

# 毫米波高效率双极化馈源的研制

姚 德 森

**摘 要** 本文介绍已设计成功的一个8毫米波段、能工作于双极化状态的高效率馈源。馈源的各种性能指标比较优良,理论与实验十分吻合,文中提供了一组新的通用设计曲线,在设计各波段的变锥角高效率多模馈源时均可利用。

## 一、引 言

一个能够辐射各种极化波的高效率8毫米波段的多模馈源已研制成功。主要应用的设计技术是用于卫星地面接收站的高效率馈源设计技术。同时,为了获得多极化性能,对其结构尺寸和馈电系统作了精心考虑。理论计算与实验结果十分吻合。

普通高效率馈源要求旁瓣电平低, $E$ 、 $H$ 面方向图等化(在一定电平内)良好。系统驻波比小,工作频带宽等。对于一个要能辐射各种极化波的馈源。则还要求其极化隔离度良好。

本设计所达到的技术指标为:

工作波长:  $8.52 \text{ mm} \pm 2.5\%$ ;

方向图: 在 $-14\text{dB}$ 内 $E$ 、 $H$ 面方向图振幅不等,小于 $0.5\text{dB}$ ,相位不等小于 $5^\circ$ ;旁瓣电平小于 $-30\text{dB}$ ;

驻波特性: 在频带内电压小于1.2;

极化隔离在频带极化隔离度大于 $30\text{dB}$ ;

增益: 大于 $20\text{dB}$ 。

通过对各种形式的高效率馈源 的比较,如: 对角方喇叭,变锥角圆喇叭,波纹喇叭,台阶圆喇叭,介质充填圆喇叭等<sup>(4)</sup>,我们选择了变锥角多模圆喇叭。

为了方便设计,我们绘制了一组由等化电平为 $-10\text{dB} \sim -17\text{dB}$ 的模比曲线,利用这组通用曲线,既可以根据等化电平要求方便地确定口径面上的预期模比,又可以在设计中对所综合的模比,验算所能达到的等化情况。利用这组曲线,并配合计算机辅助设计,使我们的多模馈源设计一次成功。

## 二、设计用的通用曲线

变锥角多模喇叭的原理,理论分析及工程设计方法可参阅文献[1][4]。设计通常

分两部分：一是由对方向图等化的要求确定口径面上的模比；二是设计喇叭各部分尺寸以综合得到口径面上所希望的模比。

图 1 所示为变锥角圆喇叭多模馈源示意图，其输入端口的激励波导模通常是圆波导中的  $H_{11}$  模。

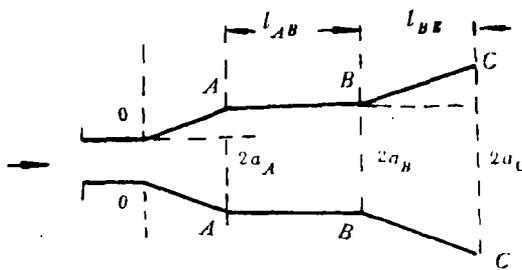


图 1 变锥角多模馈源示意图

辐射端口和各区段的工作模通常是  $H_{11}$ ,  $H_{12}$ ,  $E_{11}$  模（锥波导中的球面模，或圆波导中的平面模），控制主模  $H_{11}$  与高次模  $H_{12}$ ,  $E_{11}$  的模比以得到期望的方向图。口径面上的高次模由三个突变面即  $AA$ 、 $BB$ 、 $CC$  面所产生。对突变截面两边场进行函数变换后，可解出模比及模传输系数，从而绘出通用设计曲线<sup>[2][8]</sup>，见图 2、3。图中

$$\Phi_M = \frac{\pi a}{\lambda} \operatorname{tg} \delta \quad (1)$$

式中  $\lambda$ ：工作波长， $a$ ：突变处截面半径。 $\delta$ ：锥角增量。

根据口径面上各模的模比，经过并不复杂的数学推导，可以导出远区辐射场的方向性函数公式，从而得到两个主平面  $E$ ,  $H$  面上的辐射方向图<sup>[3][4]</sup>， $F_E(u)$  和  $F_H(u)$ 。

$$u = \frac{2\pi}{\lambda} a \sin \theta = ka \sin \theta \quad (2)$$

式中  $\theta$ ：偏轴的角坐标。

在高效率馈源设计中，边缘照射通常取  $u_m = ka \sin \theta_m = 4$ ,  $\theta_m$ ：边缘照射角，在一定近似条件下<sup>[8]</sup>可得一组工程上实用的近似公式。

