

# UHF 波段开槽天线宽带阻抗特性分析<sup>1</sup>

张国华 袁乃昌 付云起

(国防科技大学电子科学与技术系 长沙 410073)

**摘 要** 该文采用时域有限差分法 (FDTD) 对开槽天线在 UHF 频段的宽带阻抗特性进行了分析计算。

文中给出了计算所得到的一个 Vivaldi 天线的宽带驻波参数。通过与实验结果相比较可以看出, 两者比较吻合, 从而证明该文采用的分析模型和处理方法是可行有效的。根据得到的结果, 开槽天线的驻波比至少在 2 个倍频程范围内变化不大, 符合宽带工作的要求。

**关键词** 开槽天线, 时域有限差分法, 宽带阻抗特性

**中图分类号** TN820

## 1 引言

超宽带天线的发展已有几十年的历史, 其种类很多, 如等角螺旋天线、对数周期天线、TEM 喇叭、双锥天线、平面开槽天线等等。这些天线中间, 平面开槽天线具有重量轻、体积小、便于设计加工、易于大规模集成等优势, 是一种比较优秀的超宽带天线。同时, 它也是目前一种常用的超宽带相控阵天线阵元。长期以来, 国外对开槽天线的研究比较多, P.J.Gibson、R.Janaswany 和 D.H.Schaubert 等学者对该天线进行了大量的分析<sup>[1,2]</sup>, 国内也有相关文献出现<sup>[3]</sup>。但是, 这些文献大多分析计算的是开槽天线的远场辐射方向图, 对天线的宽带阻抗特性分析的比较少, 而采用的方法多是矩量法 (MOM) 等频域方法。采用传统的频域方法分析宽带天线, 需要在不同的频率点上进行重复的计算, 计算量大并且得到的结果是离散频率点上的值。如果采用时域方法, 计算天线在脉冲激励下的瞬态响应, 通过时频变换就可以在一次计算中获得其宽带特性。可见, 在天线的宽带特性分析上, 时域分析方法具有其独到的优势。时域有限差分法 (FDTD) 就是一种直接时域计算方法。本文采用 FDTD 法对开槽天线的宽带阻抗特性进行了分析计算, 并与实验结果进行了比较。

## 2 开槽天线 FDTD 分析

开槽天线属于端射行波天线, 通过在涂覆于介质衬底层的金属板上开槽而成, 因开槽形状不同而使天线有多种形式, 如指数渐变槽天线 (Vivaldi)、线性渐变槽天线 (LTSA)、固定宽度槽天线 (CWSA) 等。对它们的馈电可由鳍线 (波导) 激励, 共面波导激励, 也可利用基片另一侧上的微带线来激励。本文中我们采用 FDTD 方法分析计算的是由微带径向线激励的指数渐变开槽天线, 即 Vivaldi 天线, 其结构如图 1 所示。

**2.1 吸收边界条件与激励源设置** FDTD 方法中的吸收边界条件种类很多, 本文采用的是完全匹配层 (PML), 它具有良好的无反射、高损耗性能。理论上讲, 当媒质参数合适时, 它可以完全吸收任意频率、任意入射角的外向波, 因此对于宽带计算来说, PML 吸收条件是一种非常理想的选择。通过数值实验表明, 这种方法能够减小边界处 20~40dB 的反射。文献 [4, 5] 分别对二维情况和三维情况中 PML 的应用进行了详细的分析、推导和证明。在计算中, 为保证精度我们使用了 5 层 PML。

为了在一次计算中得到开槽天线的宽带阻抗特性, 应在计算中引入瞬态源。我们采用的激励信号是高斯脉冲:

$$G(t) = e^{-(t-t_0)^2/T^2} \quad (1)$$

<sup>1</sup> 2000-11-24 收到, 2001-06-11 定稿  
863-308 主题资助项目 (863-308-14-01(5))

