

文章编号: 1672-2892(2012)05-0562-04

时域有限差分法求解微带结构 S 参数

刘建晓^{1,2}

(1.衡水学院 电子与信息工程学院, 河北 衡水 053000; 2.南京农业大学 理学院, 江苏 南京 210095)

摘 要: 应用时域有限差分(FDTD)方法对微带结构传输特性进行了研究, 提出了一种可提高计算微波传输系统 S 参数效率的方法。通过记录参考点的电流与电压值, 求得传输系统的输入阻抗 Z_{in} 。利用传输线理论可以得到反射系数 S_{11} 与传输阻抗 Z_{in} 的关系。进一步推导得到了任意端口网络的传输系数 S_{n1} 与 Z_{in} 的表达式。利用此方法避免了 FDTD 计算过程中入射波与反射波的分离问题, 使建模更加紧凑, 降低了计算机内存。在提高计算效率的同时也降低了编程计算的复杂度。

关键词: 微带结构; 散射参数; 时域有限差分; 输入阻抗

中图分类号: TN455

文献标识码: A

Solving S -parameters of microstrip structure using FDTD method

LIU Jian-xiao^{1,2}

(1.School of Electronics and Information Engineering, Hengshui University, Hengshui Hebei 053000, China;

2.College of Science, Nanjing Agricultural University, Nanjing Jiangsu 210095, China)

Abstract: The Finite Difference Time Domain(FDTD) method is adopted to study the transmission characteristics of microstrip structure, and a novel method is proposed to improve the efficiency of S -parameter computation. The Input impedance Z_{in} of the system can be obtained by recording the current and voltage values of reference points. According to transmission line theory, the relationship between reflection coefficient S_{11} and the transfer impedance Z_{in} can be built. And an expression for the relationship between S_{n1} and Z_{in} of n -port network is obtained by further studying. The method avoids a problem of separating the incident and reflect waves when using FDTD, which makes the model more compact, saves the computer memory, and reduces the complexity of programming.

Key words: microstrip structure; scattering parameters; Finite Difference Time Domain; input impedance

微带电路的发展是电子技术发展史上的一次飞跃, 其体积小, 重量轻, 易于集成等优点使得其应用日益广泛。微带电路参数的分析是微带电路设计的重要环节, 目前使用比较广泛的是传输线理论、腔模理论及矩量法。但這些方法都存在一定的局限性^[1], 利用时域有限差分(FDTD)方法在很大程度上可以弥补这些方法的不足。FDTD 方法由 Yee 在 1968 年提出^[2], 采用网格离散的方法将电场 E 与磁场 H 巧妙地分配到网格的棱中心与面中心上, 利用蛙跳式的步进方式使电场与磁场在每一个时间步进行迭代更新。FDTD 是目前广泛使用的一种数值方法, 可应用于微波结构 S 参数的提取、天线辐射方向图的计算以及散射体 RCS 的计算等^[3-5]。FDTD 方法结合计算机技术已能处理十分复杂的电磁问题。

1 求解微带电路 S 参数的一般方法

对于微带结构的传输特性, Kong 和 Sheen 等^[6]早在 1990 年就采用 FDTD 方法进行了计算, 得到了相应的阻抗、传播常数及 S 参数。为了计算两端口之间的散射参数, 选取高斯脉冲或微分高斯脉冲作为激励源, 激励源距离微带不连续端约 10 个网格, 同时还必需要知道参考面处的入射波和反射波。对于微带结构, 通常采用 50 Ω 的匹配微带线作为导行波的波导。为了模拟无界的自由空间, 微带线边界采用吸收边界条件, 一般为 PML(Perfectly Matched Layers)。传统的方法^[7]是将输入端的微带线无限延伸, 或采用总场、散射场技术^[8]使入射波与反射波分

离, 在参考面记下入射波与反射波, 或者运行 2 次程序^[9], 分别计算入射波与反射波, 在输出端口记下传输波。然后, 根据 Fourier 变换得到频域上的入射波、反射波与传输波。将这些时域波形通过 Fourier 变换得到频域波形, 由此得到散射参数:

