

## 半径突变多模圆锥馈源的分析与设计\*

李国庆 姚德森

(国防科技大学电子技术系 长沙 410073)

**摘要** 报道了一种8毫米波段半径突变的高效率多模圆锥馈源,计算出其模比并推导出其辐射方向图公式,给出了它在两个主平面— $E$ 面和 $H$ 面上的辐射方向图的理论计算结果和测试结果,以及频带和旁瓣特性。分析和测试结果表明,在34.1~35.5GHz频带内该多模馈源的辐射方向图在大于-23dB范围内不出现旁瓣,在大于-13dB范围内幅度等化良好。

**关键词** 半径突变多模圆锥喇叭; 高效率馈源; 方向图; 轴向对称; 天线; 模比

**分类号** TN820

在微波反射镜天线中,通常需要一个高效率初级馈源,它对提高反射镜天线的增益及电性能起到重要的作用。对于这类高效率馈源要求幅度和相位轴向对称,同时应具有较低的旁瓣特性。但是,一般工作在基模的圆锥喇叭馈源不能同时满足轴对称、低旁瓣辐射特性的要求。它的辐射方向图在 $E$ 面内较窄,在 $H$ 面内较宽,主波束截面为椭圆,因而很难使反射面在两个主平面内同时达到最佳边缘照射电平。在圆极化情况下,非轴向极化特性将变坏。此外, $E$ 面副瓣很大,漏失也大。

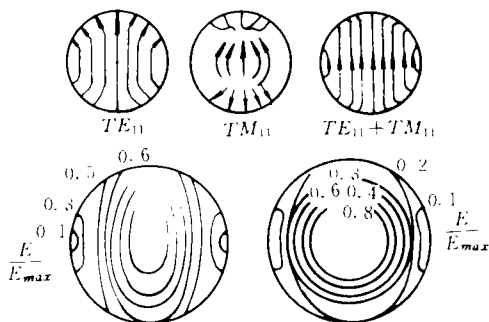


图1  $TE_{11}$ 与 $TE_{11}+TM_{11}$ 模的比较

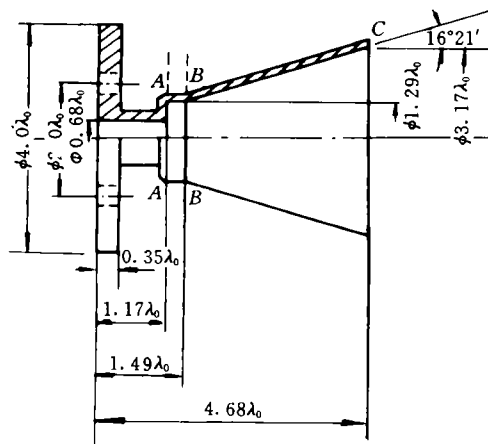


图2 8毫米波多模圆锥馈源

\* 1993年11月24日收稿

如果馈源工作在双模或多模状态,即  $TM_{11}$  模或其它高次模叠加在传输基模之上,便可改善馈源口径场分布。如果考虑更高次模的作用,并合理控制各模的模比,可使口径场分布更均匀。

$TE_{11}$  模与  $TM_{11}$  模的辐射图叠加后,可使它们的副瓣相互抵消,并可将  $E$  面波束加宽。所以只要合适选择模比,并使  $TE_{11}$  波和  $TM_{11}$  波在口径面上同相,就能同时获得轴对称和低旁瓣的辐射特性。

光壁多模圆锥馈源通常主要通过改变张角或半径,或同时改变张角和半径的方法来产生高次模(其中以  $TM_{11}$  模为主)。我们在 potter<sup>[4]</sup> 所研制的喉部加台阶的双模圆锥喇叭的基础上,研制出了一种结构更简单、纵向尺寸大大缩小的台阶跃变多模馈源(如图 2),实测结果表明其等化特性和电性能达到了一般多模圆锥喇叭馈源水平。

## 1 模比与辐射方向图

由图 2 所示的多模圆锥喇叭馈源可知,它由三个不连续截面:  $A-A$  截面、 $B-B$  截面、 $C-C$  截面及  $AB$  圆柱波导段和  $BC$  圆锥波导段几个部分组成。 $C-C$  截面右侧各模值由下式决定:

$$\begin{bmatrix} C \\ \frac{TE}{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B-C \\ \Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B \\ T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A-B \\ \Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ \frac{TE}{TM} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中:

