

# 多频段共用的波纹圆锥喇叭\*

陈 木 华

(石家庄通信研究所)

## 提 要

本文阐述了波纹圆锥喇叭的多频段工作原理,并介绍了一个至少能在 4, 6 和 11 GHz 三个频段共用的波纹圆锥喇叭。此喇叭在 4, 6 GHz 频段的交叉极化峰值优于  $-25$  dB, 在 11 GHz 频段的幅度方向图性能优良。理论和实践表明,使用不止在一个工作区工作的波纹圆锥喇叭可以实现多频段共用的馈源喇叭。

## 1. 前言

通信事业的发展,要求天线具有低驻波比、低交叉极化、多频段共用的性能。实现这些要求的理想馈源喇叭之一就是波纹圆锥喇叭。到目前为止,见到的波纹喇叭的波纹槽主要有:(1)普通槽(直槽),(2)加载槽(如环加载槽<sup>[1]</sup> V形加载槽<sup>[2]</sup>),如图 1 所示。

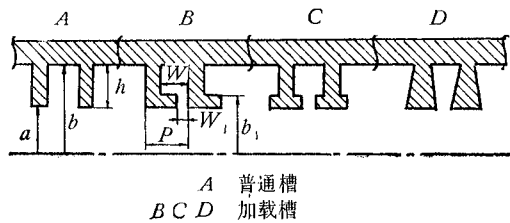


图 1 主要的波纹槽举例

通常设计的波纹喇叭都工作于正导纳区,其匹配性能和辐射图的轴旋转性能均好的频带比实际上大约为 1.4:1。这不能满足 4、6 GHz 频段的频率复用地球站天线对馈源喇叭的要求,它要求的频带比为 1.736:1。为了解决这一问题,文献[3]提出利用负导纳区来拓展波纹喇叭的工作带宽的方法,得到了在 1.787:1 的频带比内,驻波比  $VSWR \leq 1.18$ ,交叉极化峰值  $P_x$  优于  $-24.6$  dB 的结果(辐射图的轴旋转性能好即是交叉极化峰值电平低)。这么宽的频带比虽已能满足 4、6 GHz 频段的要求,然而,如果还要求能够同时接收 11 GHz 频段的直播电视,甚至要求能用于 14 GHz 频段,那么,研制在这种意义下的多频段共用的馈源喇叭就十分必要了。本文对波纹圆锥喇叭的多频段工作原理作一理论阐述,并给出这样一个喇叭的实验结果。

## 2. 多频段工作的理论阐述

根据文献[4],假定普通槽和环加载槽的波纹圆柱的波纹周期  $P$  远小于工作波长  $\lambda$ ,

\*1985年12月17日收到,1986年6月30日修改定稿。

而且  $W \approx P$ ，那么波纹壁导纳

$$y = \frac{P}{W_1} \left\{ \frac{W_1}{W} \frac{J_1'(ka)Y_1(kb_1) - J_1(kb_1)Y_1'(ka)}{J_1(kb_1)Y_1(ka) - J_1(ka)Y_1'(kb_1)} \cdot \left[ \frac{J_1'(kb_1)Y_1(kb) - J_1(kb)Y_1'(kb_1)}{J_1(kb_1)Y_1(kb) - J_1(kb)Y_1'(kb_1)} \right. \right. \\ \left. \left. + B_d \right] + \frac{J_1'(kb_1)Y_1'(ka) - J_1'(ka)Y_1'(kb_1)}{J_1(kb_1)Y_1(ka) - J_1(ka)Y_1'(kb_1)} \right\} / \left\{ 1 + \frac{W_1}{W} \right. \\ \left. \times \frac{J_1(ka)Y_1(kb_1) - J_1(kb_1)Y_1(ka)}{J_1(kb_1)Y_1(ka) - J_1(ka)Y_1'(kb_1)} \cdot \left[ \frac{J_1'(kb_1)Y_1(kb) - J_1(kb)Y_1'(kb_1)}{J_1(kb_1)Y_1(kb) - J_1(kb)Y_1'(kb_1)} \right. \right. \\ \left. \left. + B_d \right] \right\}. \tag{1}$$

对于普通槽，有  $W_1 = W$ ， $B_d = 0$ ，则上式成为

$$y = \frac{P}{W} \frac{J_1'(ka)Y_1(kb) - Y_1'(ka)J_1(kb)}{J_1(ka)Y_1(kb) - Y_1(ka)J_1(kb)}. \tag{2}$$