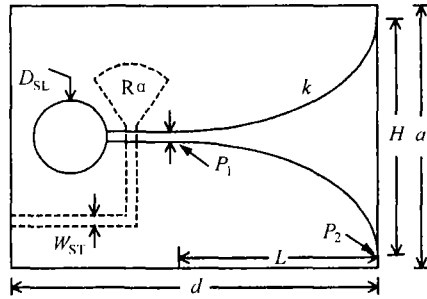


图 1 指数渐变开槽天线结构

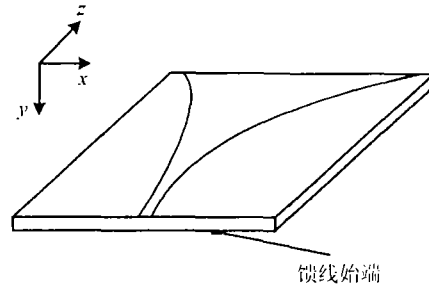


图 2 开槽天线计算坐标

由于高斯脉冲的傅里叶变换仍然是平滑的高斯脉冲, 因此只要改变脉冲的宽度就可以得到所需的频谱分量。在馈电微带线的始端引入高斯变化的  $E_y$  电场作为天线计算的激励源。

**2.2 金属曲边的处理方法** 传统的时域有限差分法是从 Maxwell 旋度方程出发, FDTD 迭代格式只能处理与直角坐标网格重合的边界, 对于曲线边界和曲面则无能为力。如果用阶梯来模拟曲边或曲面, 引入的误差比较大, 难以保证结果的精度。后来, 随着 FDTD 方法的发展, 出现了不少的曲线和曲面处理方法。本文采用的处理方法是环路法 (Contour Path Method), 简称 CP 法。

Maxwell 方程的积分形式如下:

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_S H \cdot dS = -\frac{1}{\mu} \oint_C E \cdot dl \quad (2)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_S E \cdot dS = -\frac{1}{\varepsilon} \oint_C H \cdot dl \quad (3)$$

其中  $C$  为封闭曲线环路,  $S$  为以  $C$  为边界的曲面。CP 法是从以上 Maxwell 积分方程出发, 利用环路构成的网格, 采用积分近似的方法推导出来的。由于积分形式的 Maxwell 方程的差分表示不依赖于坐标系, 所以 CP 法可以给出更灵活, 更一般的表示, 处理直角坐标系中由曲边和曲面切分的非标准网格也更加方便。关于 CP 法在各种情况下的具体表示式及应用, 可以参看相关文献 [6]。另外, 由于 CP 法可以处理非标准网格, 所以对于开槽天线的始端缝隙 (图 2), 也可以采用这种方法来计算。

在实际的应用中, 仅把靠近金属曲线边缘的网格变形, 使之与曲线共形, 其余网格仍然按照标准 FDTD 算式。在我们所分析的天线中, 考虑到这是一个三维问题, 被切割的网格将对三个方向的场分量都产生影响。可以按场分量不同来分别考虑。

对于垂直于天线平面的磁场分量  $H_y$ , 金属曲边的处理要考虑以下几种情况: 首先在前端窄缝处, 缝的宽度不足一个网格, 或者邻近的网格被切割后不能用一个变形网格来模拟, 则两个对称部分归结为一个变形网格来处理, 标号为 1; 第 2 种情况和第 3 种情况是相同的, 只是方向上的差别, 其中也有标准的变形网格和拉伸的变形网格两种情况; 图 3 中标示的  $Tr$  网格是 2 和 3 类的过渡点, 属于非标准的变形网格, 它有正交的两条边都被曲线切割。

对于  $H_x$  和  $H_z$  分量, 只有被切割的网格才会产生影响, 而且可以通过求出曲线与各个方向网格的交点来确定差分方程中变量的更替, 相对来说是比较简单明了的。

在 FDTD 计算当中, 金属部分的边界条件应取切向电场和法向磁场为零, 包括金属槽边界。要特别指出的是, 在开槽天线的非金属部分存在介质基板和空气的交界面。介质交界面上不能直接采用均匀媒质中的差分迭代格式, 计算结点电场公式中的介电常数应为界面两侧介质介电常数的平均值 [7]。对于本文所讨论的问题即为  $\varepsilon = (\varepsilon_0 + \varepsilon_1)/2$ , 其中  $\varepsilon_0$  为空气的介电常数,  $\varepsilon_1$  为介质基板的介电常数。

