

FDTD 结合广义网络连接理论分析 缝隙阵功分网络系统

张 玉, 梁昌洪, 李 龙

(西安电子科技大学电子工程学院, 陕西西安 710071)

摘 要: FDTD 方法已经被广泛应用于各种微波工程问题中, 但是对于大型和复杂系统, 计算资源的限制成为它进一步发展的约束瓶颈. 本文提出采用 FDTD 分析复杂系统中的基础元件, 再结合广义网络连接理论获得复杂系统整体特性的方案. 缝隙阵的功分网络是一个典型的复杂微波系统, 文中对 5 端口功分网络进行了实例分析, 数值结果表明了本文方案的有效性.

关键词: 时域有限差分法; 广义网络连接理论; 功分网络

中图分类号: TN626 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 07-1062-04

Analysis of Power Division Network of Slot Array with FDTD and the Generalized Network Connection Theory

ZHANG Yu, LIANG Changhong, LI Long

(School of electronic engineering, Xidian Univ, Xidan, Shaanxi 710071, China)

Abstract: The FDTD method has found its wide applications in various microwave engineering problems. Limited by computation resources, however, the method can't be directly employed in analyzing complicated systems. A scheme combining the FDTD method with the generalized network connection theory is presented to overcome this drawback. First, the basic units of a complicated network are simulated with the FDTD method, then the characteristic of the complicated system is analyzed with the generalized network connection theory. The power division network of slot antenna array is a typical complicated microwave system. The property of a power division network with five ports is analyzed in the paper. Numerical results obtained show the effectiveness of the scheme.

Key words: FDTD; generalized network connection theory; power division network

1 引言

时域有限差分(FDTD)方法^[1]作为一种电磁场数值计算方法, 已经引起工程电磁界和理论电磁界的广泛关注. 应用 FDTD 方法不仅能方便地模拟各种具有复杂结构的微波电路, 而且可以形象地描绘电磁波在微波电路中的传播过程, 由此可加深对微波电路特性的认识, 有助于微波电路的设计和改进; 其次, FDTD 方法作为一种时域方法, 只需一次计算便可获得很宽频带内微波电路参数的全部频域信息.

但是, 问题如果涉及到微波工程中常见的复杂系统, 由于计算资源的限制, FDTD 方法很难施展出其强大的计算能力. 作为问题的解决思想, 本文提出: 如果一大型系统有若干个基础元件组成, 而且各个元件之间高阶调落模的影响可以忽略, 则可以先采用 FDTD 分析基础元件, 而再用广义网络连接理论分析其系统特性. 见图 1 所示.

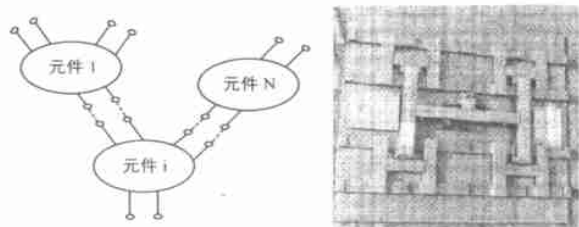


图 1 基础元件和任意连接系统 图 2 某大型波导宽边缝隙阵

波导缝隙阵列(图 2)的整体功分网络, 如图 3 所示, 是其中的典型实例.

采用 FDTD 对系统做分析由于计算量过大难于实现, 我们带隔板 H 面 T 作为基础元件, 由 FDTD 模拟得到其 s 参数, 再将三个 H 面 T 组成的五端口功分网络采用广义网络连接理论得到系统的宽带特性. 而且, 本文采用准静态子网格算

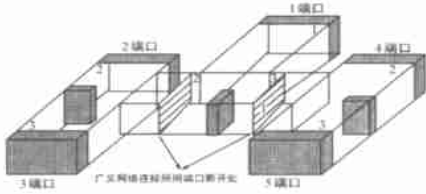


图 3 隔板 H2T 功分网络的分析模型

法^[2]进行细小螺钉的 FDTD 建模, 可以方便的模拟任意长度的调配螺钉对基础元件的影响。

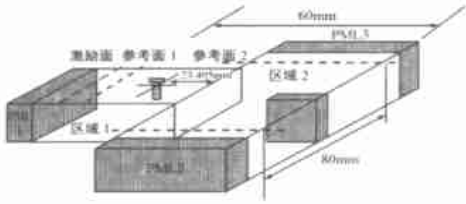


图 4 隔板 H2T 功分器的计算模型

2 含调配螺钉的 H2T 基础元件

对于含有调配螺钉的隔板 H2T 功率分配器(图 4), 本文采用准静态子网算法^[2]进行细小螺钉的 FDTD 建模。

如果一个半径为 a 的 PEC 棒沿着 z 方向置于 Yee 网格中, 导线的半径 $a < 0.15 \Delta x$, a 远远小于一个波长, 那么这决定了下面假设的合理性: 法向电场和周向的磁场在导线附近有 $1/r$ 的依赖关系, r 是距离导线中心的径向距离。基于此假设, 对于图 5(a) 的情况, 导线附近的场对空间的依赖关系可以近似写为:

$$H_y(r, j, k) \propto H_y(i, j, k) \frac{\Delta x}{2r}, E_x(r, j, k) \propto E_x(i, j, k) \frac{\Delta x}{2r}$$

$$E_x(r, j, k+1) \propto E_x(i, j, k+1) \frac{\Delta x}{2r}, E_z(i, j, k) = 0,$$

$$E_z(i+1, j, k) = \text{constant}.$$

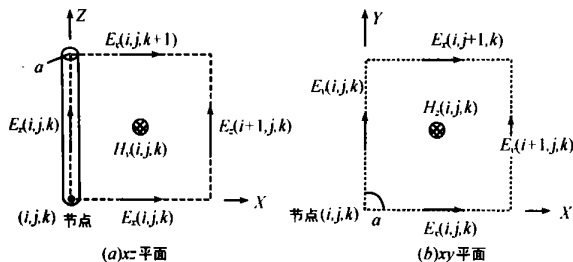


图 5 细小导线 FDTD 建模示意

利用 Maxwell 电场的旋度方程(法拉第定律)来计算通过四个电场位置的围线积分:

$$0 + \oint E_x(i, j, k+1) \frac{\Delta x}{2r} dr - E_z(i+1, j, k) \Delta z - \oint E_x(i, j, k) \frac{\Delta x}{2r} dr = -L \Delta z \frac{9}{9t} \oint H_y(i, j, k) \frac{\Delta x}{2r} dr \quad (1)$$

式(1)可以化简为:

$$\frac{\Delta x}{2} E_x(i, j, k+1) \ln\left(\frac{\Delta x}{a}\right) - \frac{\Delta x}{2} E_x(i, j, k) \ln\left(\frac{\Delta x}{a}\right)$$

$$- E_z(i+1, j, k) \Delta z = - \frac{L \Delta x \Delta z}{2} \ln\left(\frac{\Delta x}{a}\right) \frac{9 H_y(i, j, k)}{9t} \quad (2)$$

对式(2)右侧的时间导数进行差分处理后, 得到:

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{L} \# \left[\frac{E_z^n(i+1, j, k) - E_z^n(i, j, k+1) - E_z^n(i, j, k)}{(\Delta x/2) \ln(\Delta x/a) \Delta z} \right] \quad (3)$$

同理可得:

$$H_y^{n+1/2}(i-1, j, k) = H_y^{n-1/2}(i-1, j, k) + \frac{\Delta t}{L} \# \left[\frac{E_z^n(i-1, j, k) - E_z^n(i-1, j, k+1) - E_z^n(i-1, j, k)}{(\Delta x/2) \ln(\Delta x/a) \Delta z} \right] \quad (4)$$

同样可求得 yz 平面上的场迭代方程为:

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{L} \# \left[\frac{E_y^n(i, j, k+1) - E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j+1, k)}{\Delta z (\Delta y/2) \ln(\Delta y/a)} \right] \quad (5)$$

$$H_x^{n+1/2}(i, j-1, k) = H_x^{n-1/2}(i, j-1, k) + \frac{\Delta t}{L} \# \left[\frac{E_y^n(i, j-1, k+1) - E_y^n(i, j, k-1) - E_y^n(i, j-1, k)}{\Delta z (\Delta y/2) \ln(\Delta y/a)} \right] \quad (6)$$

参见图 5(b), 可求得 xy 平面上的场迭代方程为:

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = H_z^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{L(\Delta x \Delta y - \Delta a^2/4)} \# \left[E_y(i, j, k) \frac{\Delta y}{2} \ln\left(\frac{\Delta y}{a}\right) - E_x(i, j, k) \frac{\Delta x}{2} \ln\left(\frac{\Delta x}{2}\right) + E_x(i, j+1, k) \Delta x - E_y(i+1, j, k) \Delta y \right] \quad (7)$$

其余三个临近导线位置处 $H_z(i-1, j, k)$, $H_z(i, j-1, k)$, $H_z(i-1, j-1, k)$ 的公式类似。注意上述公式仅在 PEC 细小导线附近时才被采用, 电场的更新按照正常方式进行迭代求解。

为了验证程序的有效性, 本文首先计算了图 4 所示位置放置螺钉(螺钉伸到下波导壁)的情况, 为了突出对螺钉的建模, 本算例中 H2T 功分器不带有隔板。波导尺寸为 $221.86 \text{ mm} \times 101.16 \text{ mm}$, 波导壁厚为 11.27 mm , 激励信号源按照下式变化:

$$g(t) = \sin(2\pi f_0 t) e^{-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2}$$

