

时域模拟的电流馈源模型研究

袁伟良, 梁昌洪

(西安电子科技大学微波实验室, 西安 710071)

摘 要: 本文分别给出了稳定的无内阻型和内阻型电流馈源模型. 前者实现简单, 计算精度高. 后者克服了前者不适于分析存在基本无耗谐振结构的电磁问题的缺点, 而且所需的模拟时间随内阻的适当增加而进一步减少.

关键词: 时域有限差分法; 电流馈源模型; 稳定性; 计算精度

中图分类号: TN015 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 12-0105-03

Study of the Current-fed Modeling for Time-domain Simulations

YUAN Wei-liang, LIANG Chang-hong

(Dept. of Microwave Telecommunication Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: A stable resistance-free current-fed modeling and a stable resistive one are presented respectively in this paper. The former is simple in implementation and high in computational accuracy. The latter overcomes the disadvantage that the former is unsuitable for the analysis of the electromagnetic problems with the almost lossless resonant structures and further reduce computational time needed as the internal resistance suitably rises.

Key words: the finite-difference time-domain (FDTD) method; current-fed modeling; stability; computational accuracy

1 引言

近年来, 时域有限差分法得到了飞速发展, 成为求解各类复杂电磁问题的首选数值方法^[1]. 当它应用于分析各种天线时, 如何模拟激励馈源是首先必须解决的问题. 馈源模型将严重影响时域有限差分法的性能和稳定性. 目前已经提出了一些解决方法, Wu 给出了同轴线馈电方法^[2], 但是建模复杂. Sheen 等人提出了电压馈源模型^[3], 源面上除硬电压源区域外, 其余地方看作磁壁, 但由此获得的低频结果不理想. Luebbers 提出了内阻型电压馈源模型^[4], 在电压源中引入了内阻, 以吸收反射回源面的电磁波, 但当源内阻较大时, 时域模拟出现不稳定性. 本文研究了馈源模型, 提出了电流馈源模型, 包括无内阻型和内阻型电流馈源模型.

2 无内阻型电流馈源模型

在无耗、均匀、各项同性媒质中, 电磁场满足

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_s + \partial \mathbf{E} / \partial t \quad (1)$$

其中 \mathbf{J}_s 是外加激励电流密度. 若 $\mathbf{J}_s = J_{sz} \hat{e}_z$, 源面位于 $y = j_0$, 设置激励源的区域为 S , 则在 Yee 网格上离散式 (1), 得到源面 S 区域上电场分量 E_z 的有限差分方程

$$E_z^{n+1} \left(i, j_0, k + \frac{1}{2} \right) = E_z^n \left(i, j_0, k + \frac{1}{2} \right) + \frac{1}{x} \left[H_y^{n+1/2} \left(i + \frac{1}{2}, j_0, k + \frac{1}{2} \right) - H_y^{n+1/2} \left(i - \frac{1}{2}, j_0, k + \frac{1}{2} \right) \right] - \frac{1}{y} \left[H_x^{n+1/2} \left(i, j_0 + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) - H_x^{n+1/2} \left(i, j_0 - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) \right]$$

$$- J_{sz}^{n+1/2} \left(i, k + \frac{1}{2} \right) \quad (2)$$

其余两个电场分量的有限差分方程与常规方程相同. 由于 $J_{sz}^{n+1/2}(i, j)$ 是外加电流, 同时馈源中没有任何损耗, 因此式 (2) 属于无内阻型电流馈源模型. 对于 z 向激励的馈源, 在源面适当位置按式 (2) 加入外加电流, 而源面其余地方仍采用常规的有限差分方程, 不必对源面作特殊处理, 因此算法简单. 实际上, 只需在原算法基础上, 在源面的 S 区域加入

$$E_z^{n+1} \left(i, j_0, k + \frac{1}{2} \right) = E_z^n \left(i, j_0, k + \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{x} J_{sz}^{n+1/2} \left(i, k + \frac{1}{2} \right) \quad (3)$$

其中 E_z 由常规有限差分方程计算, E_z 是源面上的总场. 计算区域内部产生的反射波可以自由通过源面, 当式 (2) 中的激励项降为零时, 它就退化为一般的有限差分方程.

下面重新分析参考文献 [3] 中的矩形贴片天线. 分别采用高斯脉冲信号波形的无内阻型电流馈源模型和 Sheen 的电压馈源模型激励微带贴片天线. 图 1 给出了由此获得的输入参考面上微带

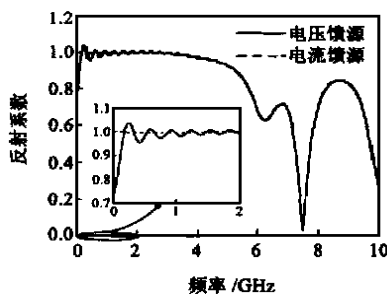


图 1 输入反射系数幅度分布

贴片天线的反射系数幅频特性。可以看到,由 Sheen 的电压馈源模型获得的结果在低频出现振荡,这是由于把源面设成磁壁,导致源面附近感应出直流电流,虽然在实现过程中采取了一些扼制措施,但仍将造成一定干扰。在高频,两种馈源模型具有相同的计算精度。

