

信号时域提取方法结合时域有限差分法 分析传输线馈电的微波元件¹

袁伟良 梁昌洪

(西安电子科技大学微波电信工程系 西安 710071)

摘 要 本文提出了一种信号时域提取方法,对于非色散传输线馈电的微波元件,利用这一方法,从时域模拟获得的总场响应中提取馈线参考面上的时域入射波和反射波,进而得到其频域特性。与传统方法相比,它可以避免通过时域有限差分法直接求解入射波和反射波,因此可以减少计算时间和计算机内存。矩形微带天线的数值模拟表明,这种方法的计算精度与传统方法完全一致。

关键词 时域有限差分法, Fourier 变换, 信号时域提取

中图分类号 TN811

1 引 言

1966 年, K. S. Yee 首次提出了时域有限差分法^[1]。与矩量法、有限元法相比,由于计算量小,所需的计算机内存少,物理原理简单、直观,算法通用性强等优点,目前它已成为最受人瞩目的电磁场数值方法之一,应用范围几乎涉及所有电磁领域。

现在已经采用时域有限差分法分析包括馈电电路在内的整个微波元件,如各种传输线馈电的微带天线^[2,3]、滤波器^[4]和波导结构^[5]等。为了刻画这些元件的特性,要求分析传输线参考面上元件参数的频域特性。传统时域分析方法为了达到上述目的,一般采用两次时域模拟^[6]:首先求解馈线上的时域入射波,方法是把馈线沿波传输方向无限延长,然后作时域模拟;第二步是求解参考面上的时域总场,这时必须考虑微波元件的真实结构。然后借助于 Fourier 变换,可以得到微波元件在参考面上的频域特性。还有一种传统方法,这种方法把参考面取在距元件结构足够远处,使时域总场中入射波和反射波在时间轴上相互分离。然而这种方法开销很大,为了实现入射波和反射波相互分离,参考面必须距元件结构足够远,因而必须加大计算空间。另一方面,由于元件对入射电磁波的初始响应时间滞后,使整个响应时间变长,因此加长了模拟时间。

针对传统方法存在的缺点,本文结合时域有限差分法和信号处理方法,给出了一种直接从时域总场中提取时域信号的方法。对非色散传输线馈电的微波元件作一次时域模拟后,利用传输线上波的传输特性,直接从时域总场中提取时域入射波和时域反射波。与前述两种传统方法相比,它只需作一次时域模拟,而且不必顾及时域总场中时域入射波和时域反射波是否相互混叠,因而基本上可以降低一半计算开销。矩形微带天线的数值模拟结果表明,这种分析方法得到的计算结果(包括时域和频域结果)与传统方法得到的结果完全一致。

2 时域有限差分法基本原理

时域有限差分法直接模拟电磁波的传播及与媒质的相互作用过程。设在无耗均匀区域,时域有限差分法直接把 Maxwell 方程的两个旋度方程:

¹ 1998-08-10 收到, 1999-05-04 定稿

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \partial \vec{D} / \partial t, \quad (1a)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\partial \vec{B} / \partial t. \quad (1b)$$

在如图 1 所示的 Yee 网格上作时间和空间导数的中心差分近似, 得到时域有限差分方程, 它实质上是一种蛙跃法, 具有二阶精度。以无源情况下电场分量 E_x 为例, 它满足方程:

$$\partial E_x / \partial t = (1/\epsilon)[\partial H_z / \partial y - \partial H_y / \partial z]. \quad (2)$$

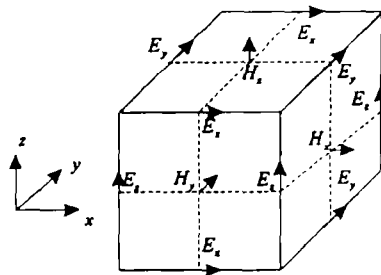


图 1 Yee 网格及其场量配置

按照场量在 Yee 网格上的特殊配置, 离散 (2) 式, 得到方程

$$E_x^{n+1}(i + \frac{1}{2}, j, k) = E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \{ [H_z^{n+1/2}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - H_z^{n+1/2}(i + \frac{1}{2}, j - \frac{1}{2}, k) / \Delta y - [H_y^{n+1/2}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) - H_y^{n+1/2}(i + \frac{1}{2}, j, k - \frac{1}{2})] / \Delta z \}, \quad (3)$$