其中, $t_0 = 101 \text{ ns}$, $T = t_0/4$, $f_0 = 101 \text{ GHz}$ 。FDTD 模拟时, 网格尺寸选为 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.635 \text{ mm}$, 时间步长选择满足关系式 $c\Delta t = 0.5 \Delta x$, c 为光速。

计算结果如图 6 所示。可见, 本文的结果与平面电路法^[3]的分析结果完全吻合。

由算法局限所致, 平面电路方法不能处理任意长度的螺

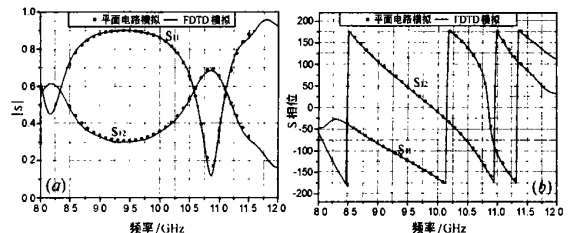


图 6 (a) 含有螺钉的 H2T 功分器 S 参数幅度;

(b) 含有螺钉的 H2T 功分器 S 参数相位

钉,而上述方法可以方便的分析任意长度的调配螺钉对功分器件的影响.

下面本文分析带有螺钉的隔板 H2T 功分器. 隔板厚度为波导壁厚, 螺钉深度为 2.54mm. 计算所得的部分 S 参数如图 7 所示. 为了对比, 图中同时给出了没有调配螺钉的隔板 H2T 功率分配器的 S 参数特性. 可见加上调配螺钉后, S_{11} 的幅度值在更宽的频带内趋于等波纹.

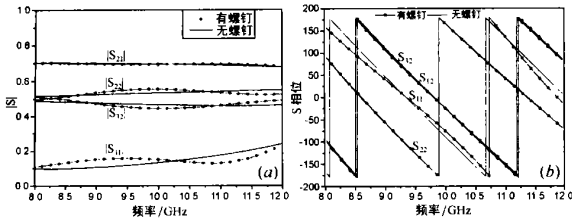


图 7 (a) 隔板 H2T 功分器 S 参数的幅度对比图;
(b) 隔板 H2T 功分器 S 参数的相位对比图

3 网络的任意连接理论

由文献[4]可知, 有若干网络任意连接成 m 端口网络. 端口 1 到端口 m 是对外端口; 而 $m+1$ 到 n 则为互连端口, 其连接方式是端口 $m+1$ 和 $m+2$ 相连; 端口 $m+3$ 和 $m+4$ 相连, , 端口 $n-1$ 和 n 相连. 显然, $n-m=p$ 必为偶数.

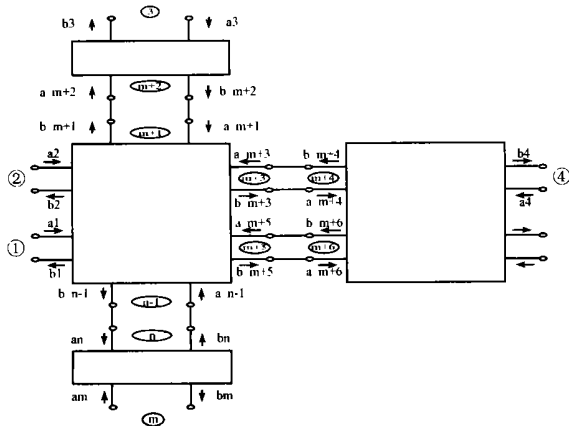


图 8 复杂网络连接模型

解决这一问题的办法是: 先假想 n 端口网络, 这时必须注意, 应把原网络 $m+1$ 和 $m+2$ 处, $m+3$ 和 $m+4$ 处, , $n-1$ 和 n 处断开, 从而在形式上组成 n 端口网络, 在此 n 端口网络中, $m+1, m+2, , n-1, n$ 均为互不连接的独立端口, 如图 8 所示.

