

卫星赋形天线矩形同轴线馈电网络的 FDTD 分析*

徐善驾 周平

(中国科学技术大学无线电系, 安徽, 合肥, 230027)

摘要 采用时域有限差分(FDTD)方法分析了构成卫星赋形天线馈电网络(BFN)的矩形同轴线各种不连续性结构的散射特性. 该方法通过模拟波的传播过程直接求解结构的散射参数, 与模匹配方法相比, 分析过程大为简化. 将计算结果与实验值进行了比较, 二者吻合很好, 充分证明了本文方法的有效性和精确性.

关键词 时域有限差分方法, 卫星赋形天线馈电网络, 矩形同轴线, 不连续性.

FDTD ANALYSIS FOR SATELLITE BFN CONSISTING OF RECTANGULAR COAXIAL LINES*

XU Shan-Jia ZHOU Ping

(University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui 230027, China)

Abstract The scattering characteristics of various rectangular coaxial line discontinuities, with which a satellite beamforming network (BFN) was built, were investigated by the finite difference time domain (FDTD) method. The scattering parameters were directly calculated through the simulation procedure of the wave propagation, thus the analysis was tremendously simplified as compared with the mode matching method. Good agreement was found between the numerical results and the experimental data. The effectiveness and accuracy of the present method were thus justified.

Key words FDTD method, satellite BFN, rectangular coaxial line, discontinuity.

引言

在 X 波段频率以下, 金属波导由于重量、体积等方面的因素不再适用卫星赋形天线系统, 而矩形同轴线构成的卫星赋形天线馈电网络具有结构紧凑、重量轻及损耗低的优点, 被广泛应用于 C 波段的卫星馈线系统中, 因此, 矩形同轴线不连续性问题的分析对卫星赋形天线的设计具有重要意义. 但是由于实际应用中电路的复杂性和多样性, 采用经典的模匹配方法来分析这类问题时工作量很大且相当繁复, 而时域有限差分(FDTD)方法特别适合于分析和计算三维复杂导波结构的问题, 正好能克服这方面的困难.

本文首次应用 FDTD 方法分析了几种典型的矩形同轴线三维不连续性结构的散射特性, 并将数值结果与实验数据进行了比较, 以验证本文分析的有效性.

1 分析方法

在采用 FDTD 方法分析矩形同轴线不连续性结构时, 计算区域用 Yee^[1] 网格来划分. 当空间的网格尺寸确定之后, 时间步长 Δt 需要满足以下的稳定性条件^[2]

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}}, \quad (1)$$

式(1)中 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 为一个 FDTD 网格的尺寸.

由于矩形同轴线主模为 TEM 模, 因此选择入射场分布函数 $f(x, y)$ 如图 1 所示. 在时间域上, 入射场采用 Gauss 脉冲函数^[3~5], 即

$$E_{inc} = f(x, y) \exp\left[-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}\right]. \quad (2)$$

式(2)中 $T = 20 \sim 40 \Delta t, t_0 = 2 \sim 5T$. 由于结构的对称性, 求解域可作如下的简化, 对在 x 和 y 两个方向上都

* 国家自然科学基金(编号 69671028)资助项目
稿件收到日期 2001-02-14, 修改稿收到日期 2001-09-12

* The project supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 69671028)
Received 2001-02-14, revised 2001-09-12

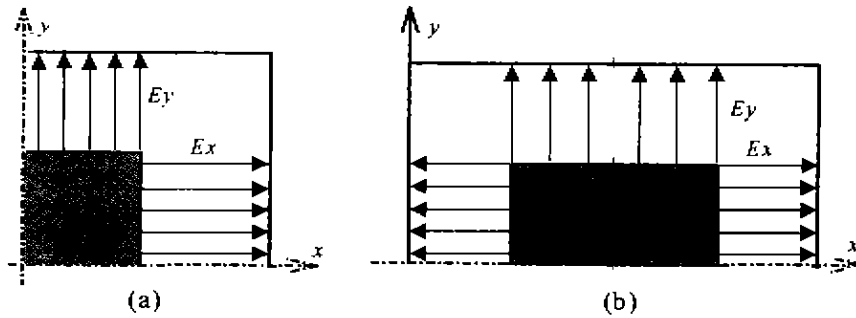


图 1 入射面上的场分布
(a) 1/4 横截面 (b) 1/2 横截面

Fig. 1 Field distributions on the incident plane

(a) a quarter of transverse cross-section (b) a half of transverse cross-section

具有对称性的结构,我们采用如图 1(a)所示的 1/4 横截面场分布;对只在 y 方向上具有对称性的结构,我们采用如图 1(b)所示的 1/2 横截面场分布.

