

文章编号: 1672-2892(2010)03-0273-04

FDTD 分析准八木天线的算法实现

张文涛, 杨向华, 周邦华

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621900)

摘要: 介绍时域有限差分(FDTD)法计算准八木天线驻波比的算法实现方法。文中利用模型描述文件对天线进行了建模和网格划分; 将各向异性完全匹配层(UPML)吸收边界分区编写, 并利用区域的对称性简化了程序; 采用带内阻的电压源作为激励源; 最后从总电压中分离出入射电压和反射电压, 得到了准八木天线的驻波比。实际制作了一个准八木天线并进行了测试, 计算结果与实测结果基本一致, 表明该实现方法是正确和有效的。

关键词: 准八木天线; 时域有限差分; 建模; 网格划分; 吸收边界条件

中图分类号: TN823⁺.17

文献标识码: A

Programming analysis of the quasi-Yagi antenna by using FDTD method

ZHANG Wen-tao, YANG Xiang-hua, ZHOU Bang-hua

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621900, China)

Abstract: The Finite Difference Time Domain(FDTD) method was used to calculate the Voltage Standing Wave Ratio(VSWR) of a quasi-Yagi antenna. The model of the antenna was created and the mesh was generated by using model describing file. To simplify the calculating program, a Uniaxial anisotropic Perfectly Matched Layer(UPML) region was divided into six sub-regions and sub-regional symmetry was taken into account. The voltage source with lumped resistance was as excitation in the program. At last, VSWR was obtained by separating input voltage from total. A prototype quasi-Yagi antenna was fabricated and measured. The simulation result approximated to the measurement result, which proved the method had been correct.

Key words: quasi-Yagi antenna; FDTD; modeling; grid generation; absorbing boundary condition

准八木(quasi-Yagi)天线最早由 Qian 等人提出^[1], 它继承了传统八木天线优良的辐射特性, 又结合了平面微带技术的多种优点, 有着广泛的应用前景^[2]。

准八木天线结构复杂, 难以使用经典理论方法计算。国外对准八木天线的研究很多^[3-4], 这些文章采用 FDTD 法对准八木天线进行了分析, 但都只给出了分析结果, 没有具体的方法。本文详细描述了用 FDTD 法计算准八木天线驻波比的实现方法, 这些方法对天线的计算以及优化设计具有重要意义。

1 算法实现

FDTD 法的基本公式可参照文献[5], 这里不再赘述, 仅介绍其算法实现方法。

1.1 建模和网格划分

准八木天线的结构如图 1 所示。天线正面包括引向器、偶极子及馈电网络, 背面由截断的接地板作为反射器。

对天线进行建模和网格划分可以采用以下步骤: 将介质、导体和空气等材料编号; 将天线分解成矩形、三角形等基本组件, 并将各组件的形状、坐标及材料等信息存储在模型描述文件中, 如图 2 所示; 根据模型描述文件确定各方向的计算范围; 根据设定的网格长度将计算范围等分, 建立一个三维网格空间; 依次将模型描述文件中各组件的材料编号填充到对应的坐标范围, 得到一个由材料编号组成的三维材料矩阵。计算模块通过调用材料矩阵就能确定各电场和磁场分量的系数。

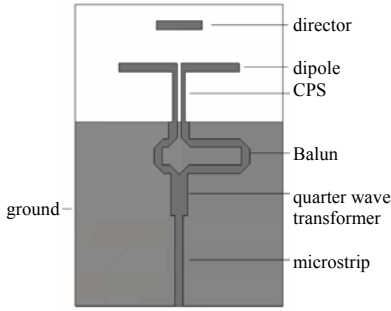


Fig.1 Schematic of the quasi-Yagi antenna
图1 准八木天线示意图

shape type	coordinate	material type
begin_<components>		
# 2	-7.5 7.5 -11.6 8.4 -0.635 0.0	2
# 2	-7.5 7.5 -11.6 0.0 -0.635 -0.635	9
# 1	-1.65 1.65 6.6 7.2 0.0 0.0	9
# 1	-4.35 -0.15 3.6 4.2 0.0 0.0	9
end_<components>		
begin_<source>	source location	
# 0.0-11.6-0.635 0		
end_<source>		

Fig.2 Model describing file
图2 模型描述文件

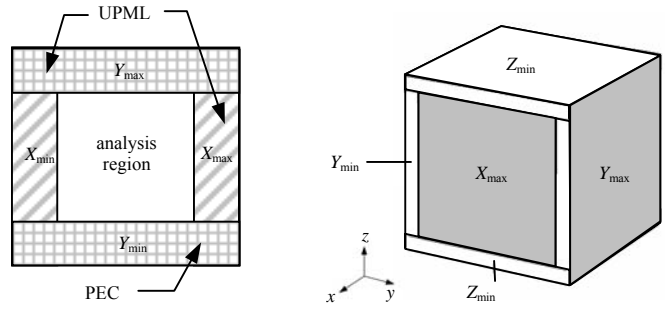
模型描述文件中存储了天线的结构信息，当天线结构变化时，修改文件就可以重新建模。因此，这种建模方法还可以用于其它结构的天线。