其余场量也作类似处理。把所研究的电磁问题作为初值问题处理, 在源激励下, 随时间步进计算电场和磁场, 数值模拟其中的各种电磁现象。为了使数值模拟稳定, 必须满足

$$v_{\max} \Delta t < 1 / \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}, \quad (4)$$

其中 v_{\max} 是电磁波最大相速, Δt 是时间步长, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 分别是 x, y, z 方向上的空间步长。当 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$ 时, (4) 式退化为 $v_{\max} \Delta t < \Delta / \sqrt{3}$ 。为了减少数值色散效应造成的误差, 还必须满足条件 $\Delta / \lambda_{\min} < 1/10$, 其中 λ_{\min} 是所考虑电磁波的最短波长。

时域有限差分法最重要的也是当前研究最多的问题之一是如何处理开域电磁问题的边界截断, 目的是使有限的计算区域与无限的实际空间等效, 目前已提出了多种吸收边界条件, 包括 Higdon 算子, 超吸收边界条件和理想匹配层等。本文采用了目前广泛使用的 Mur 吸收边界条件^[7]。

3 信号时域提取的原理

实际工作中, 经常要求分析一类具有传输线馈电结构的微波元件, 元件可以是有源或无源的, 也可以是线性或非线性的, 如同轴馈电的微带天线。图 2 给出了其中一个可能结构

的示意图, 这种结构可以等效为传输线加一个等效负载, 如图 3 所示. 可以在均匀传输线上定义电压波, 其传输规律在频域可以表示为

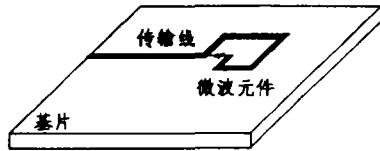


图 2 说明性结构示意图

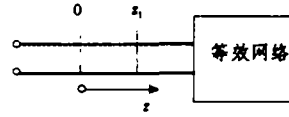


图 3 等效结构示意图

$$V_t(\omega, z) = V_i(\omega, z) + V_r(\omega, z) = V_{i0}(\omega)e^{-j\gamma z} + V_{r0}(\omega)e^{j\gamma z}, \quad (5)$$

其中 $V_t(\omega, z)$, $V_i(\omega, z)$, $V_r(\omega, z)$ 是传输线上的总电压波、入射电压波和反射电压波, $V_{i0}(\omega)$, $V_{r0}(\omega)$ 是参考面 $z = 0$ 处的入射电压波和反射电压波, γ 是传输常数. 如果传输线无耗且非色散, 设传输线上波的传播速度为 v , 则

$$\gamma = 2\pi/\lambda = 2\pi f/v = \omega/v, \quad (6)$$

其中 λ , f , ω 分别是传输波的波长, 频率和角频率. (5) 式可以写为

$$V_t(\omega, z) = V_{i0}(\omega)e^{-j\omega z/v} + V_{r0}(\omega)e^{j\omega z/v}. \quad (7)$$

对 (7) 式作 Fourier 逆变换, 得到馈线上时域总电压波和时域入射电压波与时域反射电压波的关系, 即

$$v_t(t, z) = v_{i0}(t - z/v) + v_{r0}(t + z/v), \quad (8)$$

其中 $v_t(t, z)$ 为任意参考面上的时域总电压波, $v_{i0}(t)$, $v_{r0}(t)$ 分别为参考面 $z = 0$ 上的时域入射电压波和反射电压波. 现取两个参考面 $z = 0$ 和 $z = z_1$, 得到

$$\begin{aligned} v_t(t, 0) &= v_{i0}(t) + v_{r0}(t), \\ v_t(t, z_1) &= v_{i0}(t - z_1/v) + v_{r0}(t + z_1/v). \end{aligned} \quad (9)$$

因此有

$$\left. \begin{aligned} v_t(t, 0) &= v_{i0}(t) + v_{r0}(t), \\ v_t(t - z_1/v, z_1) &= v_{i0}(t - 2z_1/v) + v_{r0}(t), \end{aligned} \right\} \quad (10a)$$

$$\left. \begin{aligned} v_t(t - z_1/v, 0) &= v_{i0}(t - z_1/v) + v_{r0}(t - z_1/v), \\ v_t(t, z_1) &= v_{i0}(t - z_1/v) + v_{r0}(t + z_1/v), \end{aligned} \right\} \quad (10b)$$