入射面和终端截断面上需要采用吸收边界条件.由于矩形同轴线的主模是 TEM 模,其传播的相速度与频率无关,因而采用一阶 Mur 吸收边界条件^[6]即可达到较好的准确度.假如在入射面($z=0$ 面)上,沿 $-z$ 方向传输的波 $f(x,y,z,t)$ 满足条件

$$\left[\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \right] f(x,y,z,t) \Big|_{z=0} = 0, \quad (3)$$

则在 $z=0$ 面上,切向电场所满足的吸收边界条件(3)的离散化应表示为

$$E_x^{n+1}(i + \frac{1}{2}, j, 0) = E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, 1) + \frac{c\Delta t - \Delta z}{c\Delta t + \Delta z} \left[E_x^{n+1}(i + \frac{1}{2}, j, 1) - \right.$$

$$\left. E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, 0) \right], \quad (4)$$

$$E_y^{n+1}(i, j + \frac{1}{2}, 0) = E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, 1) + \frac{c\Delta t - \Delta z}{c\Delta t + \Delta z} \left[E_y^{n+1}(i, j + \frac{1}{2}, 1) - E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, 0) \right]. \quad (5)$$

在输入端口和输出端口各设置一个参考面,并记录随时间变化的场的幅度,经数值积分算出内外导体的电压,通过 Fourier 变换,即可得到不连续性结构的散射参数.

2 数值结果

卫星赋形天线矩形同轴线馈电网络主要由阶梯、T 型接头以及分支定向耦合器等不连续性结构组成,本文采用 FDTD 方法分析了这些结构的散射

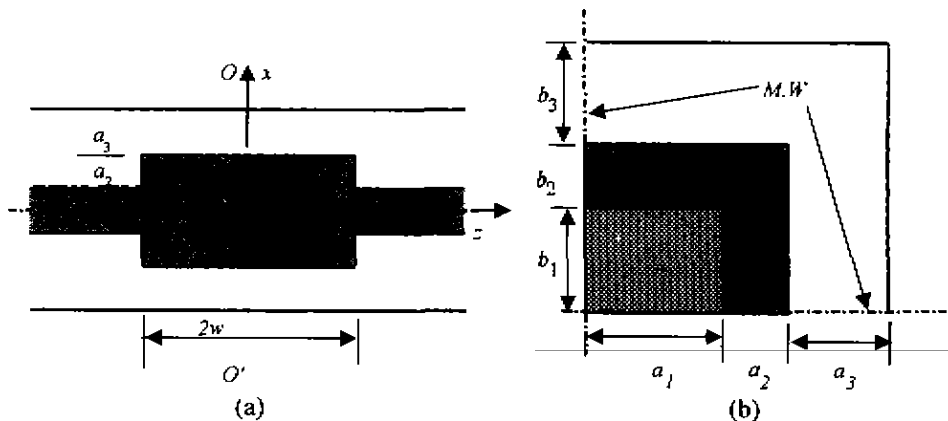


图 2 矩形同轴线双阶梯
(a) 纵截面 (b) 1/4 横截面

Fig. 2 Double steps in the rectangular coaxial line

(a) longitudinal cross-section (b) a quarter of transverse cross-section

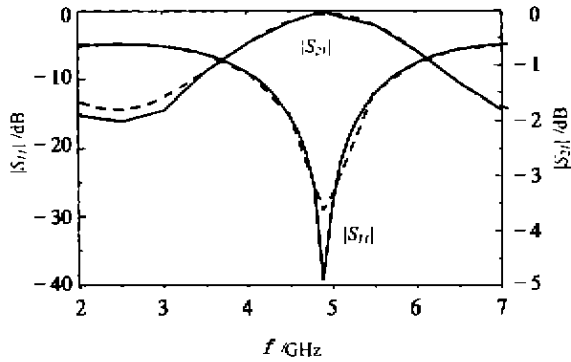


图 3 矩形同轴线双阶梯的散射参数
 Fig. 3 The scattering parameters of the double steps in rectangular coaxial line
 $(a_1=1.52 \text{ mm} \quad a_2=1.48 \text{ mm} \quad a_3=0.815 \text{ mm}$
 $b_1=1.52 \text{ mm} \quad b_2=0 \quad b_3=2.295 \text{ mm}$
 $w=15.0 \text{ mm})$