我们写出这时的散射矩阵 $[S]_C$, 有

$$\begin{bmatrix} [b_I] \\ [b_{II}] \end{bmatrix} = [S]_C \begin{bmatrix} [a_I] \\ [a_{II}] \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\text{其中 } [S]_C = \begin{bmatrix} [S_{I I}] & [S_{I II}] \\ [S_{II I}] & [S_{II II}] \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$[b_I] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_m \end{bmatrix} \quad [a_I] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_m \end{bmatrix} \quad [b_{II}] = \begin{bmatrix} b_{m+1} \\ b_{m+2} \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \quad [a_{II}] = \begin{bmatrix} a_{m+1} \\ a_{m+2} \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$[S_{I I}] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & \cdots & S_{1m} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{m1} & S_{m2} & \cdots & S_{mm} \end{bmatrix}$$

$$[S_{I II}] = \begin{bmatrix} S_{1, m+1} & S_{2, m+2} & \cdots & S_{1, n} \\ S_{2, m+1} & S_{2, m+2} & \cdots & S_{2, n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{m, m+1} & S_{m, m+2} & \cdots & S_{m, n} \end{bmatrix}$$

$$[S_{II I}] = \begin{bmatrix} S_{m+1, 1} & S_{m+1, 2} & \cdots & S_{m+1, m} \\ S_{m+2, 1} & S_{m+2, 2} & \cdots & S_{m+2, m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n, 1} & S_{n, 2} & \cdots & S_{n, m} \end{bmatrix}$$

$$[S_{II II}] = \begin{bmatrix} S_{m+1, m+1} & S_{m+1, m+2} & \cdots & S_{m+1, n} \\ S_{m+2, m+1} & S_{m+2, m+2} & \cdots & S_{m+2, n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n, m+1} & S_{n, m+2} & \cdots & S_{n, n} \end{bmatrix} \quad (11)$$

容易导出,

$$[S_m] = [S_{I I}] + [S_{I II}] \{ [E] - [S_{II II}] \}^{-1} [S_{II I}] \quad (12)$$

其中

$$[E] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

只要已知各个基础元件联合而成的 $[S]_C$, 我们就可以得到对外 m 个端口的复杂系统特性.

4 功分网络系统

采用本文提出的方法, 分析由三个隔板 H- T 基础元件组成的五端口功分网络, 很容易得到整个系统的 S 参数特性. 为了便于和平面电路法对比, 图 9、10 给出了没有调配螺钉的功分网络特性.

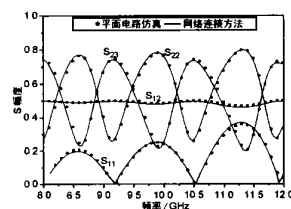


图 9 功分网络的部分 S 参数幅度

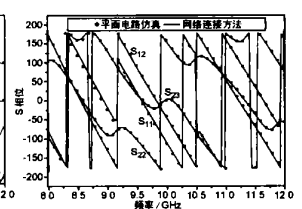


图 10 功分网络的部分 S 参数相位

由图可以看出,在 8-12GHz 的宽频带范围内, FDTD 结合网络方法模拟的结果与平面电路方法的分析结果是相同的,这验证了本文提出的方案分析功分网络的有效性. 图中 S_{11} 的幅度分布在宽频带内呈现出多个零点.

如果考虑某个隔板功分器中调配螺钉的影响,依本文方案,则按照前述细小导线建模方法提取 S 参数后,重新进行 S 参数级联即可,此处不再赘述.

5 结论

本文提出了 FDTD 结合广义网络连接理论分析波导缝隙阵列功分网络的方案,并结合细小导线的建模技术分析了含有细小调配螺钉的 H2T 功分器件的 S 参数特性,数值结果表明了本文提供的方案分析复杂功分网络的有效性. 本文给出的网络理论结合数值方法思想便于推广到更加复杂馈电网络系统的分析中,对于大型波导缝隙阵列复杂功分网络的分析有着重要的现实意义.

参考文献:

- [1] K S Yee. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media [J]. IEEE Trans, 1966, AP21(4): 302-306.
- [2] K R Umashankar, et al. Calculation and experimental validation of induced currents on coupled wires in an arbitrary shaped cavity [J]. IEEE Trans, 1987, AP35: 1248-1257.
- [3] 大越孝敬, 三好旦六. 平面电路 [M]. 北京: 科学出版社, 1982. 101-122.

- [4] 梁昌洪. 计算微波 [M]. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1985.

作者简介:



张 玉 男, 1978 年 4 月出生于安徽淮北, 现为西安电子科技大学电磁场与微波技术专业博士研究生, 主要从事电磁场数值计算、电磁兼容、并行计算等方面的研究工作.



梁昌洪 男, 1943 年 12 月出生于上海, 教授, 博士生导师, 中国电子学会会士、IEEE Senior member, 研究方向包括计算场论、计算微波、微波网络理论、电磁散射与逆散射、电磁兼容等方面.



李 龙 男, 1977 年 1 月出生于贵州安顺, 1998 年毕业于西安电子科技大学, 获电磁场与微波技术专业学士学位, 同年进入硕士研究生阶段的学习, 现为西安电子科技大学直接攻博研究生, 主要从事电磁场数值计算、电磁兼容、广义谐振、孔耦合理论等方面的研究工作.