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{V_r(\omega, y_1) - V_{in}(\omega, y_1)}{V_{in}(\omega, y_1)} \\ S_{n1} = \frac{V_n(\omega, y_n)}{V_{in}(\omega, y_1)} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $V_r(\omega, y_1)$ 表示频域的输入端口总电压; $V_{in}(\omega, y_1)$ 为频域入射电压; $V_n(\omega, y_n)$ 为第 $n(n>1)$ 端口频域传输电压; y_1, y_n 表示观察点所在位置坐标。

2 新方法的提出

引言中提到的几种计算 S 参数的方法都有一个共同的特点, 就是必须将入射波与反射波分别提取出来。这在某种程度上增加了程序的复杂程度。本文提出利用输入阻抗计算 S 参数的方法, 解决了这个问题。首先, 利用 FDTD 算法, 求得微带线(模型如图 1)端口总的时域波形, 由于微带剖面极低, 可以近似将端口的电压、电流应用静场关系表示^[10]。在 FDTD 循环中利用时域电场 $\mathbf{E}$ 与磁场 $\mathbf{H}$ 按式(2)、式(4)进行运算, 就得到了端口的时域电压与电流波形。具体实现过程如下: 对于观察点 $P(i, j, k)$, 对电场 $\mathbf{E}$ 沿 L 进行积分, 得端口总电压:

$$V_r = \int_A^B \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = - \int_{z=0}^{z=h} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = - \sum_{k=1}^{n_{k1}} E_{z_{i,j,k}} \Delta z \quad (2)$$

式中: $n_{k1} = h / \Delta z$, 即微带线的厚度, h 为介质厚度, Δz 为贴片厚度方向的空间步长。当横截面的电长度很小时有效。当积分沿微带中间进行时最准确。同样, 对于端口总电流:

$$I_r = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \approx \oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} \quad (3)$$

在微带电路中对于环路 C 有:

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} \approx \sum_{i=i1}^{i2} \Delta x \left[H_{x_{i,j1,k1-1}} - H_{x_{i,j1,k1}} \right] + \Delta z \left[H_{z_{i,j1,k1}} - H_{z_{i-1,j1,k1}} \right] \quad (4)$$

式中: $i1, i2$ 为微带线 X 方向坐标; Δx 为贴片宽度方向的空间步长。这样在 FDTD 运行的同时得到了端口的时域电压 $V_r(t)$ 、电流 $I_r(t)$ 。上述步骤仅仅是在运算过程中做了简单的求和运算, 因此, 对内存和计算时间的影响可以忽略不计。

则输入阻抗可以表示为:

$$Z_{in} = \frac{V_r(\omega, y_1)}{I_r(\omega, y_1)} \quad (5)$$

利用传输线理论亦可知:

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (6)$$

式中 Z_0 为微带线特征阻抗。本文取 50Ω , 在介电常数为 ϵ , 介质厚度为 h 的基板上微带线宽为 W 。与式(1)联立, 输入电压可表示为:

$$V_{in} = \frac{V_r(\omega, y)}{1 + S_{11}(\omega, y)} \quad (7)$$

于是

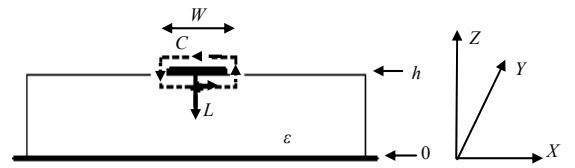


Fig.1 Magnetic integral loop
图1 磁场积分回路

$$S_{21} = \frac{V_2(\omega, y_2)}{V_{in}(\omega, y_1)} = \frac{V_2(\omega, y_n)}{V_r(\omega, y_1)} [1 + S_{11}(\omega, y_1)] \quad (8)$$