参数,具体的数值结果及与实验数据的比较如下。

2.1 矩形同轴线双阶梯

如图 2 所示,这种结构在 x, y, z 方向上都具有对称性,因此可以当作一个单端口网络来考虑。入射场采用图 1(a)中的 $1/4$ 横截面情况下的分布。 z 方向上以 $O-O'$ 面为电壁对称面计算一次,再以磁壁对称面算一次,两次所得的反射系数分别记为 R_c 和 R_m ,则根据微波网络理论有

$$S_{11} = (R_c + R_m) / 2, \tag{6}$$

$$S_{21} = (R_c - R_m) / 2, \tag{7}$$

而反射系数 R_c 和 R_m 由式(8)决定

$$R = \frac{V_{ref}(f)}{V_{inc}(f)} = \frac{V_{tot}(f) - V_{inc}(f)}{V_{inc}(f)} \tag{8}$$

式(8)中 V_{inc} 是不连续性不存在的情况下,终端面采用吸收边界条件时(即无限长波导)的入射电压, V_{tot} 为总电压,即终端面为电壁或磁壁时入射端口参考面上记录的电压值,反射电压 V_{ref} 为总电压与入射电压之差。

数值结果与实验结果的比较如图 3 所示,图中实线为本文计算结果,虚线为文献[9]测量值。

2.2 矩形同轴线 T 型接头

图 4 所示为一般的矩形同轴线非对称 T 型接头的截面图,这种结构只在 y 方向上具有对称性,因此采用图 1(b)中的 $1/2$ 横截面情况下的场分布激励。在端口 1、2 和 3 分别记录随时间变化的电压值 V_1, V_2 和 V_3 ,从而得到散射参数

$$S_{11} = V_{ref}(f) - V_{inc}(f) / V_{inc}(f), \tag{9}$$

$$S_{21} = V_2(f) / V_{inc}(f), \tag{10}$$

$$S_{31} = V_3(f) / V_{inc}(f). \tag{11}$$

图 5 给出了计算结果与测量值的比较,图中实践为本文计算结果,三角号为文献[9]测量值。

2.3 矩形同轴线分支定向耦合器

图 6 给出了矩形同轴线双分支定向耦合器示意图。因为这种定向耦合器结构在 x, y, z 方向上都具有对称性,因此只要有有关的边界条件取得合适该四端口网络就可以简化为一个单端口网络来分析。入射场采用图 1(b)中的 $1/2$ 横截面情况下的场分布形式。由于 x, z 方向对称面为电壁或磁壁,因而有 4 种不同情况的组合。设每种情况下图 6 单端口网络的反射系数分别为 R_{cs}, R_{ms}, R_{cs} 和 R_{ms} ,其中第一个下标代表 z 方向对称面,第二个下标代表 x 方向对称面, s 代表磁壁(对称), a 代表电壁(反对称)。定向耦

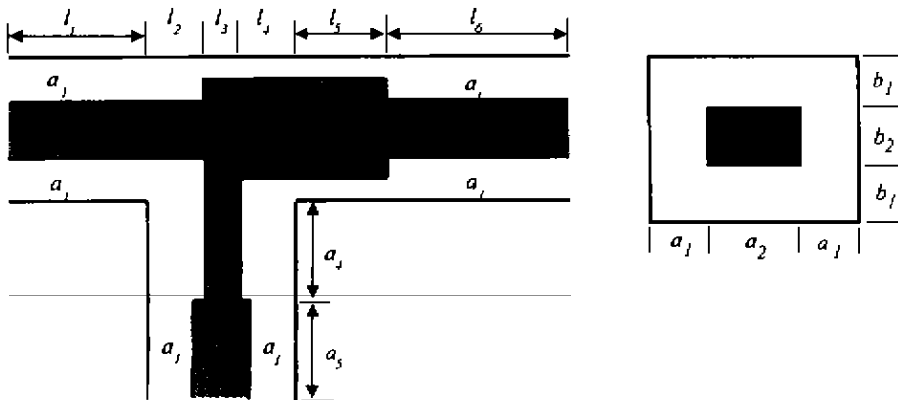


图 4 矩形同轴线非对称 T 型接头纵截面和横截面图
 Fig. 4 Longitudinal and transverse cross-sections of asymmetrical T-junction in the rectangular coaxial line

