

343-596

# 宽带毫米波全向天线研究

沈丽英 卿显明

(电子科技大学微波中心, 四川, 成都, 610054)

TN822.4

**A** **摘要** 介绍了一种宽带毫米波不对称双锥喇叭全向天线, 采用脊波导-同轴线过渡结构馈电网络, 既解决了毫米波段双锥喇叭的馈电问题, 又满足了天线输入端口必须为波导形式的实际工程要求. 测试结果表明在 26~40GHz 频带内, 天线的全方向性和输入驻波比均满足设计要求.

**关键词** 毫米波, 宽带, 全向天线, 双锥喇叭天线, 天线

## 引言

随着毫米波理论与技术的日益完善和成熟, 各种毫米波电子系统(如高分辨率雷达、制导系统、飞机着陆系统等)的研制对毫米波天线的需求日趋增多. 对全向天线而言, 由于其方向图要求的特殊性, 即使在微波频段, 其形式也屈指可数; 在毫米波频段, 由于带宽和结构的限制, 一些适用于微波频段的的天线形式已不宜采用. 人们不得不探索一些新的天线形式<sup>[1]</sup>或对原有天线形式作出改进, 以适应毫米波频段各种实际工程要求.

⑤ 本文介绍一种不对称双锥喇叭全向天线, 为实现毫米波段宽带工作要求, 设计了一种脊波导-同轴线过渡结构作馈电网络, 解决了双锥喇叭天线的馈电问题.

## 1 不对称双锥喇叭天线电特性分析

众所周知, 双锥天线有两种, 一种是双锥振子天线, 其锥角很小; 另一种是双锥喇叭天线, 其锥角比较大. 两种双锥天线的分析是不一样的<sup>[2~4]</sup>, 前者的辐射场是根据振子上的电流分布来计算的, 而后者是根据假想口径上场分布(等效惠更斯源)来计算的.

### 1.1 无限长不对称双锥喇叭天线

双锥喇叭天线如图 1 所示. 设双锥天线的锥角分别为  $2\theta_a$ ,  $2\theta_b$ , 假设在锥顶馈电点接上电源电压  $V_0$ , 由于双锥天线引导 TEM 球面波, 则其场分量为:

$$E_\theta = \frac{V_0 e^{-jkr}}{r \sin\theta \cdot \ln\left[\cot\frac{\theta_a}{2} \cdot \cot\frac{\theta_b}{2}\right]}, \quad (1)$$

$$H_\phi = \frac{V_0 e^{-jkr}}{\eta r \sin\theta \cdot \ln\left[\cot\frac{\theta_a}{2} \cdot \cot\frac{\theta_b}{2}\right]}, \quad (2)$$

式中  $V_0$  为馈电点电压,  $\eta = 120\pi$ .

根据锥上总电流和对应电压值,求得双锥喇叭天线的输入阻抗为

$$Z_{in} = \frac{V(r)}{I(r)} = \frac{\int_{\theta_a}^{\pi-\theta_b} E_{\theta} \cdot r d\theta}{\int_0^{2\pi} H_{\varphi} \cdot r \sin\theta d\varphi} = \frac{\eta}{2\pi} \ln\left[\cot \frac{\theta_a}{2} \cdot \cot \frac{\theta_b}{2}\right]. \quad (3)$$

由式(3)可见,无限长双锥喇叭天线的输入阻抗决定于锥角,而与锥长无关, $Z_{in}$ 与 $\theta_a, \theta_b$ 的关系如图2所示.

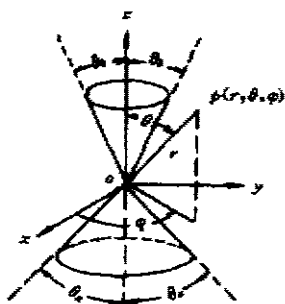


图1 双锥喇叭天线  
Fig. 1 Biconical horn antenna

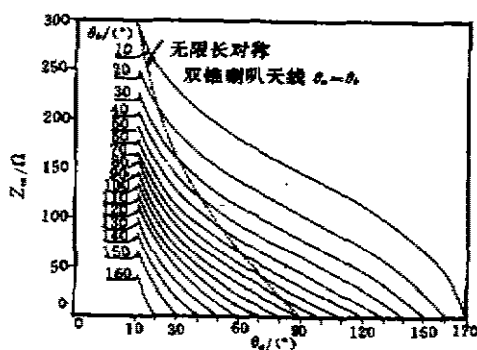


图2 不对称双锥喇叭天线输入阻抗  
Fig. 2 Input impedance  $Z_{in}$  for asymmetrical biconical horn antenna