这样做的好处是在不分离入射波与反射波的情况下,利用端口总电压就可以求出反射系数与传输系数。同样道理,对于 n 端口网络有:

$$S_{n1} = \frac{V_n(\omega, y_n)}{V_{in}(\omega, y_1)} = \frac{V_n(\omega, y_n)}{V_r(\omega, y_1)} [1 + S_{11}(\omega, y_1)] \quad (9)$$

通过以上分析,应用此方法可以把模型建造得更紧凑,从而更能节约计算空间和内存。

3 实例分析

3.1 微带低通滤波器

对图2所示微带低通滤波器进行仿真分析。本例中采用高斯脉冲作为激励源,其半波宽度 $T=15$ ps,延时 $t_0=3T$ 。FDTD 离散空间步长分别为 $\Delta x=0.4064$ mm, $\Delta y=0.4233$ mm, $\Delta z=0.265$ mm, $\Delta t=\Delta z/2c$ 。截断边界使用6层PML。

对于上述模型应用本文方法建模空间为 $83 \times 49 \times 30$, 运行3000步的时间为125.968 s。应用常规做法^[7]模型占据空间为 $83 \times 99 \times 30$, 运行3000步所需时间为217.578 s。可以看出,本文方法主要节约了电磁波传播方向上微带线的长度,在计算空间上节省了近50%,并且所耗时间也节约了42%。而对于 S 参数的计算精确度,由图3、图4也可以看出计算结果与一般方法吻合较好。

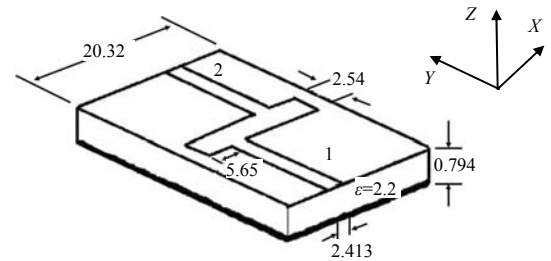


Fig.2 Low-pass filter
图2 低通滤波器模型

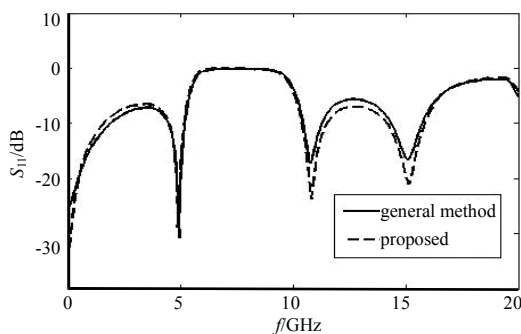


Fig.3 S_{11} of low-pass filter
图3 S_{11} 曲线

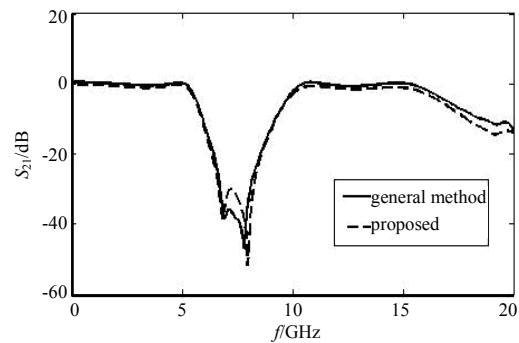


Fig.4 S_{21} of low-pass filter
图4 S_{21} 曲线

3.2 微带分支耦合器

对图5所示微带分支耦合器进行仿真,空间步长分别取为 $\Delta x=0.4064$ mm, $\Delta y=0.4064$ mm, $\Delta z=0.265$ mm, $\Delta t=\Delta z/2c$ 。FDTD 计算空间为 $65 \times 69 \times 30$, 截断边界使用6层PML。图6为该耦合器的散射参数,运行时间步为3000步。可以看出,此方法对于多端口的微波网络依然保持着很好的计算精确度。