则

$$\left. \begin{aligned} v_{i0}(t) - v_{i0}(t - 2z_1/v) &= v_t(t, 0) - v_t(t - z_1/v, z_1), \\ v_{r0}(t - z_1/v) - v_{r0}(t + z_1/v) &= v_t(t - z_1/v, 0) - v_t(t, z_1). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

因此可以得到由时域总电压波计算时域入射电压波和反射电压波的公式:

$$\left. \begin{aligned} v_{i0}(t) &= v_{i0}(t - 2z_1/v) + v_t(t, 0) - v_t(t - z_1/v, z_1), \\ v_{r0}(t) &= v_{r0}(t - 2z_1/v) - v_t(t - 2z_1/v, 0) + v_t(t - z_1/v, z_1). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

(12) 式利用两个参考面上的时域总电压波和过去时刻的时域入射电压波和反射电压波来提取现在时刻参考面 $z = 0$ 上的时域入射电压波和反射电压波, 因此这种方法需要初始条件。由于采用时域有限差分法模拟各种电磁问题时, 把所分析的问题作为初值问题处理, 因此 $t < 0$ 时, 有

$$\left. \begin{aligned} v_t(t, z) &= 0, \\ v_{i0}(t) &= 0, \\ v_{r0}(t) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

这样, 利用方程 (12) 式结合初始条件 (13) 式, 就可以从时域模拟获得的时域总电压波中提取出时域入射电压波和反射电压波。借助于 Fourier 变换, 可以得到参考面上微波元件的频域特性, 比如反射系数等。如果 z_1/v 不是时域模拟中的时间步长的整数倍, 则方程 (12) 式的时间迭代点与时域模拟的时间点不重合, 因此必须对时域模拟获得的场值作时间内插, 以近似获得方程 (12) 式在迭代点上所需的场值。

4 集中电阻加载的时域有限差分算法

在许多实际应用中, 为了改善微波元件的特性, 一般需要加入一些元件, 这些元件可以是线性的或非线性的。在时域模拟中, 为了简化处理和节省计算开销, 一般把它们作为集中元件处理^[8]。为了在时域模拟中能融入这些元件, 必须修改时域有限差分方程, 下面以电阻为例进行分析。

设在一个 Yee 网格上有电阻 R_s 沿 z 向加载, 根据欧姆定律

$$i = v/R_s = \int_2^1 \vec{E} \cdot d\vec{l}/R_s. \quad (14)$$

其中位置 1 和 2 分别为电压终点和始点。由于电阻沿 z 向加载并假设电流在网格面上均匀分布, 则沿 z 向的电流密度为

$$J_z = i/\Delta s = \int_2^1 \vec{E} \cdot d\vec{l}/(\Delta s \times R_s) = E_z dz/(dx dy R_s) = Q E_z. \quad (15)$$

其中 $Q = dz/(dx dy R_s)$ 。由 Maxwell 旋度方程 (1a) 式, 并在时间上对上述电流密度作中心插值, 可以得到融入了加载电阻的时域有限差分方程:

$$\begin{aligned} E_z^{n+1}(i, j_0, k + 1/2) &= \frac{1 - \Delta t Q/(2\epsilon)}{1 + \Delta t Q/(2\epsilon)} E_z^n(i, j_0, k + 1/2) + \frac{\Delta t}{(1 + \Delta t Q/(2\epsilon))\epsilon} \\ &\times \{ [H_x^{n+1/2}(i, j_0, -1/2, k + 1/2) - H_x^{n+1/2}(i, j_0 + 1/2, k + 1/2)]/\Delta y \\ &+ [H_y^{n+1/2}(i + 1/2, j_0, k + 1/2) - H_y^{n+1/2}(i - 1/2, j_0, k + 1/2)]/\Delta x \}. \end{aligned} \quad (16)$$

如果电阻 R 沿纵向和横向分别在 m 和 n 个网格上加载, 由电路理论可以得到, 纵向多网格电阻加载相当于每个网格上的加载电阻串联, 横向多网格电阻加载相当于每个网格上的加载电阻并联。假设每个网格上的加载电阻相同, 均为 R_s , 则

$$R_s = nR/m. \quad (17)$$

然后, 在每个加载网格上, 按 (16) 式的集中电阻加载时域有限差分算法处理。

5 数值算例

为了检验信号时域提取方法的实际效果, 下面利用时域有限差分法模拟微带馈电的矩形微带天线, 结构如图 4 所示, 相应的结构尺寸也在图中给出。为了使微带线具有非色散性, 设基片的相对介电常数为 1, 这时微带线可以传输 TEM 波, 且波速为 c_0 。采用高斯脉冲激励模拟空间, 其波形为

