \left(i_0, j + \frac{1}{2}, k \right) \cdot \left[H_x^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) - H_x^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0, j + \frac{1}{2}, k - \frac{1}{2} \right) \right] + CB_x \left(i_0, j + \frac{1}{2}, k \right) \cdot \left[H_z^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0 - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k \right) + H_{zi}^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0 - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k \right) - H_z^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0 + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k \right) \right] \quad (2)$$

$$E_z^{n+1} \left(i_0, j, k + \frac{1}{2} \right) = CA \left(i_0, j, k + \frac{1}{2} \right) \cdot E_z^n \left(i_0, j, k + \frac{1}{2} \right) + CB_y \left(i_0, j, k + \frac{1}{2} \right) \cdot \left[H_x^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) - H_x^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) \right] + CB_x \left(i_0, j, k + \frac{1}{2} \right) \cdot \left[H_y^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0 + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) - H_y^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0 - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) - H_{yi}^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0 - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) \right] \quad (3)$$

式中

$$CA(i, j, k) = \frac{1 - \frac{\sigma_e(i, j, k) \Delta t}{2\mathcal{E}(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma_e(i, j, k) \Delta t}{2\mathcal{E}(i, j, k)}}, CB_s(i, j, k) = \frac{\Delta t}{\mathcal{E}(i, j, k) \Delta s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\sigma_e(i, j, k) \Delta t}{2\mathcal{E}(i, j, k)}}, (s = x, y, z)$$

在计算连接面外二分之一空间步长 ($i = i_0 - \frac{1}{2}$) 网格点上反射场的磁场分量 H_y 、 H_z 时, 要用到连接面上 (总场区) 的电场, 这些电场就需要再减去入射电场而成为反射场。迭代公式如下:

$$H_y^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0 - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) = DA \left(i_0 - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) \cdot H_y^{n-\frac{1}{2}} \left(i_0, j + \frac{1}{2}, k \right) + DB_z \left(i_0 - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) \cdot \left[E_x^n \left(i_0 - \frac{1}{2}, j, k \right) - E_x^n \left(i_0 - \frac{1}{2}, j, k + 1 \right) \right] + DB_x \left(i_0 - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2} \right) \cdot \left[E_z^n \left(i_0, j, k + \frac{1}{2} \right) - E_{zi}^n \left(i_0, j, k + \frac{1}{2} \right) - E_z^n \left(i_0 - 1, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) \right] \quad (4)$$

$$H_z^{n+\frac{1}{2}} \left(i_0 - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k \right) = DA \left(i_0 - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k \right) \cdot H_z^{n-\frac{1}{2}} \left(i_0 - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k \right) + DB_y \left(i_0 - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k \right) \cdot \left[E_x^n \left(i_0 - \frac{1}{2}, j + 1, k \right) - E_x^n \left(i_0 - \frac{1}{2}, j, k \right) \right] + DB_x \left(i_0 - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k \right) \cdot \left[E_y^n \left(i_0 - 1, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) - E_y^n \left(i_0, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) + E_{yi}^n \left(i_0, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) \right] \quad (5)$$

式中

$$DA(i, j, k) = \frac{1 - \frac{\sigma_m(i, j, k) \Delta t}{2\mu(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma_m(i, j, k) \Delta t}{2\mu(i, j, k)}}, DB_s(i, j, k) = \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k) \Delta s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\sigma_m(i, j, k) \Delta t}{2\mu(i, j, k)}}, (s = x, y, z)$$

2 应用举例

为了说明反射场的分离情况, 计算了5元梳齿阵, 如图4所示。空间步长 $\Delta x = 0.5 \text{ mm}$, $\Delta y = 0.5 \text{ mm}$, $\Delta z = 0.47 \text{ mm}$, x 、 y 、 z 方向网格大小为 $230 \times 40 \times 10$, 激励源及边界条件的设置方式同上, 反射场和总场的分离面为 $i = 40$ 处, 入射场的计算网格在 x 、 y 、 z 方向大小为 $50 \times 40 \times 10$, 计算