令口径面上的模比表示为

$$\left. \frac{H_{12}}{H_{11}} \right|_z = |A_{12}| e^{j\alpha} \quad (3)$$

$$\left. \frac{E_{11}}{H_{11}} \right|_z = |B_{11}| e^{j\beta} \quad (4)$$

$$\text{可得} \quad F_E(4) = F_{OE} e^{j\varphi_E} \quad (5)$$

$$F_H(4) = F_{OH} e^{j\varphi_H} \quad (6)$$

$$\text{式中} \quad F_{OE} = (0.2704 |B_{11}|^2 - 0.0342 |B_{11}| \cos \beta + 0.001089)^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

$$F_{OH} = (0.1296 |A_{12}|^2 + 0.144 |A_{12}| \cos \alpha + 0.04)^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

$$\varphi_E = \operatorname{tg}^{-1} \frac{0.52 |B_{11}| \sin \beta}{-0.033 + 0.52 |B_{11}| \cos \beta} \quad (9)$$

$$\varphi_H = \operatorname{tg}^{-1} \frac{0.36 |A_{12}| \sin \alpha}{0.2 + 0.36 |A_{12}| \cos \alpha} \quad (10)$$

高效率馈源常取 $-14 \sim -17\text{dB}$ 照射。所以我们利用公式(3)~(10)作了 $-10 \sim -17\text{dB}$ 八张通用预期模比曲线图, 见图(4)~(11)。由于要求 $E$ 面和 $H$ 面方向图的振幅和相位能等化, 所以利用式 $F_{0E} = F_{0H}$ ,  $\operatorname{tg} \varphi_E = \operatorname{tg} \varphi_H$ , 按所要求的等化电平, 在曲线图4~11上, 据任一选定的 $|E_{11}/H_{11}|$ , 就可以方便地求得 $\alpha$ ,  $|H_{12}/H_{11}|$ 及 $\beta$ 值。

如: 设要求 $-14\text{dB}$ 等化。选定 $|E_{11}/H_{11}| = 0.405$ , 则从图8的 $|E_{11}/H_{11}| \sim \beta$ 曲线查得 $\beta = 67^\circ$ , 并从 $|E_{11}/H_{11}| \sim \operatorname{tg} \varphi_E$ 查得 $\operatorname{tg} \varphi_E = 3.2$ 。据 $\operatorname{tg} \varphi_E = \operatorname{tg} \varphi_H$ 查 $|H_{12}/H_{11}| \sim \operatorname{tg} \varphi_H$ 曲线, 得 $|H_{12}/H_{11}| = 0.68$ 。再从 $|H_{12}/H_{11}| \sim \alpha$ 曲线得 $\alpha = 128^\circ$ 。