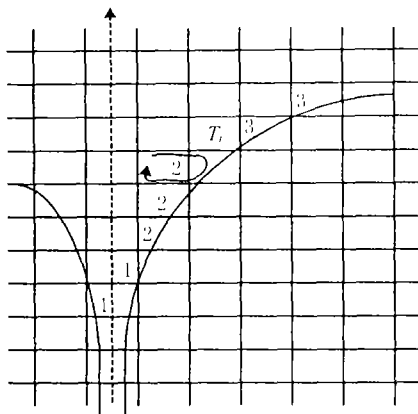


图3 曲边网格划分示意

**2.3 阻抗参数的获取** 开槽天线的激励信号沿激励微带线传输,通过槽耦合后沿天线开槽向外辐射。其中一部分能量辐射到自由空间,还有一部分能量反射回了输入端。将输入信号与反射信号分离,就可以通过计算天线的反射系数来得到其输入阻抗参数。

在激励端附近设置一个参考点,对该点上的电场值进行逐个时间步的采样,得到该点输入信号和反射信号之和。为了将输入信号和反射信号分开,还要在终端匹配的情况下计算一次,以得到单纯的输入信号。从总信号中减去输入信号就得到了反射信号。分别将两个信号进行傅里叶变换,可以由反射信号与入射信号的比值求出激励源频谱范围内的反射系数:

$$R(f) = \frac{F[S_r(t)]}{F[S_i(t)]} \quad (4)$$

式中  $F$  表示傅里叶变换,  $S_r(t)$  为反射信号,  $S_i(t)$  为入射信号。由反射系数  $R(f)$  就可以求出天线的输入阻抗:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + R(f)}{1 - R(f)} \quad (5)$$

式中  $Z_0$  表示激励微带线的特性阻抗。

从中看出,天线的阻抗特性完全可以由天线的反射系数(驻波)表征。

### 3 数值结果与实验结果之比较

本文研究的开槽天线结构如图 1 所示,这是一个带有反射腔的 Vivaldi 天线。该天线采用径向线(radial line)和微带巴伦(balun)结合馈电的形式,这是因为径向线的结构相对紧凑,有较宽的谐振范围,并且其输入端口可以比较精确地定位。所以在微带馈电巴伦结构中引入径向线,可以有效地提高馈电巴伦的性能。根据需要,我们研究的开槽天线工作的频率范围为 500MHz~1000MHz,这与其它国内外文献中研究的频率范围相比都要低的多。为此选择天线尺寸为:  $d=30\text{cm}$ ,  $a=20\text{cm}$ ,  $H=16\text{cm}$ ; 而径向线的参数为:  $R=3.67\text{cm}$ , 张角  $\alpha=67^\circ$ 。天线印制在介电常数为 3.2、厚度为 1.5mm 的介质材料上。我们用网络分析仪测量了该开槽天线的宽带驻波特性。

通过对时域结果的处理,我们求出了天线在工作频段内的驻波比,并与实验结果进行了比较,如图 4 所示。由图 4 可以看出,在天线的典型工作频率范围内,我们计算的结果与实验结果比较吻合,两者的变化范围相同,变化趋势一致。

我们对具有不同变化率金属曲边的 Vivaldi 天线进行了分析计算,结果如图 5、图 6 所示。从图中可以看出,当指数渐变槽天线与天线始端恒宽缝隙之间过渡的越圆滑(即  $k$  值越大),天