$C-C$  截面右侧各模值之矩阵为

$$\begin{bmatrix} C \\ \frac{TE}{TM} \end{bmatrix} = [cTE_{11}^R \quad TE_{13}^R \quad TM_{11}^R \quad TM_{12}^R]^T$$

$R$  表示截面右侧;  $\begin{bmatrix} A \\ T \end{bmatrix}$ 、 $\begin{bmatrix} B \\ T \end{bmatrix}$ 、 $\begin{bmatrix} C \\ T \end{bmatrix}$  分别为  $A-A$  截面、 $B-B$  截面、 $C-C$  截面的模系数转换矩阵;

$\begin{bmatrix} A-B \\ \Phi \end{bmatrix}$ 、 $\begin{bmatrix} B-C \\ \Phi \end{bmatrix}$  分别为  $A-A$  截面至  $B-B$  截面、 $B-B$  截面至  $C-C$  截面之间的传输矩阵;

$\begin{bmatrix} A \\ \frac{TE}{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TE_{11} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$  为  $A-A$  截面左侧束波矩阵。

我们已推导了圆波导半径突变及变张角结构所激起的模转换系数公式及模比公式并绘成了通用曲线<sup>[7]</sup>,可作为上述模比综合公式之用。

从理论上讲,三个不连续截面均可产生各种高次模,但据文献[5]报导,对  $C-C$  这类截面通常只需取  $TE_{11}$ 、 $TE_{12}$ 、 $TE_{13}$ 、 $TM_{11}$ 、 $TM_{12}$  五种模;对于  $A-A$  截面,当  $\lambda$  射波为  $TE_{11}$  波时,由于该台阶具有轴对称性,因此接头处的散射场也只有  $TE_{11}$  和  $TM_{11}$  模。这里取波导尺寸使  $A-A$  截面左侧只允许  $TE_{11}$  模传输,其它高次模截止,  $A-A$  截面右侧大圆波导只有透射的  $TE_{11}$  模和激起的  $TM_{11}$  模能传输,其它模截止。故  $A-A$  截面右侧仅考虑  $TE_{11}$ 、 $TM_{11}$  两传输模。因为  $A-A$  台阶跃变较大,我们考虑了再生模。根据所设计的尺寸,可求得(1)式右边各矩阵的结果:

$$\begin{bmatrix} A \\ T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TE_{11}^R/TE_{11}^L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ TM_{11}^R/TE_{11}^L & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.6e^{-j10.2^\circ} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.74e^{j17.4^\circ} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A-B \\ \Phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\Phi(TE_{11})} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\Phi(TM_{11})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j113.1^\circ} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j42.2^\circ} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} B \\ T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TE_{11}^R/TE_{11}^L & 0 & 0 & TE_{11}^R/TM_{11}^R \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ TM_{11}^R/TE_{11}^L & 0 & 0 & TM_{11}^R/TM_{11}^L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.99e^{j12.1^\circ} & 0 & 0 & 0.11e^{-j76.3^\circ} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.164e^{-j74.7^\circ} & 0 & 0 & 0.98e^{j14.2^\circ} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} B-C \\ \Phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\Phi(TE_{11})} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\Phi(TM_{11})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j1099.8^\circ} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j903.3^\circ} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} C \\ T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TE_{11}^R/TE_{11}^L & 0 & 0 & TE_{11}^R/TM_{11}^L \\ TE_{12}^R/TE_{11}^L & 0 & 0 & TE_{12}^R/TM_{11}^L \\ TE_{13}^R/TE_{11}^L & 0 & 0 & TE_{13}^R/TM_{11}^L \\ TM_{11}^R/TE_{11}^L & 0 & 0 & TM_{11}^R/TM_{11}^L \\ TM_{12}^R/TE_{11}^L & 0 & 0 & TM_{12}^R/TM_{11}^L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.928e^{-j29.7^\circ} & 0 & 0 & 0.258e^{j53.8^\circ} \\ 0.24e^{j62.1^\circ} & 0 & 0 & 0.1e^{j81.71^\circ} \\ 0.076e^{-j151.7^\circ} & 0 & 0 & 0.025e^{-j152.7^\circ} \\ 0.38e^{j53.3^\circ} & 0 & 0 & 0.89e^{-j39.2^\circ} \\ 0.148e^{-j159.7^\circ} & 0 & 0 & 0.39e^{j48.8^\circ} \end{bmatrix}$$