从曲线图4~11中我们还可得出这样的结论: 当确定了等化电平后,  $|E_{11}/H_{11}|$ 的选择范围是很小的, 见表1。

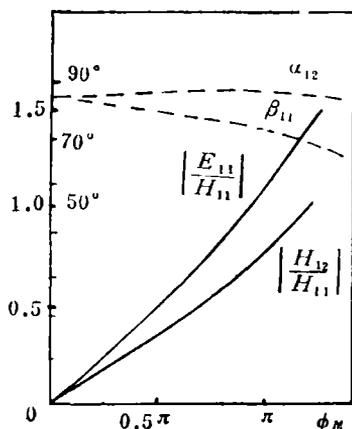
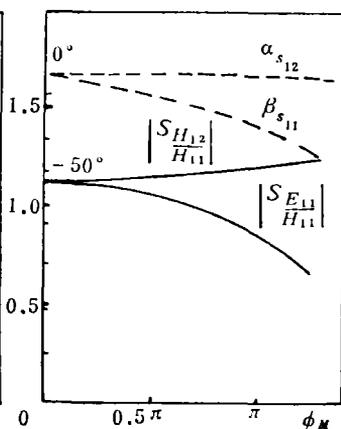
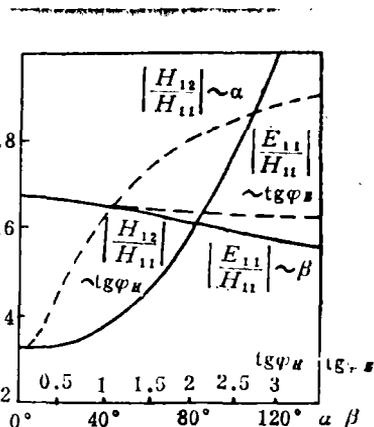
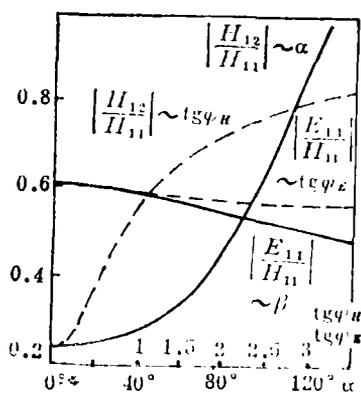
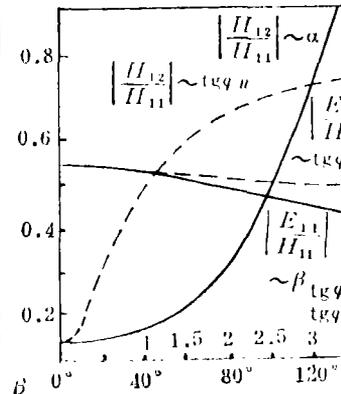
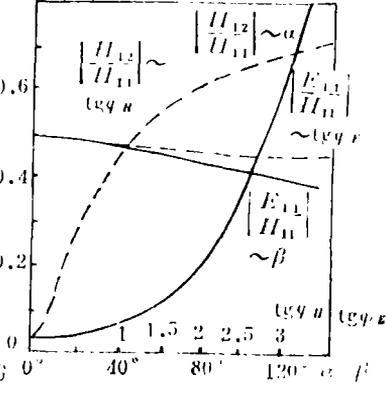
图2  $\frac{H_{12}}{H_{11}}$  模比图

图3 模比传输系数(3)

图4  $-10\text{dB}$ 等化的预期模比图5  $-11\text{dB}$ 等化的预期模比曲线图6  $-12\text{dB}$ 等化的预期模比曲线图7  $-13\text{dB}$ 等化的预期模比曲线

