

一种拓展波纹喇叭带宽的新方法 ——负导纳区的应用

陈 木 华

(石家庄通信研究所)

通常设计的波纹喇叭都工作于正导纳区,其辐射性能的频带比理论上可达到2:1;但若考虑到要匹配性能好、辐射图的轴旋转性能优良(即交叉极化峰值电平低),其频带比实际上大约可得到1.4:1. 这不能满足频谱复用的卫星通信地面站对天线的要求,它需要频带比为 $6425:3700 = 1.736:1$. 为了解决这一问题,我们尝试利用负导纳区来拓展波纹喇叭的工作带宽.

大家知道,工作于主模 HE_{11} 的波纹圆锥喇叭的交叉极化峰值^[1]

$$P_x \propto \left| \frac{A_1 - 1}{A_1 + 1} I_1 \right|^2. \quad (1)$$

那么,计及多模工作时,

$$P_x \propto \left| \frac{A_1 - 1}{A_1 + 1} I_1 + \sum_{i \neq 1} \frac{T_i}{T_1} \frac{A_i - 1}{A_i + 1} I_i \right|^2, \quad (2)$$

式中

$$I_i = a^2 \int_0^1 J_2(x_i a t) J_2(ut) e^{-i\phi_M^2 t} dt; \quad (3)$$

如无特别声明, i 可为1,可不为1. $x_i a$ 为与口径半径相同的波纹圆柱波导的特征值; $x_1 a$ 为主模 HE_{11} 的特征值, $x_i a (i \neq 1)$ 为不需要模的特征值. 它们可由特征方程求得:

$$F_1(x_i a) - \left(\frac{\beta_i}{k} \right)^2 \frac{1}{F_1(x_i a)} = \left(\frac{x_i a}{k a} \right) S,$$

$$(\beta_i a)^2 = (k a)^2 - (x_i a)^2,$$

$$S = \frac{P}{w} \frac{J_1'(k a) Y_1(k b) - Y_1'(k a) J_1(k b)}{J_1(k a) Y_1(k b) - Y_1(k a) J_1(k b)}.$$

这里, P 为波纹槽周期, w 为槽宽, S 为导纳,当 $k a$ 很大时,

$$S = -\frac{P}{w} \operatorname{ctg}[k(b - a)];$$

J_i 、 Y_i 分别为贝塞耳(Bessel)函数和诺依曼(Neumann)函数;带“'”者为其导数; $k = 2\pi/\lambda$, λ 为工作波长;

$$F_1(x_i a) = x_i a \frac{J_1'(x_i a)}{J_1(x_i a)};$$

而

$$\phi_M = \frac{\pi a}{\lambda} (\theta_0 + \theta'_0);$$

$u = ka\theta$; $a, b = a + h$, $\theta_0, \theta'_0, \theta$ 见图 1. (2) 式中 $\Lambda_i = \beta_i / [kF_1(x_i a)]$, 为混合因子; T_i 为模含量; T_i/T_1 为不需要模 ($i \neq 1$) 对主模 HE_{11} 的模比. 从(2)式可见, 只要控制不需要模 ($i \neq 1$), 使模比 T_i/T_1 足够小, P_x 就近似正比于 $\left| \frac{\Lambda_i - 1}{\Lambda_i + 1} \right|^2$. 通常设计的波纹圆锥喇叭, S 为 $+\infty$ 到零, 此时, Λ_1 为 $+\infty$ 到 1, 相应的 $x_1 a$ 为 1.841184 到 2.404826. 当 Λ_1 较大时 (此时 S 的值也较大), 交叉极化性能就不好. 因此辐射性能优良的情况是 S 大于零, 又接近于零; 亦即 $\Lambda_1 > 1$, 且接近于 1; $x_1 a$ 小于 2.404826, 又接近于 2.404826. 当导纳 $S = 0$ 时, $\Lambda_1 = 1$, $P_x = 0$, 此时对应的频率为 f_0 . 从(2)式可见, 只要使不需要模 ($i \neq 1$) 的模比 T_i/T_1 足够小, 我们就完全不必遵守 $\Lambda_1 \geq 1$ 的常规进行设计, 而可以选取 $\Lambda_1 < 1$ 而又接近于 1 来进行设计, $\Lambda_1 < 1$ 相当于 S 为负值, $x_1 a$ 大于 2.404826. 所以, 我们的设计方法是, 在喇叭口径上, 不是将对应于 $S = 0$ 的频率 f_0 作为频带低端频率 $f_{\min}$, 而是在频带中选一个靠近 $f_{\min}$ 的合适的频率作为 f_0 . 那么, 对于低于 f_0 的频率, $S < 0$ (处于负导纳区), Λ_1 稍小于 1; 对于高于 f_0 的频率, $S > 0$, Λ_1 稍大于 1; 在整个频带内, S 的绝对值都比较小, 接近于零, 而 Λ_1 为 1 左右. S 值也不能负得太多, 以免 Λ_1 与 1 相差太大, 从而可以比较容易地把不需要模的模比控制在足够小的范围内. 这样做, 可以比通常设计的喇叭的频带宽, 并可提高交叉极化性能.

在与光滑壁波导连接处的波纹输入口也利用负导纳区. 这里, 是选取频带中靠近频带高端频率 $f_{\max}$ 的一个合适的频率 f_∞ , 使 $S = \infty$. 那么, 在高于 f_∞ 的频率, S 为一个足够大的负值 (处于负导纳区); 在低于 f_∞ 的频率, $S > 0$; 在整个频带内, S 的绝对值较大. 由于与它相连接的光滑壁波导的导纳为 ∞ , 所以, 可以得到良好的匹配性能.