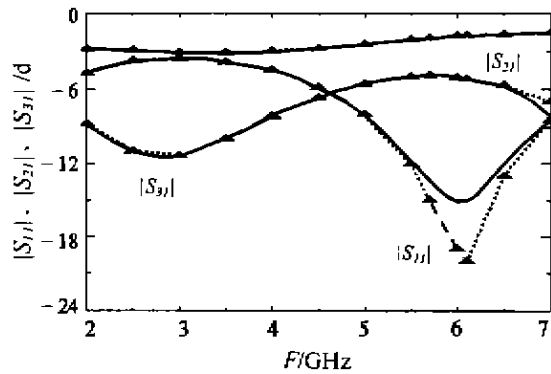


图5 矩形同轴线非对称T型接头散射参数
Fig. 5 The scattering parameters of asymmetrical T-junction in rectangular coaxial line

($a_1=2.295$ mm $a_2=3.04$ mm $a_3=6.00$ mm
 $a_4=16.185$ mm $a_5=20.00$ mm $b_1=2.295$ mm
 $b_2=3.04$ mm $l_1=2.295$ mm $l_2=3.065$
 $l_3=1.50$ mm $l_4=3.065$ mm $l_5=21.185$ mm
 $l_6=15.00$ mm)

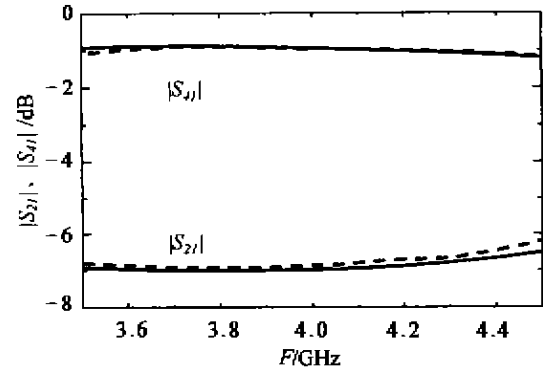


图7 矩形同轴线双分支定向耦合器散射参数
Fig. 7 The scattering parameters of two-branch-directional coupler in rectangular coaxial line

($a_1=2.34$ mm $a_2=6.92$ mm $a_3=11.60$ mm
 $a_4=9.29$ mm $a_5=8.04$ mm $b_1=4.64$ mm
 $b_2=2.32$ mm $l_1=3.14$ mm $l_2=3.34$
 $l_3=3.39$ mm $l_4=7.15$ mm $l_5=1.25$ mm)

合器的散射参数由以下公式确定^[10]:

$$S_{11} = (R_{11} + R_{21} + R_{31} + R_{41}) / 4, \quad (12)$$

$$S_{21} = (R_{11} - R_{21} + R_{31} - R_{41}) / 4, \quad (13)$$

$$S_{31} = (R_{11} + R_{21} - R_{31} - R_{41}) / 4, \quad (14)$$

$$S_{41} = (R_{11} - R_{21} - R_{31} + R_{41}) / 4, \quad (15)$$

数值结果和实验数据的比较如图7所示,图中实线为本文计算值,虚线为文献[9]测量值.

采用类似的过程,我们还分析了图8所示的矩形同轴线三支定向耦合器的散射参数,图9给出了散射参数的计算结果,实线为本文计算值,虚线为文献[8]测量值.

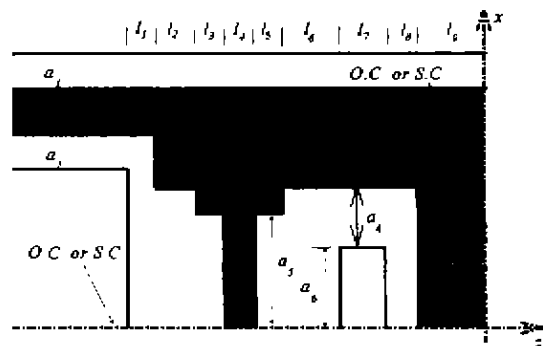


图8 矩形同轴线三支定向耦合器1/4纵截面图
Fig. 8 1/4 longitudinal cross-section of three-branch-directional coupler in rectangular coaxial line