3 内阻型电流馈源模型

当无内阻型电流馈源模型激励具有基本无耗谐振结构的电磁问题时,由于电磁能量来回反射而不能消耗,使电磁响应极其缓慢地趋于稳态。虽然上节的微带天线在低频属于无耗情况,但时域模拟时,由于微带线一端被边界条件端接,贴片天线反射回微带线的电磁能量经馈源后入射到截断边界,在忽略边界条件不理想造成的反射的情况下,其将全部吸收出射波,因此相当于端接了一个匹配负载。然而对于振子天线这类结构,若采用这个馈源模型,由于在一些频率上模拟结构和馈源模型都不存在损耗机制,就可能出现上面提到的问题。一个自然的想法就是在电流馈源模型中引入损耗内阻,以吸收反射回馈源的电磁能量。为此必须修改常规有限差分方程,在均匀、有耗媒质中,电磁场满足方程

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_S + \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \mathbf{J} \quad (4)$$

其中 \mathbf{J} 是张量电导率, \mathbf{J}_S 是外加激励电流密度。如果外加电流沿 z 向激励,则

$$\mathbf{J}_S = J_S \hat{z} \quad \mathbf{J} = \hat{z} \quad (5)$$

因此式(4)的 z 向分量方程为

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} - \frac{\partial H_y}{\partial y} = z E_z + \frac{\partial E_z}{\partial t} + J_{Sz} \quad (6)$$

其余两个分量的方程与常规方程相同。仍然设源面位于 $y = j_0$, 激励源区域为 S , 在 Yee 网格上离散式(6), 得到源面 S 区域上电场分量 E_z 的有限差分方程

$$\begin{aligned} E_z^{n+1} \left(i, j_0, k + \frac{1}{2} \right) &= C_z \left(i, j_0, k + \frac{1}{2} \right) E_z^n \left(i, j_0, k + \frac{1}{2} \right) \\ &+ D_z \left(i, j_0, k + \frac{1}{2} \right) \left\{ \frac{1}{x} \left[H_y^{n+1/2} \left(i + \frac{1}{2}, j_0, k + \frac{1}{2} \right) - H_y^{n+1/2} \left(i - \frac{1}{2}, j_0, k + \frac{1}{2} \right) \right] \right. \\ &\left. - \frac{1}{y} \left[H_x^{n+1/2} \left(i, j_0 + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) - H_x^{n+1/2} \left(i, j_0 - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) \right] \right\} - D_z \left(i, j_0, k + \frac{1}{2} \right) J_{Sz}^{n+1/2} \left(i, k + \frac{1}{2} \right) \quad (7) \end{aligned}$$

设源内阻 r_s 沿 z 向加载在一个 Yee 网格上, 根据电导率和电阻之间的关系

$$r_s = z / (x \ y \ z) \quad (8)$$

得到方程(7)的系数为

$$C_z(i, j, k) = \frac{2(i, j, k) - (t \ z) / (r_s \ x \ y)}{2(i, j, k) + (t \ z) / (r_s \ x \ y)} \quad (9)$$

$$D_z(i, j, k) = \frac{2 \ t}{2(i, j, k) + (t \ z) / (r_s \ x \ y)}$$

可以看到, 无内阻型电流馈源模型实际上就是内阻型电流馈源模型 $r_s = \infty$ 时的特例。

下面时域模拟自由空间中全长为 $2l = 0.75\text{m}$ 的振子天线, 天线沿 z 轴放置。时域模拟时, 通过设置天线位置处的电场分量 E_z 为零来模拟细线天线^[5]。分别采用几种馈源模型激励这个电磁问题, 包括无内阻型电压和电流馈源模型和不同

阻值的内阻型电压和电流馈源模型。图2分别给出了由时域模拟获得的时域天线输入电压和电流, 相关参数也在图中给出。可以看到, 采用无内阻型电压馈源模型时, 天线时域输入电压响应不收敛于零, 因此它不适用于激励这类结构。其余馈源模型中, 无内阻型电压馈源模型所需的模拟时间最长。50 的内阻型电压馈源模型的模拟时间比无内阻型电压馈源模型减少一半, 但仍不理想, 它唯一可变的是源内阻, 然而当增加内阻时, 比如 $r_s = 500$ 时, 时域有限差分算法变得不稳定, 因此它只适用于小阻值情况。如果采用低阻值内阻型电流馈源模型激励细线天线, 所需的模拟时间与等值的内阻型电压馈源模型相当, 当增加其内阻时, 时域有限差分算法不但稳定, 而且模拟时间进一步缩短, 比如当内阻达到 $r_s = 500$ 时, 所需的模拟时间仅是内阻为 $r_s = 50$ 的电流和电压馈源模型的三分之一, 因此它明显优于内阻型电压馈源模型。