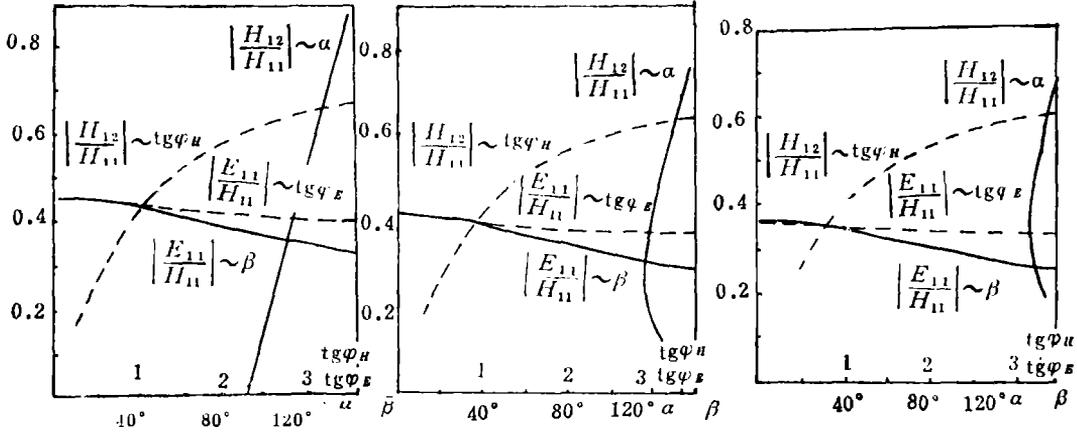


图 8 -14dB等化的预期模比 图 9 -15dB等化的预期模比曲线 图 10 -16dB等化的预期模比

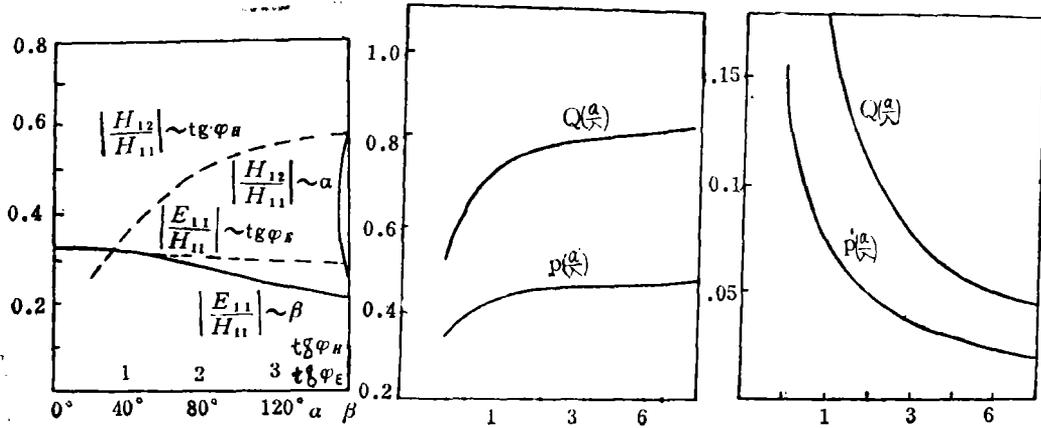


图 11 -17dB等化的预期模比 图 12 锥波导差相移<sup>[1]</sup> 图 13 直波导差相移<sup>[4]</sup>

表 1  $|H_{12}/H_{11}|$  的选值范围

等化电平 (-dB)	10	11	12	13	14	15	16	17
$ E_{11}/H_{11} $ 取	0.63	0.56	0.5~	0.46	0.41~	0.37	0.33	0.29
值范围	0.67	0.61	0.545	0.495	0.46	0.41	0.37	0.33

在等化电平确定之后，根据所取  $|E_{11}/H_{11}|$  不同，可以有无数组数据，均满足该等化要求。究竟取那一组合适，要通过模比综合，来反复选取，折衷确定。

口径面上所期望的模比是由 AA、BB、CC（见图 1）三个截面上锥角突变所产生的模比综合而成的。为设计简单起见，通常 AA 截面处的锥角变量  $\delta'$  和 BB 截面处的锥角变量  $\delta$  设计得相等。AB 一段为差相移段。用来调整所综合模比的相位，使尽可能接近预期的口径面上的模比。

锥波导段的差相移量:

$$\Delta\phi_{H_{11}-E_{12}} = 2\pi \left[ P\left(\frac{a_2}{\lambda}\right) - P\left(\frac{a_1}{\lambda}\right) \right] \operatorname{ctg}\delta \quad (11)$$

$$\Delta\phi_{H_{11}-H_{12}} = 2\pi \left[ Q\left(\frac{a_2}{\lambda}\right) - Q\left(\frac{a_1}{\lambda}\right) \right] \operatorname{ctg}\delta \quad (12)$$

式中  $a_2$  为锥波导大圆端面的半径,  $a_1$  为小圆端面的半径。  $P\left(\frac{\alpha}{\lambda}\right)$ ,  $Q\left(\frac{\alpha}{\lambda}\right)$  为差相移函数, 已绘成曲线见图12。