通常, 圆锥波纹喇叭可由辐射段和匹配段组成, 如图 1 所示. 我们可以将整个喇叭看成是由许多折线段组成, 如图 2 所示. 一个折线段称做一个单元波导. 我们一定要控制

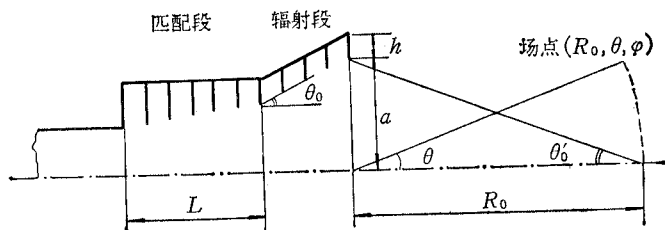


图1 波纹圆锥喇叭示意图

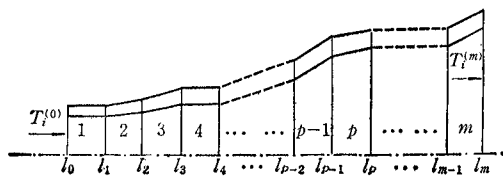


图2 折线段组成的波纹圆锥喇叭

在整个喇叭中产生的不需要模的含量。折线式变化的波纹圆锥喇叭的模转换计算公式如下^[2]：

$$[T_i^{(m)}] = \prod_{p=1}^m [\Phi^{(p)}][F^{(p)}][T_i^{(0)}], \quad (4)$$

式中 $i = n$, n 为考虑的模的个数；

$$[F^{(p)}] = \begin{bmatrix} F_{11}^{(p)} & \cdots & F_{1n}^{(p)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{n1}^{(p)} & \cdots & F_{nn}^{(p)} \end{bmatrix},$$

为 l_{p-1} 处的模转换矩阵； m 为单元波导数，从匹配段输入口一直计算到喇叭口；

$$[\Phi^{(p)}] = \begin{bmatrix} \Phi_1^{(p)}, 0, \cdots, 0 \\ 0, \Phi_2^{(p)}, \cdots, 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0, \cdots, 0, \Phi_n^{(p)} \end{bmatrix}$$

为从 l_{p-1} 到 l_p 的传输矩阵，即第 p 个单元波导的传输矩阵； $[T_i^{(0)}]$ 为入射模矩阵，入射模为主模时，

$$[T_i^{(0)}] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}.$$

由(4)式可见，控制喇叭的长度，特别是匹配段的长度和控制每一单元波导的参数，如内径、外径、张角等，就可以控制单元波导的 $[\Phi^{(p)}]$ 和 $[F^{(p)}]$ ，从而可以计算并控制各个模的含量 $[T_i^{(m)}]$ ，而达到使不需要模的模比足够小。

按照以上考虑，进行了理论计算，在匹配性能优良（如驻波比 $VSWR \leq 1.2$ ）、交叉极化峰值较低（如优于 -25dB ）的条件下，使用负导纳区的方法得到的圆锥波纹喇叭的频带比大约为 $1.8:1$ 。这约为通常用正导纳区设计方法得到的 $1.4:1$ 的频带比的 1.3 倍。这已为我们的实验所证实。这样就可以满足频谱复用卫星地面站对天线宽频带的要求。

按照以上想法，我们设计加工了两个波纹圆锥喇叭。喇叭由辐射段和匹配段组成，如图 1 所示。

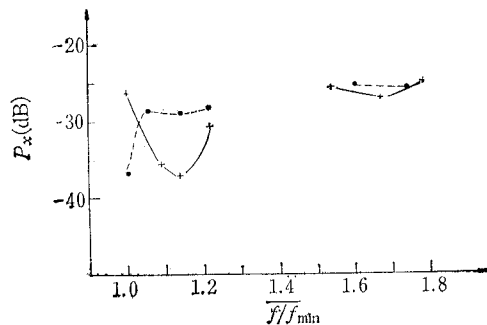


图 3 实测交叉极化峰值电平

喇叭 1 $\theta_0 \approx 10^\circ$, $2a \approx 9.6\lambda_0$ (λ_0 为 f_0 的波长), $L \approx 10\lambda_0$. 测量结果为: 在 $f_{\max}:f_{\min} = 1.736:1$ 的频带内, 交叉极化峰值优于 -25dB (参看图 3), $\text{VSWR} \leq 1.7$.

喇叭 2 $\theta_0 \approx 24^\circ$, $2a = 3.9\lambda_0$, $L \approx 13\lambda_0$. 测量结果为: 在 $f_{\max}:f_{\min} = 1.787:1$ 的频带内, 交叉极化峰值电平优于 -24.6dB (参看图 3), $\text{VSWR} \leq 1.18$.

参 考 文 献

- [1] 水沢丕雄, 武田文雄, 别段信一, 電子通信学会論文誌 (B), **56-B** (1973), 14.
[2] 章日荣, 电子学报, 1983 年第 5 期, 第 50 页.

A NEW METHOD FOR EXTENDING THE OPERATION FREQUENCY BANDWIDTH OF CORRUGATED HORNS BY USING THE NEGATIVE ADMITTANCE REGION

Chen Muhua

(Shijiazhuang Communication Laboratories)

A new method is presented for extending the operation frequency bandwidth of corrugated horns by using the negative admittance region, and it is verified by experiments.