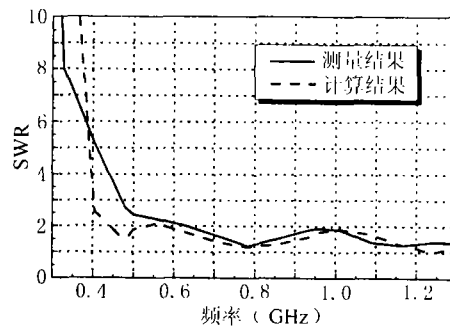


图 4 天线工作频带内的驻波比

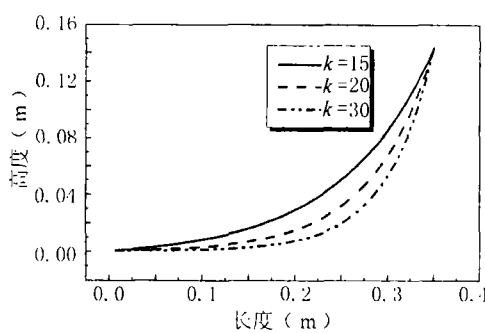


图 5 天线指数渐变曲边

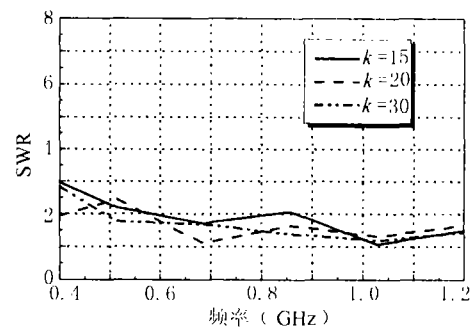


图 6 不同变化率对应的天线驻波

线的驻波特性越好,变化平坦,且在工作频段内  $SWR < 2.0$ 。显然, Vivaldi 天线开槽边界的变化情况对天线驻波的影响还是比较大的。在天线的设计制作过程中,应避免产生或尽量减小开槽边界上的不连续性,改善天线的驻波性能。

总的来说,从得到的数据可以看出,开槽天线具有比较宽的工作频带,至少在 2 个倍频程以上。天线的驻波比在工作频带内变化不大,对于我们试验的天线基本在 1.1~2.2 之间。当适当增大天线尺寸,特别是天线口径尺寸时,开槽天线的低端特性会更好。

#### 4 结 论

本文采用时域有限差分法对平面开槽天线的宽带阻抗特性进行了分析计算,得到了天线在工作频带内的宽带驻波参数。通过与实验结果比较可以看出,采用我们的分析模型和处理方法所得到的结果还是比较准确的。根据得到的结果,在 UHF 波段,我们所研究的开槽天线驻波比变化比较小,且  $SWR < 2.2$ ,符合宽带工作的要求。由于指数开槽边界的形状对天线的驻波比有影响,因此在天线的设计制作过程中应加以注意,采用适当的渐变形状提高天线的性能。

#### 参 考 文 献

- [1] P. J. Gibson, The Vivaldi aerial, Proc. 9th European Microwave Conf. Brighton, U. K., 1979, 101-105.
- [2] R. Janaswamy, D. H. Schaubert, Analysis of the tapered slot antenna, IEEE Trans. on AP, 1987, AP-35(9), 1058-1065.
- [3] 周权, 郭开周, 李学清, 用时域有限差分法对缝隙渐变天线的瞬态电磁场分布, 电子学报, 1995, 23(3), 49-54.
- [4] J. P. Berenger, A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves, Journal of Computational Phys., 1994, 114(1), 185-200.
- [5] J. P. Berenger, Three-dimensional perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves, Journal of Computational Phys., 1996, 127(2), 363-379.

- [6] 王长清, 祝西里, 电磁场中的时域有限差分法, 北京, 北京大学出版社, 1994, 第六章.
- [7] X. Zhang, K. K. Mei, Time-domain finite difference approach to the calculation of the frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities, IEEE Trans. on MTT, 1988, MTT-36(12), 1775-1787.

## ANALYSIS OF WIDE-BAND IMPEDANCE CHARACTERISTICS OF TAPERED SLOT ANTENNA IN UHF BAND

Zhang Guohua    Yuan Naichang    Fu Yunqi

(Dept. of Electron. Eng., NUDT, Changsha 410073, China)

**Abstract** The finite difference time-domain method is used to analyze the wide-band impedance characteristics in UHF band of the tapered slot antenna in this paper. And the SWR of a Vivaldi antenna is calculated, is in good agreement with the experimental results. The results show that the methods of modeling in this paper are correct and valid. The antenna SWR changes a little within two octaves, so this antenna can work in wide-band field.

**Key words** Tapered slot antenna, Finite difference-time domain, Wide-band impedance characteristics

张国华: 男, 1976 年生, 博士生, 目前研究方向为超宽带技术、电磁散射理论.

袁乃昌: 男, 1965 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, 目前研究方向为微波毫米波电路, 相控阵天线、超宽带技术、电磁散射理论.

付云起: 男, 1975 年生, 博士生, 目前研究方向为超宽带技术、相控阵天线理论.