直波导段差相移量:

$$\Delta\phi_{H_{11}-E_{11}} = 2n \frac{l}{a} P'\left(\frac{\alpha}{\lambda}\right) \quad (13)$$

$$\Delta\phi_{H_{11}-H_{12}} = 2u \frac{l}{\lambda} Q'\left(\frac{\alpha}{\lambda}\right) \quad (14)$$

式中  $a$  直波导段半径,  $l$ : 长度,  $P'\left(\frac{\alpha}{\lambda}\right)$ ,  $Q'\left(\frac{\alpha}{\lambda}\right)$  为差相移函数, 已绘成曲线见图13。利用曲线图2~13, 即可进行馈源设计。

### 三、设计方法及程序

本设计中, 由于对馈源增益有要求, 因此方向图较窄, 辐射口径面较大, (直径约需  $6\lambda$ ), 而输入端口直径仅约  $0.7\lambda$ 。如按常规设计, 则锥角  $\delta$  很小, 将导致喇叭太长 (达 0.5 米左右), 故不能允许。

本设计中, 由于要求喇叭能工作在多极化状态, 因此, 对极化隔离有较高要求, 馈电系统采用方-圆过渡的一般结构是无法满足要求的。必须精心考虑喇叭输入端口与正交模耦合器输出端口之尺寸及其连接。使所引入的不均匀性为最小, 又不致破坏结构的对称性。

变锥角多模喇叭的常规设计方法如下: 若选取的预期模比  $|E_{11}/H_{11}|$  较大, 则利用差相段使  $AA$ 、 $BB$  截面产生的  $E_{11}$  模到达  $CC$  截面与  $CC$  截面产生的  $E_{11}$  模均同相迭加;

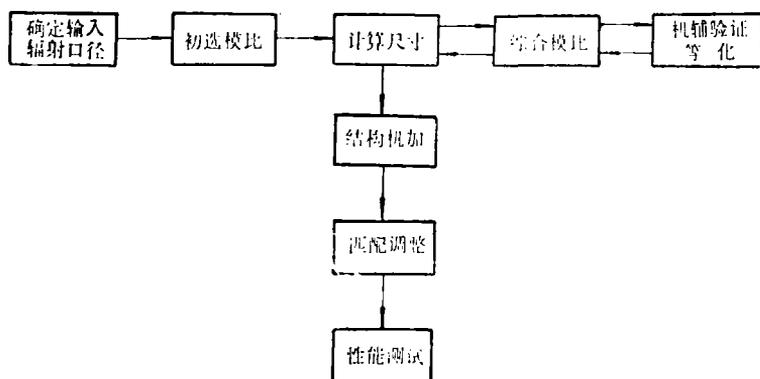


图 14 设计程序图

若所取  $|E_{11}/H_{11}|$  较小, 则利用差相段使  $AA$ 、 $BB$  截面产生的  $E_{11}$  互相抵消。 $E_{11}$  仅由  $CC$  面产生。

为了适应本任务的设计, 我们对上面方法作一修正, 用改变差相段  $l_{AB}$  的长度来控制辐射口面上的模比, 并利用计算机寻找最接近所要求等化电平又最接近所综合尺寸的辐射口上的模比。设计工作程序如图14所示。

### 1. 确定输入圆波导口直径及输出喇叭口直径。

变极化馈源前面连接的是正交模耦合器, 我们采用宽带隔片式正交模耦合器<sup>[6]</sup>, 其输出端口已确定为  $5.12 \times 5.12 \text{mm}^2$  的方波导口, 为了由此方波导口过渡到圆波导口的不均匀性最小, 圆波导直径宜接近  $5.12 \text{mm}$ , 再考虑单模传输及宽频带条件, 取多模馈源的输入圆波导直径为  $5.58 \text{mm}$ 。

由于任务中对馈源增益, 波束宽度提出要求, 所以馈源输出端口不能按常规方法设计, 而是由增益及波束要求近似确定。 $2a_c$  愈大, 愈能满足增益要求。但波束必然太窄, 且  $2a_c$  愈大, 喇叭张角必须愈小, 才能不致使高次模影响太大, 从而使喇叭总尺寸太长、无法接受。为此, 折衷取  $2a_c$  为  $50 \text{mm}$ 。