## 1.2 有限长不对称双锥喇叭天线

设锥长(母线长度)为 $a$ ,根据惠更斯原理和传播波前的场表达式,可得位于 $Q(a, \theta_2, \varphi_2)$ 的惠更斯元上的场分布为<sup>[5]</sup>:

$$dE_{\theta} = \frac{-jka^2 e^{-jk r}}{4\pi r} \cdot \exp\{-jka[\sin\theta \sin\theta_2 \cos(\varphi - \varphi_2) + \cos\theta \cos\theta_2]\} \cdot E_{\theta_0} \{\sin\theta_2 \sin^2\theta + \cos\theta \cos\theta_2 \sin\theta \cos\theta (\varphi - \varphi_2) + \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_2)\} d\theta_2 d\varphi_2. \quad (4)$$

将式(4)对 $\theta, \varphi$ 积分,即可求得有限长不对称双锥喇叭天线的辐射场

$$E_{\theta} = \int_{\theta}^{2\pi} d\varphi_2 \int_{\theta_2}^{\pi-\theta_b} dE_{\theta} d\theta_2 = \frac{jkaV_0 e^{-jk(r+a)}}{2r \ln\left[\cot \frac{\theta_a}{2} \cdot \cot \frac{\theta_b}{2}\right]} \int_{\theta_2}^{\pi-\theta_b} e^{jka \cos\theta \cos\theta_2} \cdot \{\sin\theta \sin\theta_2 J_0(ka \sin\theta \sin\theta_2) + j(1 + \cos\theta \cos\theta_2) J_1(ka \sin\theta \sin\theta_2)\} d\theta_2. \quad (5)$$

由上式可见,辐射场与锥长 $a$ 有关,输入阻抗 $Z_{in}$ 也与 $a$ 有关,但理论计算和实验表明<sup>[6]</sup>,当 $ka$ 较大时,仍可用式(3)来计算 $Z_{in}$ ,这给设计带来了方便.

## 2 宽带毫米波双锥喇叭天线及馈电网络设计

### 2.1 双锥喇叭天线的设计考虑

对于要求在宽频带内工作的毫米波侦察、干扰全向天线, 不对称双锥喇叭天线是一种很好的选择, 我们可以通过选择  $\theta_a$  和  $\theta_b$  来控制垂直面内的波束指向, 通过选择锥长  $a$  来控制波束宽度; 也可根据馈电结构和阻抗匹配要求来选择  $\theta_a$ 、 $\theta_b$ , 因此在设计上有较大的灵活性. 在毫米波段, 从天线结构考虑, 一般取  $\theta_b > \theta_a$ .

### 2.2 馈电网络的设计

通常低频段双锥天线采用双线或同轴线馈电, 双线或同轴线的内外导体分别接在两个

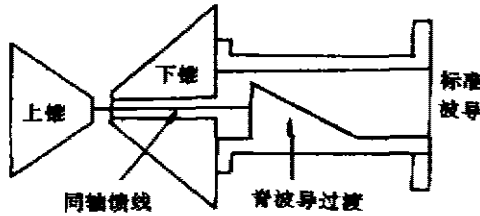


图 3 8mm 双锥喇叭天线馈电结构  
Fig. 3 The feed network for 8mm biconical horn antenna

锥上, 馈电点位于两锥的顶点, 在低频段可认为两锥顶点位于同一球坐标系的原点, 但在毫米波段, 由于天线绝对几何尺寸已相当小, 常规的双线或同轴线结构已不能沿用, 而必须设计新的馈电结构. 考虑实际工程要求天线输入端为波导型形式, 我们设计了一种新颖宽带馈电结构(见图 3). 双锥天线由同轴线馈电, 其上锥与同轴线内导体相连接, 下锥与同轴线外导体相连接, 同轴线内导体再与脊波导段的单脊连接, 波导壁与下锥保证良好的电气接触, 最后脊波导渐变至标准波导输出. 设计步骤为: 首先根据选

定的锥角  $\theta_a$ 、 $\theta_b$  计算双锥天线的输入阻抗  $Z_{in}$ , 然后根据  $Z_{in}$  选择合适的同轴线内外导体尺寸, 最后根据带宽要求设计脊波导过渡段, 确定脊高、脊宽及过渡段长度<sup>[6,7]</sup>.