由于不同馈源模型激励下获得的瞬态响应各不相同, 下面分析它们的计算精度。对时域电压 $v(t)$ 和电流 $i(t)$ 作 Fourier 变换, 得到振子天线的输入阻抗 $Z_{in}(\omega)$

$$Z_{in}(\omega) = F[v(t)] / F[i(t)] \quad (10)$$

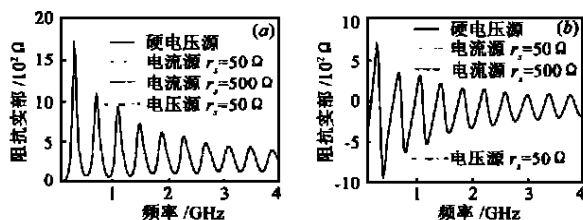


图3 细线振子天线输入阻抗的频域分布

结果如图3所示, 其中图(a)是天线的输入电阻, 图(b)是天线的输入电抗。由图可以看到, 四种馈源模型具有相同的计算精度, 然而由于采用高阻值内阻型电流馈源模型所需的模拟时间最少, 因而最优。

4 结束语

本文研究了影响时域有限差分法性能和稳定性的馈源模型问题, 分别给出了稳定的无内阻型和内阻型电流馈源模型, 也给出了它们的物理解释和算法实现。应用表明, 前者实现简单, 计算精度高于 Sheen 的电压馈源模型, 但不适于分析诸如振子天线这类在频带上存在无损耗或基本无损耗谐振结构的

电磁问题.为此在馈源中引入了内阻,提出了内阻型电流馈源模型,与内阻型电压馈源模型相比,它不随内阻的增大而出现不稳定性,而且模拟时间随内阻的适当增加而进一步减少.数值实验表明,这些馈源模型具有相同的计算精度.

参考文献:

- [1] A. Taflov, Computational Electrodynamics: the Finite-difference Time-domain Method [M]. Norwood, MA: Artech House, 1995.
- [2] C. Wu, K.-L. Wu, Z.-Q. Bi, etc., Accurate characterization of planar printed antennas using finite-difference time-domain method [J]. IEEE Trans. on AP, 1992, AP-40(5): 526 - 533.
- [3] D. M. Sheen, S. M. Ali, M. D. Abouzahra, etc., Application of the three-dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits [J]. IEEE Trans. on MTT, 1990, MTT-38(7): 849 - 857.
- [4] R. J. Luebbers, H. S. Langdon, A simple feed model that reduces time steps needed for FDTD antenna and microstrip calculations [J]. IEEE Trans. on AP, 1996, AP-44(7): 1000 - 1005.
- [5] M. R. Zunoubi, N. H. Younan, J. H. Beggs, etc., FDTD analysis of linear antennas driven from a discrete impulse excitation [J]. IEEE Trans. on EMC, 1997, EMC-39(3): 247 - 250.
- [6] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele, Antenna Theory and Design [M]. John Wiley & Sons, 1981.
- [7] 倪光正, 钱秀英, 电磁场数值计算 [M]. 高等教育出版社, 1996.
- [8] 邹谋炎, 反卷积和信号复原 [M]. 中国科技大学研究生院(北京)讲义, 1998.
- [9] Stogryn A., Estimates of brightness temperature from scanning radiometer data [J]. IEEE Trans. Antenna and Propagat., 1978, 26(5): 720 - 726.

作者简介:



袁伟良 1970 年 12 月出生, 分别于 1993 年, 1996 年和 1999 年在西安电子科技大学获得工学学士, 硕士和博士学位. 目前主要从事电磁兼容, 天线分析与设计和电磁场数值计算方法等方面的研究.



梁昌洪 1943 年 12 月出生, 1965 年毕业于西北电讯工程学院无线电物理系, 自 1967 年起, 任教于西安电子科技大学微波电信工程系, 目前为该校教授, 博士生导师. 1980 年到 1982 年作为访问学者在美国 Syracuse 大学深造. 目前的主要研究兴趣包括计算电磁学, 计算微波网络理论, 电磁散射和逆散射, 电磁孤子, 分形电动力学和瞬态电磁学. 中国电子学会会士和 IEEE 高级会员.

(上接第 110 页)

- [4] Komiya, K., High resolution imaging by supersynthesis (SSR) for the passive microwave remote sensing of the earth [J]. Electronic Letters, 1991, 27: 389 - 390.
- [5] 吴季, 张升伟, 董晓龙, 赵凯, 高分辨率微波辐射计关键技术研究 [R]. 中国科学院空间科学与应用研究中心内部报告, 1999, 4.
- [6] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele, Antenna Theory and Design [M]. John Wiley & Sons, 1981.
- [7] 倪光正, 钱秀英, 电磁场数值计算 [M]. 高等教育出版社, 1996.
- [8] 邹谋炎, 反卷积和信号复原 [M]. 中国科技大学研究生院(北京)讲义, 1998.
- [9] Stogryn A., Estimates of brightness temperature from scanning radiometer data [J]. IEEE Trans. Antenna and Propagat., 1978, 26(5): 720 - 726.