工作波长已知, 为  $\lambda = 8.52 \text{mm}$ , 带宽  $\Delta f \geq 5\%$ 。

### 2. 初定模比及确定 $\delta$ , $2a_B$ , $l_{BC}$

从  $-14 \text{dB}$  等化的预期模比曲线 (图 8) 上初步确定:

$$E_{11}/H_{11} = 0.405e^{j87^\circ} \quad H_{12}/H_{11} = 0.68e^{j128^\circ}$$

令截面  $CC$  处产生的  $E_{11}/H_{11}$  模比为:

$$E_{11}/H_{11}|_c = j0.3728, \quad [\text{或等于 } jI_m(E_{11}/H_{11})]$$

查曲线图 2 得  $\phi_{M0} = 0.44\pi$

于是可得  $\delta = 8.53^\circ$

由  $a_c/\lambda = 2.934$ , 查曲线图 12, 得

$$P\left(\frac{a_c}{\lambda}\right) = 0.45$$

所以

$$\begin{aligned} P\left(\frac{a_B}{\lambda}\right) &= P\left(\frac{a_c}{\lambda}\right) - \frac{\phi + \frac{\pi}{4}}{2\pi} \text{tg} \delta \\ &= 0.45 - \frac{1}{4} \text{tg} 8.53^\circ = 0.412 \end{aligned}$$

反查图 12 得

$$a_B/\lambda = 1.7 \quad a_B = 14.5 \text{mm} \quad l_{BC} = 70 \text{mm}$$

直波导段相位差: 由曲线图 13 得

$$P'\left(\frac{a_B}{\lambda}\right) = P'(1.7) = 0.088$$

$$Q'\left(\frac{a_B}{\lambda}\right) = Q'(1.7) = 0.2$$

于是得  $\frac{l_{AB}}{a_B} = 7.5$  及  $5.68$

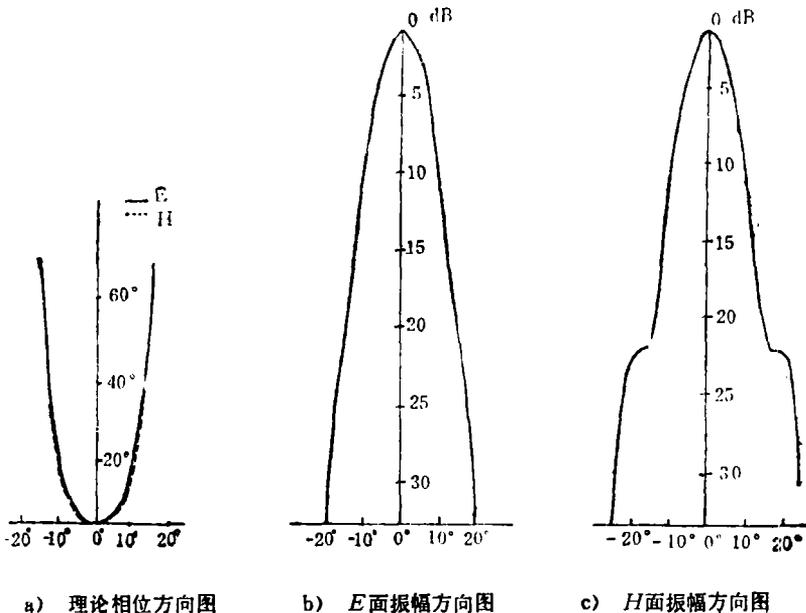
实际上, 当取  $\delta = \delta' = 8.53^\circ$ ,  $l_{AB}/a_B$  为 5.68~7.5 值时, 据此尺寸综合的  $CC$  截面处  $E_{11}/H_{11}$  模比值都超过所需的预期模比值。一般情况下, 这时可改变  $\delta$ ,  $\delta'$  使之减小, 但在我们这里  $\delta$  太小, 喇叭尺寸太长, 不宜采用。为此, 我们在固定  $\delta$ ,  $a_B, l_{BC}$  条件下, 用改变  $l_{AB}/a_B$  的办法。这实际上是使  $AA$ 、 $BB$  截面产生的  $E_{11}/H_{11}$  只部分地相加, 从而改变了口径面上的模比。其另一好处是改变  $l_{AB}/a_B$ , 还可以大幅度改变口径面上的  $H_{12}/H_{11}|_{\Sigma}$ 。因此可以获得比较理想的  $E_{11}/H_{11}|_{\Sigma}$  及  $H_{12}/H_{11}|_{\Sigma}$  (表 2)。