### 3 测试结果及分析

根据上述分析, 我们设计、制作了一副 8mm 双锥喇叭天线 ( $\theta_a = 42^\circ$ ,  $\theta_b = 60^\circ$ ,  $a = 20\text{mm}$ ), 在 26~40GHz 频段对其 E 面、H 面方向图, 输入  $VSWR$  进行了测量, 部分测试结果如图 4~6 所示. 可以看出, 在 26~40GHz 频带内 H 面方向图起伏  $< \pm 3\text{dB}$ , 输入  $VSWR < 3$ , 实现了宽带工作, E 面方向图计算值与测量结果也基本吻合(见图 5).

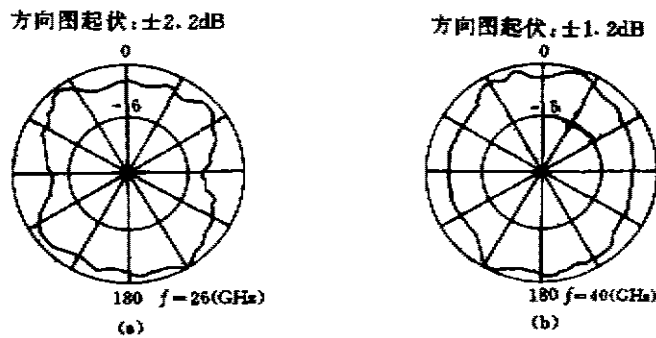


图 4 H 面方向图测量曲线  
(a)  $f = 26(\text{GHz})$  (b)  $f = 40(\text{GHz})$   
Fig. 4 The measured pattern in H plane

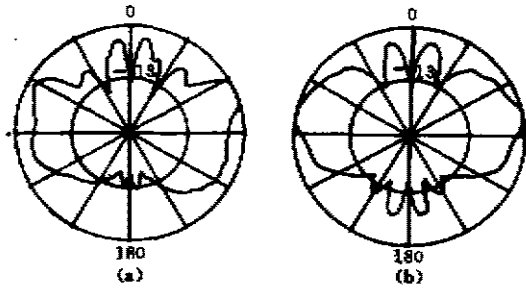


图5 E面方向图计算曲线和测量曲线( $f=36\text{GHz}$ )

(a) 计算值 (b) 测试值

Fig. 5 Radiation pattern in E plane

(a) calculated (b) measured

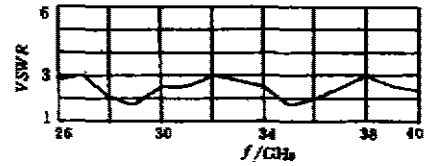


图6 26-40GHz驻波系数  
测量曲线

Fig. 6 The measured VSWR  
in 26-40GHz

实验证明,本文提出的用脊波导-同轴线过渡结构作为宽带毫米波段双锥喇叭天线馈电网络的方法是正确的、可行的,该馈电网络结构新颖、合理,完全满足实际工程要求。

### 参考文献

- 1 Xu S J, et al. *IEEE-AP*, 1991, 39(7): 881~891
- 2 Jasik H. *Antenna Engineering Handbook*, New York: McGrawHill, 1961, 3~13
- 3 谢处方, 邱文杰, *天线原理与设计*, 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1987, 70~73
- 4 任 朗, *天线理论基础*, 北京: 人民邮电出版社, 1980, 109~137
- 5 Nagasawa K, et al. *IEEE T-AP*, 1988, 36(9): 1306~1310
- 6 Hopfer S. *IRE T-MTT*, 1995, 3(10): 20~29
- 7 李嗣范, *微波元件原理与设计*, 北京: 人民邮电出版社, 1982, 79~113

## STUDY OF A BROADBAND MILLIMETER-WAVE OMNIDIRECTIONAL ANTENNA

Shen Liying Qing Xianming

(Microwave Center, University of Electronic Science  
and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

**Abstract** A broadband millimeter-wave omnidirectional asymmetrical biconical horn antenna was investigated. A ridge waveguide-coax line transition structure was designed to solve the feed problem of biconical horn antenna in millimeter-wave band and to meet the engineering requirement that the input port of antenna must be a waveguide. The measurement data of omni-directivity and input VSWR in the 26-40GHz band show good agreement with the design.

**Key words** millimeter-wave, broadband, omnidirectional antenna, biconical horn antenna