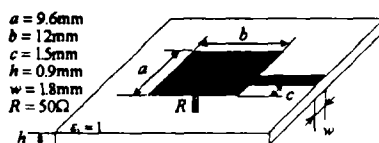


图 4 微带天线的结构示意图

$$g(t) = A_0 e^{-[(t-t_0)/\sigma]^2}, \quad (18)$$

其中的参数在此处取为 $A_0 = 1.0$, $t_0 = 46.305\text{ps}$, $\sigma = 20.802\text{ps}$ 。采用电流馈电模型^[9], 相比于电压馈电模型, 这种馈电模型简单, 方便, 计算开销小, 但最重要的是这种馈电模型能够完全克服电压馈电模型中源面上的直流感应电流对低频计算性能的影响。Yee 网格采用 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$, 为了满足时域有限差分法的稳定性条件, 采用 $\Delta t = \Delta/(2c_0)$ 。在微带馈线上取两个参考面, 位置分别为 $z = 0$, $z = z_1 = \Delta$ 。图 5 给出了参考面 $z = 0$ 上的时域总电压曲线, 另一个参考面上的时域总电压波与它类似。按前面所述方法提取参考面 $z = 0$ 上的时域入射电压波和反射电压波, 得到的结果分别如图 6 和图 7 所示。为了进行比较, 采用传统的两次时域模拟方法重新计算上述问题, 得到的时域入射电压波和反射电压波也在图 6 和图 7 中给出。由图可以看到, 这两种方法得到的时域结果完全重合。借助于 Fourier 变换, 可以得到频域入射电压波和反射电压波, 结果如图 8 和图 9 所示; 同样还可以得到参考面 $z = 0$ 上的反射系数, 结果如图 10 所示。这些图中包括了相应量的幅度和相位, 上述图中分别给出了两种方法获得的结果。这些频域结果再次证实在计算精度上时域模拟结合信号时域提取的方法与传统两次时域模拟方法完全一致。