在(1)、(2)式中， $J_1$ 、 $Y_1$ 分别为贝塞耳(Bessel)函数和诺依曼(Neumann)函数，带“'”者为其导数； $k = 2\pi/\lambda$ ； $B_d$ 为环加载的附加电容； $a$ 、 $b$ 、 $b_1$ 、 $W$ 、 $W_1$ 和 $P$ 示于图1。当  $ka \gg 1$  时，

$$y = -\frac{P}{W} \text{ctg}(kh), \quad h = b - a. \tag{3}$$

上式画成曲线大致如图2所示。图中，将导纳  $y$  与  $kh$  之间的关系的不同区域用  $n$  表示， $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ 。普通的波纹圆锥喇叭的工作区是  $n = 1$ ，此时  $kh = [\pi/2, 2\pi/2]$ ，即  $h = [\lambda/4, 2\lambda/4]$ ，这一工作区是所谓的容性导纳区。从图可见，当  $n = 3, 5, 7, \dots$  时，也都有与  $n = 1$  时相同的容性导纳性质。所以，如果控制喇叭的尺寸使不需要模的含量足够小，那么，使用不止一个工作区的波纹圆锥喇叭就可以用来实现多频段共用的馈源喇叭。

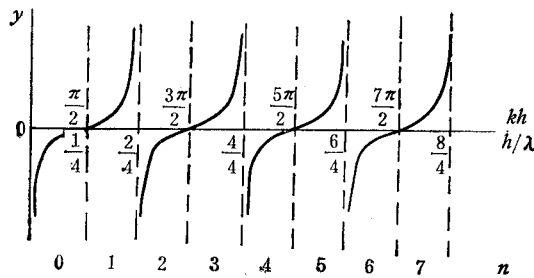


图2 导纳与波纹槽深关系的示意图

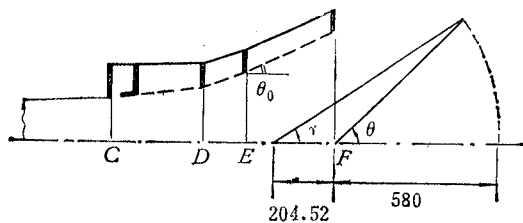


图3 一个波纹圆锥喇叭的几何示意图



### 3. 多频段共用的波纹圆锥喇叭

我们研制了一个波纹圆锥喇叭, 它的几何示意图如图 3 所示. 设计它时, 主要考虑 4、6 GHz 频段的频率复用地球站天线对馈源喇叭低交叉极化峰值的要求, 同时也考虑到直播电视使用的 11 GHz 频段和 14 GHz 频段. 为了前者, 我们使用波纹圆锥喇叭的 1 工作区及其负导纳区(即靠近 1 工作区的 0 和 2 工作区)<sup>[3]</sup>; 为了后者, 我们使用波纹圆锥喇叭的 3 工作区及其负导纳区(即靠近 3 工作区的 2 和 4 工作区). 在图 3 中,  $CD$  段为过渡段, 长为  $10.96\lambda$ ;  $EF$  段为辐射段, 半张角  $\theta_0 = 24.174^\circ$ , 设计方法参考文献 [5]; 由于  $CD$  段的半张角很小, 而  $EF$  段的半张角较大, 因此加了一段渐变段  $DE$ . 波纹周期  $P = 8\text{mm}$ ,  $W = 6.4\text{mm}$ . 在  $D$  处的槽底半径为  $57.8\text{mm}$ . 在  $F$  处的齿顶半径为  $133.6\text{mm}$ . 喇叭的口面中心到轴向的场点距离为  $580\text{mm}$ , 到旋转中心的长度为  $204.52\text{mm}$ . 以喇叭的口面中心为参考点的方位角为  $\theta$ , 以旋轴中心为参考点的方位角为  $\gamma$ . 表 1 给出了计算的  $E$ 、 $H$  平面的辐射图数表, 还给出了计算的交叉极化峰值.  $A_1$  表示波纹圆锥喇叭口面上孪生模  $HE_{11}$  的纵向磁场对纵向电场的比值.  $C_{A_1}$  表示由  $A_1$  引起的交叉极化峰值.  $C_{\theta_0}$  表示由辐射段张角  $2\theta_0$  引起的交叉极化峰值. 它们的计算公式分别是<sup>[6,7]</sup>:

$$C_{A_1} = 10 \lg \left( 0.26 \frac{A_1 - 1}{A_1 + 1} \right)^2, \quad (4)$$

$$C_{\theta_0} = 10 \lg (0.05131 \gamma \lg \theta_0)^2. \quad (5)$$

这两种交叉极化的功率和为  $C_P$ , 场强和为  $C_E$ . 实际的交叉极化峰值  $P_x$  估计在  $C_P$  与  $C_E$  之间. 图 4 给出了实测的交叉极化峰值曲线和驻波比曲线, 它们都达到了预期的要求. 图 5、6 给出了这个喇叭在  $f = 10950\text{MHz}$  和  $11700\text{MHz}$  的幅度方向图. 照射角  $\gamma$  为  $26.7^\circ$ . 对比照射电平的计算值和实测值可知, 它们是相当吻合的. 从测试结果可见, 这个喇叭在  $f = 3700\text{--}4000\text{MHz}$  时,  $\text{VSWR} \leq 1.31$ ;  $f = 4000\text{--}6800\text{MHz}$  时,  $\text{VSWR} \leq 1.08$ ;  $f = 3700\text{--}6425\text{MHz}$  的交叉极化峰值优于  $-25\text{dB}$ ;  $f = 10950\text{--}11700\text{MHz}$  的幅度方向图性能良好,  $\text{VSWR} \leq 1.08$ . 这个喇叭在 4、6 GHz 频段内交叉极化峰值电平低, 驻波比性能好, 在 11 GHz 频段的幅度方向图性能优良, 所以可以作为 4、6 GHz 频段的频率复用地球站天线和 11 GHz 频段的直播电视接收天线的馈源喇叭. 这里要附带说明一下, 按照计算, 在 14 GHz 频段仍有好的幅度方向图性能(见表 1), 但尚

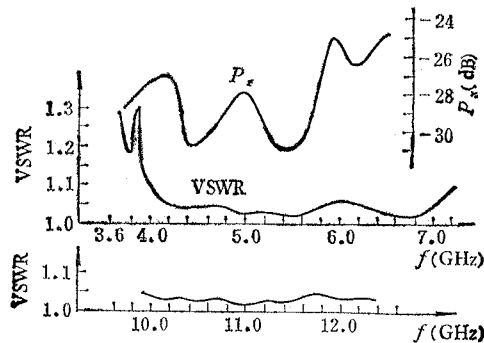
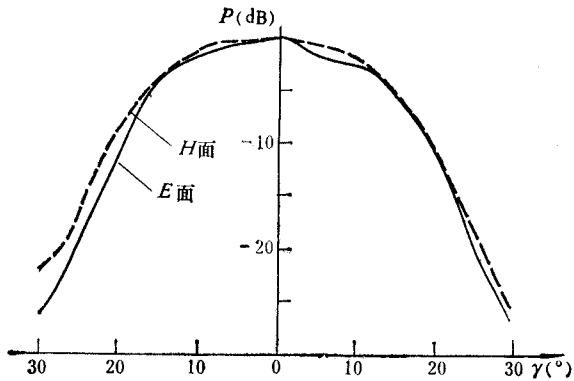
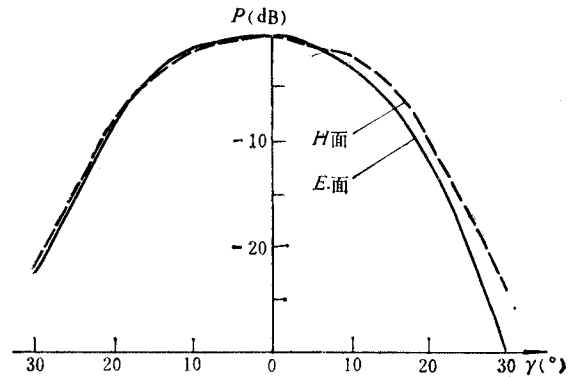


图 4 实测的交叉极化峰值和驻波比

图5  $f = 10950\text{MHz}$  的幅度方向图图6  $f = 11700\text{MHz}$  的幅度方向图

未进行测试对比。

#### 4. 结论

使用不止一个工作区的波纹圆锥喇叭可以用来实现多频段共用的馈源喇叭。我们研制成一个至少能在 4, 6, 11 GHz 三个频段共用的馈源喇叭。它在 4, 6 GHz 频段的交叉极化峰值优于  $-25\text{ dB}$ , 在 11 GHz 频段的幅度方向图性能优良。

#### 参 考 文 献

- [1] Y. Takeichi, T. Hashimoto and F. Takeda, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-19**(1971), 947--50.
- [2] Z. Frank, *Electronics Lett.*, **11**(1975), 131--3.
- [3] 陈木华, *电子科学学刊*, **8**(1986), 64--7.
- [4] 章日荣, 赵再思, 周康健, *电子学报*, 1978年, 第1期, 第68--80页.
- [5] 陈木华, *电子信息技术*, 1982年, 第1期, 第13--20页.
- [6] C. Dragone, *Bell Sys. Tech. J.*, **56**(1977), 869--88.
- [7] C. Dragone, *ibid.*, **56**(1977), 835--67.

## CORRUGATED CONICAL HORN FOR MULTI-FREQUENCY BAND USE

Chen Muhua

(Shijiazhuang Communication Laboratories)

The theory of corrugated conical horn operating at multi-frequency bands is described, and a practical corrugated conical horn is constructed. It can operate at three frequency bands (4, 6, 11 GHz) at least. The cross polarization peak level is better than  $-25\text{ dB}$  at 4, 6 GHz frequency bands, and the amplitude pattern at 11 GHz frequency band is also very good. It is shown theoretically and experimentally that the corrugated conical horn operating at multi-frequency bands is the best candidate for multi-frequency band feeds.