1.2 吸收边界条件

准八木天线模型的6个边界都需设为吸收边界条件，如图3所示。这里采用吸收效果好且易于编程的各向异性完全匹配层(UPML)^[6]。UPML在计算区域和吸收边界区有统一的形式。在计算区域，电导率和损耗系数只与材料有关，可以由材料矩阵确定；而在吸收边界区，电导率和损耗系数随区域和层数变化，这给编程带来了困难。

为解决这个问题，本文采取以下措施：计算区域的电磁场分量按一般的迭代式计算^[6]，仅在吸收边界区采用UPML形式；根据电导率和损耗系数的变化规律，将吸收边界区分成6个子区域，如图3所示，每个子区域都能较容易地编写各分量的迭代式。由于对称子区域的参量完全相同，因此2个区域的迭代式可以写在同一个循环中。

计算模块根据网格划分得到的网格数及UPML层数建立电磁场分量的三维数组。在每个时间步，计算区域和吸收边界区的电磁场分别计算。这样使计算区域的程序得以简化，并且节约了一定的内存。



(a) part of the computational domain in z direction

(b) 3-D view of divided UPML region

Fig.3 Schematic of computational domain and divided UPML region
图3 计算区域及UPML分区示意图

1.3 激励源和匹配负载

为了避免激励源的虚假反射，FDTD中常采用一种激励方法是：将激励源当作麦克斯韦方程组中的一项电流源 J_s 进行推导^[7]，得到激励电场的差分形式：

$$E_z^{n+1}(i_s) = E_z^n(i_s) + \frac{\Delta t}{\epsilon} (\nabla \times \mathbf{H})_z \Big|_{i_s}^{n+\frac{1}{2}} + E_z^{inc}(i_s) \quad (1)$$

式中： $E_z^n(i_s)$ 表示格点 i_s 处第 n 个时间步的电场分量； Δt 表示时间步； $E_z^{inc}(i_s)$ 表示由电流源引入的附加电场。当 $E_z^{inc}(i_s) = 0$ 时，激励电场 $E_z^{n+1}(i_s)$ 退化为一般的FDTD公式。另外，为了避免二次反射，还应在端口端接匹配负载。

有集总电阻的位置电场的FDTD计算公式为：

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \left(\frac{1 - \frac{\Delta t \Delta z}{2R\epsilon \Delta x \Delta y}}{1 + \frac{\Delta t \Delta z}{2R\epsilon \Delta x \Delta y}} \right) E_z^n(i, j, k) + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\epsilon}}{1 + \frac{\Delta t \Delta z}{2R\epsilon \Delta x \Delta y}} \right) (\nabla \times \mathbf{H})_z \Big|_{i, j, k}^{n+\frac{1}{2}} \quad (2)$$

式中 R 表示格点 (i, j, k) 处的电阻。利用式(1)和式(2)可以构造出一个阻性电压源，其电场可表示为：

$$E_z^{n+1}(i_s) = \left(\frac{1 - \frac{\Delta t \Delta z}{2R\epsilon \Delta x \Delta y}}{1 + \frac{\Delta t \Delta z}{2R\epsilon \Delta x \Delta y}} \right) E_z^n(i_s) + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\epsilon}}{1 + \frac{\Delta t \Delta z}{2R\epsilon \Delta x \Delta y}} \right) (\nabla \times \mathbf{H})_z \Big|_{i_s}^{n+\frac{1}{2}} - \left(\frac{\frac{\Delta t}{R\epsilon \Delta x \Delta y}}{1 + \frac{\Delta t \Delta z}{2R\epsilon \Delta x \Delta y}} \right) E_z^{inc} \quad (3)$$

这里的 E_z^{inc} 可以按式(4)选取，调节参量 ω 和 τ 就可以改变激励信号的频谱。

$$E_z^{inc}(t) = \cos(\omega t) \exp\left[-\frac{4\pi(t-t_0)^2}{\tau^2}\right] \quad (4)$$

激励源和匹配负载同时表达在式(3)中, 非常适合编程。对于具体的准八木天线, 只需要将激励端口处所有 E_z 写成式(3)的形式即可, 如图 4(a)所示。可以假设激励源的内阻均匀分布在端口处, 如图 4(b)所示。准八木天线馈线的特征阻抗是 $50\ \Omega$, 因此每个网格的电阻为 $(50N_z/N_x)\ \Omega$ 。