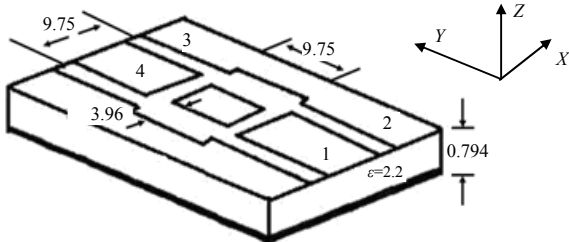


Fig.5 Branch line coupler
图5 耦合器模型

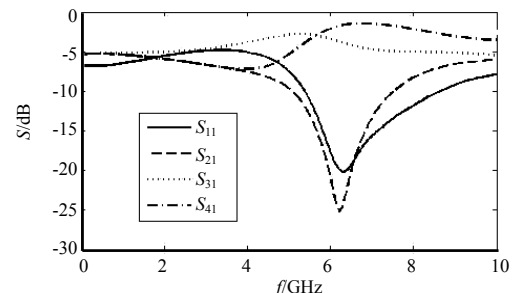


Fig.6 Scattering parameters of branch line coupler
图6 耦合器散射参数

4 结论

本文提出一种新方法应用到 FDTD 求解微带结构散射参数的程序中, 通过简单的公式推导代换, 达到了降低计算内存和提高计算速度的目的。仿真得到了与文献给出的计算值和测量值相一致的结果, 从而证明了此方法的准确性与有效性, 并且不增加编程难度, 因此值得推广和应用。

参考文献:

- [1] 党涛,郑宏兴. 微带电路和天线的时域仿真[J]. 中国民航学院学报, 2003,21(4):44-48.
- [2] Yee K. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations isotropic media[J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 1966,14(3):302-307.
- [3] 赵亚敏,许家栋. 应用 UPML 的 FDTD 法计算平面微带电路[J]. 信息与电子工程, 2009,7(5):404-408.
- [4] 梁超,丁亮,程芝峰,等. 基于 FDTD 方法的等离子体天线参数的数值计算[J]. 中国科学院研究生院学报, 2009, 26(2):268-273
- [5] 张世田,任小红,杨利霞,等. 一种基于FDTD 的目标双站RCS计算方法及其应用[J]. 微波学报, 2011,27(3):5-8.
- [6] 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.
- [7] Sullivan D M. Electromagnetic Simulation using the FDTD Method[M]. New York, USA: John Wiley & sons Inc., 2000.
- [8] 尹家贤,谭怀英,刘克成,等. FDTD 中微带线激励源分析[J]. 国防科技大学学报, 2000,22(5):60-63.
- [9] Qian Y, Itoh T. FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas[M]. Tokyo: Realize Inc., 1999.
- [10] 王伟吉. FDTD 算法用于微带电路分析与设计研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2006.

作者简介:



刘建晓(1984-), 男, 河北省衡水市人, 硕士, 从事电磁波的传播与散射的教学与研究工作.
email: lxf9431@yahoo.com.cn.

(上接第 537 页)

参考文献:

- [1] 田华. 船载“动中通”定向天线控制系统研究与开发[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2008.
- [2] 魏英杰. 动中通地面站卫星天线伺服控制系统[J]. 无线电通信技术, 2007,33(3):30-32.
- [3] 林回祥,朱弘. 大型系留气球测控系统软件设计[J]. 信息与电子工程, 2010,8(3):360-363.
- [4] 黄翌,陈丽娟. 气球控制安全中的双机冗余设计[J]. 信息与电子工程, 2010,8(3):357-359.
- [5] 郝路瑶,赵建勋,苏刚. “动中通”稳定与跟踪技术[J]. 雷达与对抗, 2006(2):48-51.
- [6] 林晓尧. “动中通”移动卫星电视直播系统[J]. 现代电视技术, 2007(4):108-112.

作者简介:



唐黎江(1981-), 男, 安徽省巢湖市人, 硕士, 工程师, 主要研究领域为浮空器测控系统设计、雷达系统软件设计、卫星通信领域软件设计. email: andytang1689@126.com.