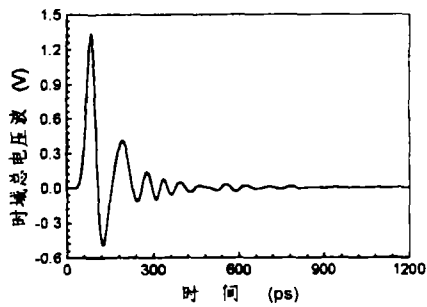


图 5 时域总电压波分布曲线

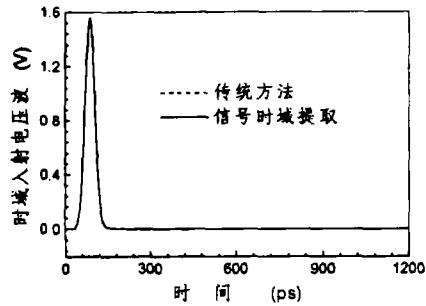


图 6 时域入射电压波分布曲线

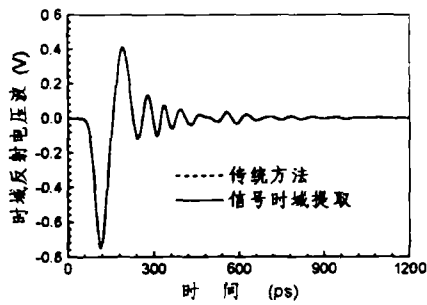


图 7 时域反射电压波分布曲线

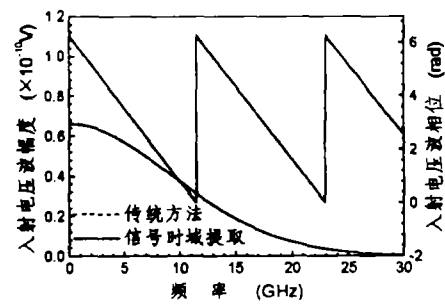


图 8 频域入射电压波分布曲线

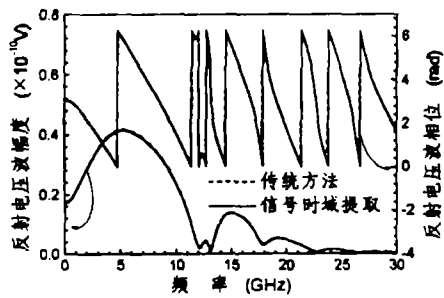


图 9 频域反射电压波分布曲线

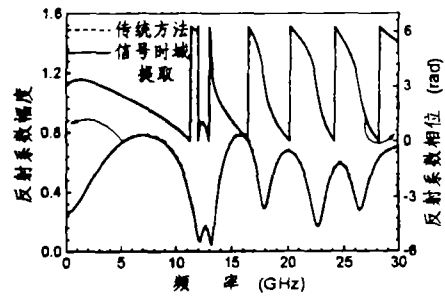


图 10 反射系数分布曲线

6 结 束 语

本文讨论了利用时域有限差分法分析一类具有非色散传输线馈电结构的微波元件,提出了信号时域提取方法。借助于这种方法,仅需对微波元件作一次时域模拟,利用两个馈线参考面上的时域总场信息直接提取时域入射波和反射波。与传统模拟方法相比,由于避免了直接采用时域有限差分法求解时域入射波和反射波,而且不必顾及时域总场中时域入射波和反射波是否相互混叠,因而减少了计算时间和内存。微带天线的数值模拟结果表明,信号时域提取方法的计算精度与传统时域模拟方法的计算精度完全相同。

参 考 文 献

- [1] Yee K S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Trans. on AP*, 1966, 14(3): 302-307.
- [2] Reineix A, Jecko B. Analysis of microstrip patch antennas using finite difference time domain method. *IEEE Trans. on AP*, 1989, 37(11): 1361-1369.
- [3] Sheen D M, Ali S M, Abouzahra M D, Kong J A. Application of the three-dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits. *IEEE Trans. on MTT*, 1990, 38(7): 849-857.
- [4] Ciampolini P, Roselli L, Stopponi G. Integrated FDTD and solid-state device simulation. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 1996, 6(11): 419-421.
- [5] 袁伟良, 梁昌洪. 波导不连续性的时域分析. *西安电子科技大学学报*, 1997, 24(4): 453-458.
- [6] Tsai H-S, York R A. FDTD analysis of CPW-fed folded-slot and multiple-slot antennas on thin substrates. *IEEE Trans. on AP*, 1996, 44(2): 217-225.
- [7] Mur G. Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations. *IEEE Trans. on EMC*, 1981, 23(4): 377-382.
- [8] Piket-May M, Taflov A, Baron J. FD-TD Modeling of digital signal propagation in 3-D circuits with passive and active loads. *IEEE Trans. on MTT*, 1994, 42(8): 1514-1523.
- [9] 袁伟良, 梁昌洪. FDTD 分析微带结构的一种馈源模型. 1997 全国微波年会会议 (下册), 青岛: 1997, 481-483.

ANALYSIS OF MICROWAVE COMPONENTS FED BY
THE TRANSMISSION LINES WITH A METHOD OF SIGNAL
EXTRACTION IN TIME DOMAIN IN COMBINATION WITH FDTD

Yuan Weiliang Liang Changhong

(Department of Microwave Communication Engineering, Xidian University, Xi'an 710071)

Abstract A method of signal extraction in time domain is proposed in this paper, by means of which, the time-domain incident wave and reflected wave on the reference plane of the feeder can be extracted from the total-field responses obtained from the time-domain simulation for the microwave components fed by the nondispersive transmission lines, furthermore, its frequency-domain parameters can also be acquired. By comparison with traditional methods, it can avoid to directly compute the time-domain incident wave and reflected wave using the finite-difference time-domain method, so computation time and storage can be reduced. The numerical simulations of rectangular microstrip antenna show that the computation precision of this method is the same as that of traditional methods.

Key words Finite-difference time-domain method, Fourier transformation, Signal extraction in time domain

袁伟良: 男, 1970 年生, 博士生, 主要从事计算微波与计算电磁学方面的研究工作.

梁昌洪: 男, 1943 年生, 教授, 博士生导师, 西安电子科技大学校长, 中国电子学会会士, IEEE 高级会员. 研究方向包括计算场论、计算微波、微波网络理论、近代数据处理、电磁散射与逆散射、电磁孤立子、电磁导弹等领域, 已在国内外刊物上发表论文一百余篇.