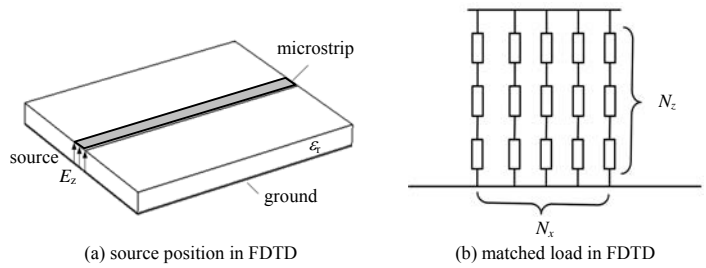


Fig.4 Source of the quasi-Yagi antenna in FDTD model
图4 FDTD中的激励源

1.4 结果提取

计算天线的驻波比需要知道端口的入射电压和反射电压, 但 FDTD 只能得到端口的总电压。这里采用一种常用的方式^[8]: 计算一段足够长的微带线, 在端口处得到入射电压; 计算天线模型, 得到端口处的总电压。傅里叶变换后, 就可以从总电压中分离出反射电压, 从而根据定义求出天线的驻波比。

2 数值计算

根据以上方法分别编写建模和网格划分模块、计算模块、激励模块、UPML 模块以及后处理模块等, 最后得到完整的计算程序。设 $\Delta x = \Delta y = 0.1\ \text{mm}$, $\Delta z = 0.127\ \text{mm}$, 网格划分模块根据准八木天线的模型描述文件生成网格, 网格数为 $185 \times 260 \times 52$; 根据 Courant 稳定条件, 选取 $dt = 1.85 \times 10^{-13}\ \text{s}$; 调整激励源参数, 激励信号的时域波形和频谱如图 5 所示; 设 UPML 层数为 8; 调用计算模块开始计算; 后处理模块收集端口处的时域场分量, 并将其变换到频域, 最后得到天线的驻波比。

实际制作了一个准八木天线, 如图 6 所示, 其工作频带为 $8\ \text{GHz} \sim 12\ \text{GHz}$ 。天线驻波比的 FDTD 仿真结果和测试结果的对比如图 7 所示。从图中可以看出, 在天线的工作频带内, 计算结果与实测结果很接近。

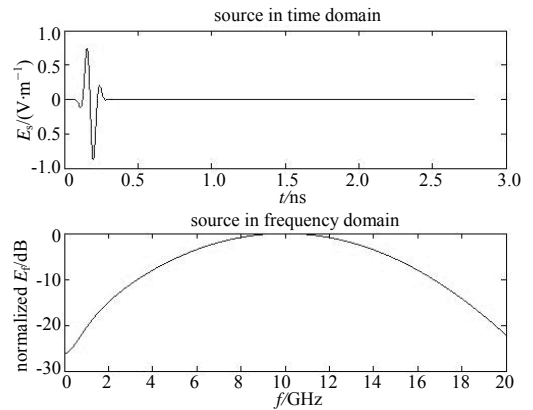


Fig.5 Source in time domain and frequency domain
图5 激励信号的时域波形及频谱图

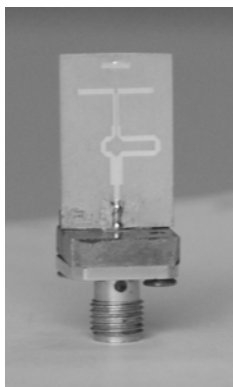


Fig.6 Prototype of quasi-Yagi antenna
图6 实际制作的准八木天线

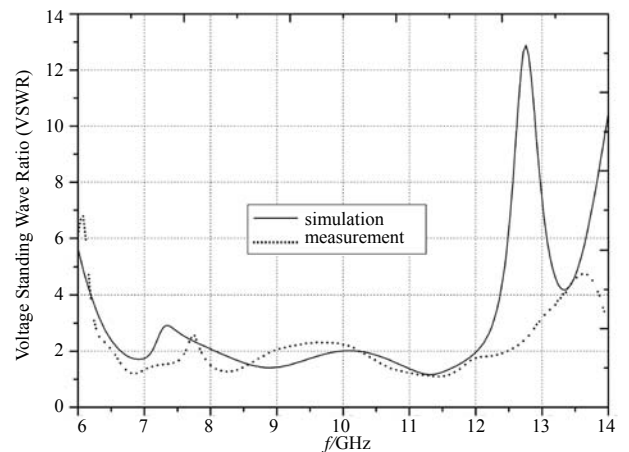


Fig.7 FDTD simulation and measured VSWR of the quasi-Yagi antenna
图7 准八木天线驻波比的 FDTD 仿真结果和测试结果

3 结论

本文较为详细地介绍了 FDTD 计算准八木天线驻波比的算法实现方法, 并采用这些方法计算得到了准八木天线的驻波比。仿真结果与实测结果很接近, 表明该方法是正确和有效的。

(下转第 317 页)