频率为 $f = 9.85 \text{ GHz}$, 图 5 为微带线上电压幅度和相位分布图, 由于末端梳齿为开路状态, 梳齿的辐射比较微弱, 因此, 微带线末端的反射较大, 微带线上的电压幅度呈驻波状态, 而相位为 180° 与 0° 之间交替变化。在 x 方向网格数小于 40 时, 为反射场区, 因此, 微带线上的电压幅度不变, 相位为线性变化。

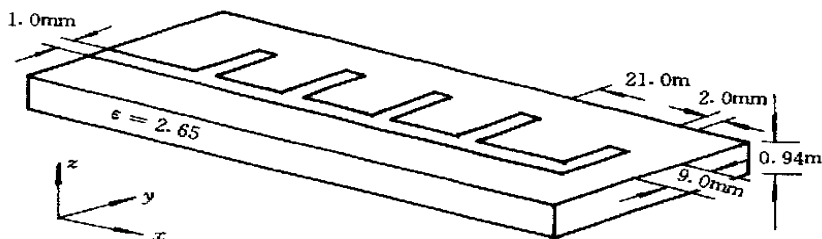


图 4 微带梳齿线阵

Fig. 4 Microstrip comb linear arrays

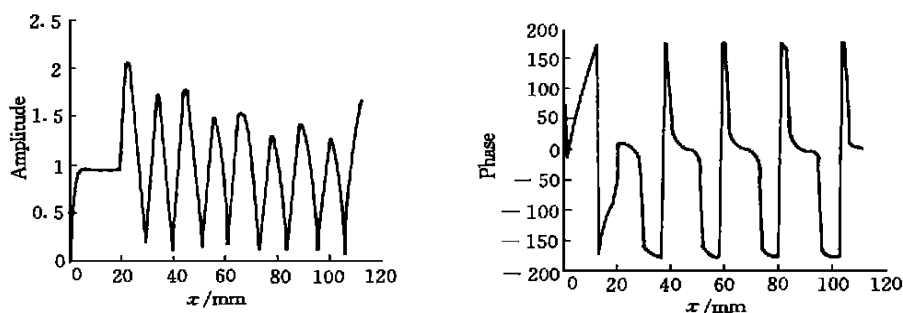


图 5 梳齿阵馈线上的电压幅度和相位分布图

Fig. 5 The amplitude and phase of comb arrays' feed line

3 结论

用 FDTD 计算微带天线或微带不连续问题时, 有时要用脉冲波激励, 有时要用正弦波激励, 脉冲波激励要求波形保真度高, 正弦波激励则不允许有激励源的二次反射存在。本文的激励源设置方法, 既可用于脉冲波激励计算, 也可用于正弦波激励计算, 在计算程序上只需要改变激励源的计算式就可, 非常方便。

参考文献:

- [1] X. Zhang, J. Fang, K. K. Mei, and Y. Liu. Calculations of the dispersive characteristics of microstrips by the time-domain finite difference method [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 36, pp. 263-267, Feb. 1988.
- [2] X. Zhang and K. K. Mei. Time-domain finite difference approach to the calculation of the frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 36, pp. 1775-1787, Dec. 1988.
- [3] D. M. Sheen, S. M. Ali, M. D. Abouzahra, and J. A. Kong. Application of the three-dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, pp. 849-857, July 1990.
- [4] G.-C. Liang, Y.-W. Liu, and K. K. Mei. Full-wave analysis of coplanar waveguide and slotline using the time-domain finite-difference method [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 37, pp. 1949-1957, Dec. 1989.
- [5] J. Moore and H. Ling. Characterization of a microstrip bend with arbitrary miter via time-domain finite difference method [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, pp. 405-410, Apr. 1990.
- [6] N. Feix, M. Lalande, and B. Jecko. Harmonical characterization of a microstrip bend via the finite difference time domain method [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 40, pp. 955-961, May 1992.