其中  $\frac{TE_{11}^R}{TE_{11}^L}$ 、 $\frac{TM_{11}^R}{TE_{11}^L}$  表示截面右侧被激励起来的模与截面左侧来波  $TE_{11}$  模的比，即模转换系数； $\frac{TE_{11}^R}{TM_{11}^R}$ 、

$\frac{TM_{11}^R}{TM_{11}^L}$  的意义与之相似。

将上面所得各矩阵代入式(1)，同时利用公式

$$\begin{cases} \frac{TE_{1i}^R}{TE_{1i}^L} = [TE_{1i}^R/TE_{1i}^L]/[TE_{1i}^R/TE_{1i}^L] & i = 1, 2, 3 \\ \frac{TM_{1i}^R}{TE_{1i}^L} = [TM_{1i}^R/TE_{1i}^L]/[TE_{1i}^R/TE_{1i}^L] & i = 1, 2 \end{cases}$$

最后可得到 C-C 截面右侧各模模比为

$$\begin{cases} TE_{12}^R/TE_{11}^R = 0.27e^{j76.1^\circ} \\ TE_{13}^R/TE_{11}^R = 0.077e^{-j139.7^\circ} \\ TM_{11}^R/TE_{11}^R = 0.431e^{-j59.7^\circ} \\ TM_{12}^R/TE_{11}^R = 0.22e^{-j7.89^\circ} \end{cases} \quad (2)$$

据文献[3]中所给辐射方向图公式，由所得模比可以推导出辐射方向图表示式如下：

$$\begin{cases} F_E(\theta) = \tilde{A}_1(u) + 0.27e^{j76.1^\circ}\tilde{A}_2(u) + 0.077e^{-j139.7^\circ}A_3(u) \\ \quad + 0.431e^{-j59.7^\circ}B_1(u) + 0.22e^{-j7.89^\circ}B_2(u) \\ F_H(\theta) = A_1(u) + 0.27e^{j76.1^\circ}A_2(u) + 0.077e^{-j139.7^\circ}A_3(u) \end{cases} \quad (3)$$

其中：

$$\begin{cases} A_n'(u) = \frac{2J_1(u)}{u} \cdot \frac{J_1(k'_{c1n}a)}{k'_{c1n}a} \cdot \frac{k'_{c11}a}{J_1(k'_{c11}a)} \\ A_n(u) = \frac{2J_1'(u)}{1 - \left(\frac{u}{k'_{c1n}a}\right)^2} \cdot \frac{J_1(k'_{c1n}a)}{k'_{c1n}a} \cdot \frac{k'_{c11}a}{J_1(k'_{c11}a)} \\ B_n(u) = \frac{2J_1(u)}{1 - \left(\frac{k'_{c1n}a}{u}\right)^2} \cdot \frac{J_1'(k'_{c1n}a)}{J_1(k'_{c1n}a)} \cdot \frac{k'_{c11}a}{u} \end{cases} \quad (4)$$

式(3)和式(4)中各符号的物理意义分别为： $u = k a \sin \theta$  称为空间因子； $A_n(u)$ —— $TE_{1n}$  模的 H 面方向性函数； $A_n'(u)$ —— $TE_{1n}$  模的 E 面方向性函数； $B_n(u)$ —— $TM_{1n}$  模的 E 面方向性函数； $J_1(x)$ 、 $J_1'(x)$  分别为一阶第一类具塞尔函数和一阶第一类贝塞尔函数的导函数； $k'_{c1n}a$ 、 $k_{c1n}a$  分别为  $J_1'(x)$  和  $J_1(x)$  的第  $n$  个根， $\theta$  为场点对喇叭轴线的偏角。

由式(3)便可计算出此喇叭在两个主平面上的理论方向图(如图3)。由图3,考虑到式(3)的近似性及计算各模比时的近似性,故可认为该多模馈源在大于-13dB范围内得到幅度等化,半功率角 $\theta_H = \theta_E = 24^\circ$ 。

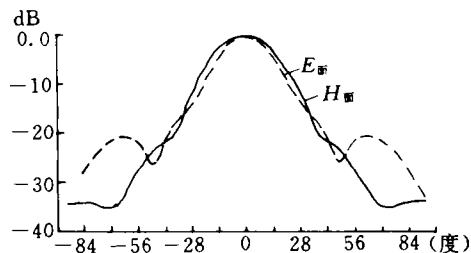


图3 理论计算辐射图  
( $f = 34.7\text{GHz}$ )