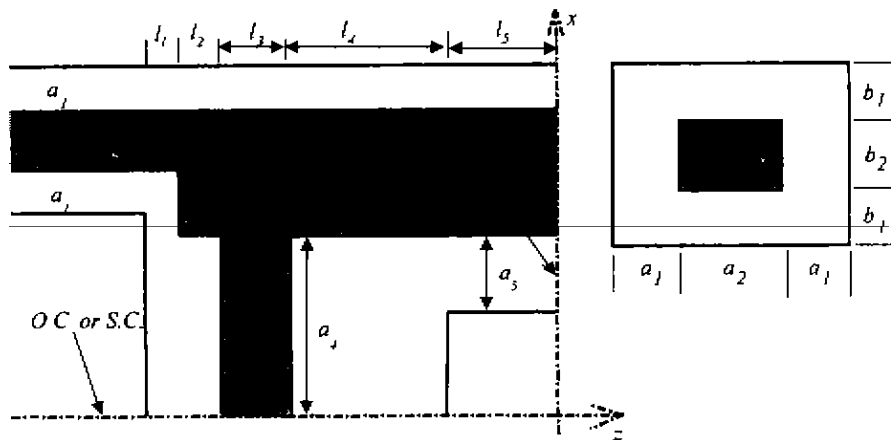


图6 矩形同轴线双分支定向耦合器1/4纵截面和横截面图
Fig. 6 1/4 longitudinal and transverse cross-sections of two-branch-directional coupler in rectangular coaxial line

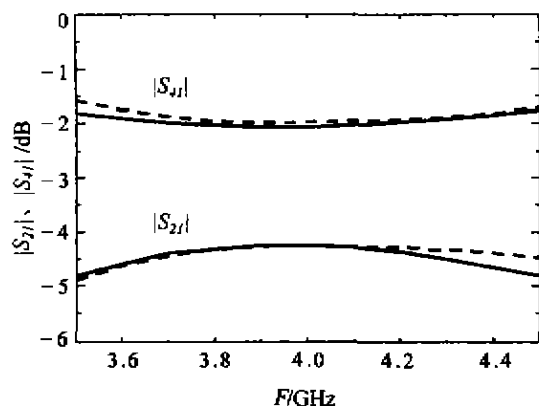


图9 矩形同轴线三支定向耦合器散射参数
Fig. 9 The scattering parameters of three-branch-directional coupler in rectangular coaxial line

($a_1=2.34$ mm $a_2=6.92$ mm $a_3=10.44$ mm
 $a_4=10.33$ mm $a_5=9.26$ mm $a_6=1.25$ mm
 $b_1=4.64$ mm $b_2=2.32$ mm $l_1=5.22$ mm
 $l_2=3.36$ mm $l_3=2.32$ mm $l_4=0.70$ mm
 $l_5=2.32$ mm $l_6=1.98$ mm $l_7=2.50$ mm
 $l_8=1.98$ mm $l_9=13.92$ mm)

以上通过对各种矩形同轴线不连续性散射特性的计算与实验结果的比较,充分证实本文分析方法具有简单、适用和精确的特点。

REFERENCES

- [1] Yee K S. Numerical solution of initial boundary value

problems involving Maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Trans. AP*, 1966, 14(5):302—307

- [2] Taflov A, Brodwin M E. Numerical solution of steady state electromagnetic scattering problems using the time dependent Maxwell's equations. *IEEE Trans. MTT*, 1975, 23(8):623—630
- [3] ZHANG X, FANG J, MEI K K, *et al.* Calculation of dispersive characteristics of microstrips by the time-domain finite difference method. *IEEE Trans. MTT*, 1988, 36(2):263—267
- [4] ZHANG X, MEI K K. Time domain finite difference approach to the calculation of the frequency dependent characteristics of microstrips discontinuities. *IEEE Trans. MTT*, 1988, 36(12):1775—1787
- [5] Sheen D M, Ali S A, Abouzabra M D, *et al.* Application of the three-dimensional time-domain method to the analysis of planar microstrips circuits. *IEEE Trans. MTT*, 1990, 38(7):849—857
- [6] Mur G. Absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time domain electromagnetic-field equation. *IEEE Trans. EC*, 1981, 23(11):377—382
- [7] Hese J Van, Zurter D De. Modeling of discontinuities in general coaxial waveguide structures by the FD-TD method. *IEEE Trans. MTT*, 1992, 40(3):547—556
- [8] XU S, WU X, GUO W, *et al.* Scattering characteristics of rectangular coaxial line branching directional coupler. *IEEE MGWL*, 1993, 3(1):6—8
- [9] XU S, WU X, GUO W, *et al.* Scattering characteristics of rectangular coaxial line discontinuities. *IEE PMAP*, 1995, 142(3):257—264
- [10] XU S, Peng S T, Schwering F K. Effect of transition waveguide on dielectric waveguide directional couplers. *IEEE Trans. MTT*, 1989, 37(4):686—690