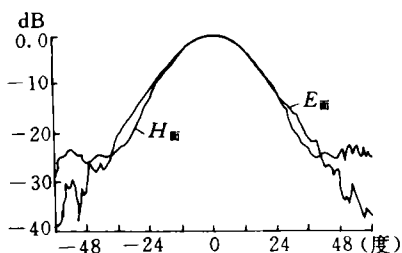


图4 实测辐射图  
( $f = 34.7\text{GHz}$ )

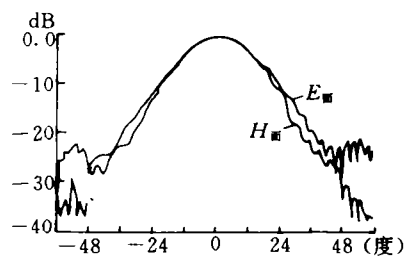
## 2 辐射方向图特性的测量

对所研制的多模圆锥馈源,我们测量了两主平面的辐射方向图,测量结果用计算机绘制成图4所示的曲线。由图可见,在中心工作频率34.7GHz处,-13dB范围内,两主平面方向图基本一致,半功率角 $\theta_H = \theta_E = 24^\circ$ 。计算结果和实测结果基本一致。

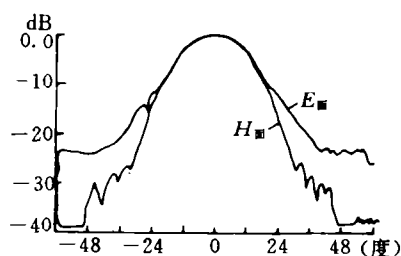
## 3 驻波比(VSWR)、频步和旁瓣特性

我们还测量了研制的多模馈源的电压驻波比(VSWR)。下表列出了三个典型频率的电压驻波比的大小:

频率(GHz)	34.1	34.7	35.5
驻波比(VSWR)	1.3	1.35	1.32



$f = 34.1\text{GHz}$   $\theta_H = \theta_E = 24^\circ$



$f = 35.5\text{GHz}$   $\theta_H = \theta_E = 20^\circ$

图5 34.1GHz与35.5GHz实测辐射方向图

图5是在频率分别为34.1GHz和35.5GHz时所测量得到的辐射方向图,在这两个频率点处, $E$ 面和 $H$ 面的辐射方向图的等化性能并没有变坏,在大于-23dB范围内都没有出现旁瓣,因此可认为该多模圆锥馈源的频带宽度为1.4GHz。

## 4 结束语

我们研制的这种多模高效率馈源,体积小结构紧凑简单,并且具有良好的轴对称和低旁瓣的辐射特

性, 因此该多模馈源有较大的实用价值。

## 参 考 文 献

- 1 P H Masterman. Computer-field-matching Solution of waveguide discontinuities. Proc. IEEE, 1971, 118 (1)
- 2 Potter P D. A New Horn Antenna with Suppressed Side-lobes and Equal Beamwidthes. Microwaves J, 1963, 6
- 3 W J Cole, E R Nagerg, C M Nagel. Iterative Solution of Waveguide Discontinuity Problems. The Bell System Technical Journal, 1967
- 4 杨可忠等. 现代面天线新技术. 北京: 人民邮电出版社, 1993
- 5 章日荣. 卫星地面站新技术. 北京: 国防工业出版社, 1982
- 6 张钧. 波导中不连续性问题. 长沙: 国防科技大学出版社, 1990
- 7 李国庆. 毫米波多模高效率馈源研究: [学位论文]. 长沙: 国防科技大学, 1994

### **Analysis and Design for the Multimode Conical Feedhorn with a Step of Radius**

Li Guoqin Yao Demiao

(Department of Electronic Technology)

#### **Abstract**

A 8mm wave multimode conical feedhorn with a step of radius has been developed. Its mode ratios are calculated and the formulas of its radiation patterns in two principle planes-H plane and E plane, the voltage standing wave ratio (VSWR), and the properties of beamwidth and sidelobe are given. Theoretical analysis and measurements show that in the range of frequency of 34.1GHz to 35.5GHz, its radiation patterns have been equalized in amplitude within 13dB and no sidelobe exists within 23dB.

**Key words** multimode conical feedhorn with a step of radius; high efficiency feed; pattern; axial symmetry; antenna; mode-ratio