表 2 模比随  $l_{AB}/a_B$  的变化

$l_{AB}/a_B$	4.7	5.7	6	6.5	6.897
$\frac{E_{11}}{H_{11}} _{\Sigma}$	$0.4416e^{j27.6^\circ}$	$0.519e^{j34^\circ}$	$0.57e^{j36.5^\circ}$	$0.5928e^{j39.7^\circ}$	$0.6264e^{j45^\circ}$
$\frac{H_{12}}{M_{11}} _{\Sigma}$	$0.2619e^{j102.5^\circ}$	$0.3596e^{j102.5^\circ}$	$0.4179e^{j73^\circ}$	$0.5047e^{j78.8^\circ}$	$0.5507e^{j85.7^\circ}$

### 3. 模比综合

经多次反复试探, 结合计算机校验, 最后取定  $l_{AB}/a_B = 4.7$ , 所综合的口面模比为:  $E_{11}/H_{11}|_{\Sigma} = 0.4416e^{j27.6^\circ}$ ,  $H_{12}/H_{11}|_{\Sigma} = 0.2619e^{j102.5^\circ}$ 。从曲线图 4~11 查出此模比可在  $-13\text{dB}$  之内使方向图等化, 而从计算机较严格的计算在  $-19\text{dB}$  内都能满足要求。利用口径面上模比推得的远区辐射场公式, 可以排出计算机程序。计算辐相方向图曲线<sup>[5]</sup>。计算结果示于图 15。

图 15 理论计算的方向图 ( $f = 35.2\text{GHz}$ )

#### 4. 极化隔离与匹配问题

我们曾以一个普通的方-圆过渡来连接正交模耦合器的方波导与多模喇叭输入口的圆波导, 结果发现。即使是精心加工的方-圆过渡, 也难以使喇叭辐射的极化隔离超过10dB。因此, 这样的馈源是不能工作在多极化状态的。究竟是由于馈电不当引起的, 还是由于多模喇叭本身引起的? (因为多模喇叭能否工作在多极化状态曾是个存在争论的问题)。为此, 我们去掉了方圆过渡, 当将方波导口与圆波导口直接对接时, 极化隔离度立即大大提高。这表明极化隔离度差是由于馈电结构中人工引入的不对称性所造成的。直接对接时极化隔离度虽然改善了, 但随之而带来驻波比变坏。为此, 一方面考虑方波导口与圆波导口尽可能取相接近的尺寸 (指在直接对接下驻波比最小), 另一方面在二者之间插入一段纯由机加的不破坏对称性的匹配段, 从而使驻波比在较宽的频段 ( $>10\%$ ) 内不大于1.20, 而且极化隔离也超过了30dB。

此实验充分表明, 这种变锥角多模圆锥喇叭本质上是可以在多极化状态之下的。但必须力求避免包括馈电结构在内的两个正交平面的任何非对称性出现, 即避免馈电过程中的极化扭转的出现。这一结论, 对今后为设计此类辐射器以用于多极化工作的工程人员是很有用的。

### 四、测试结果

对按上述尺寸进行加工的一个多模馈源作了测试, 试验结果是满意的。

图 16、17 分别画出了实测的H面与E面振辐方向图特性。从图中可见, 在5%频带内方向图稳定, 3dB波束宽度等于 $12^\circ$ , 在-14dB内两主平面的波束不等化小于0.5dB, 旁瓣电平平均低于-30dB。

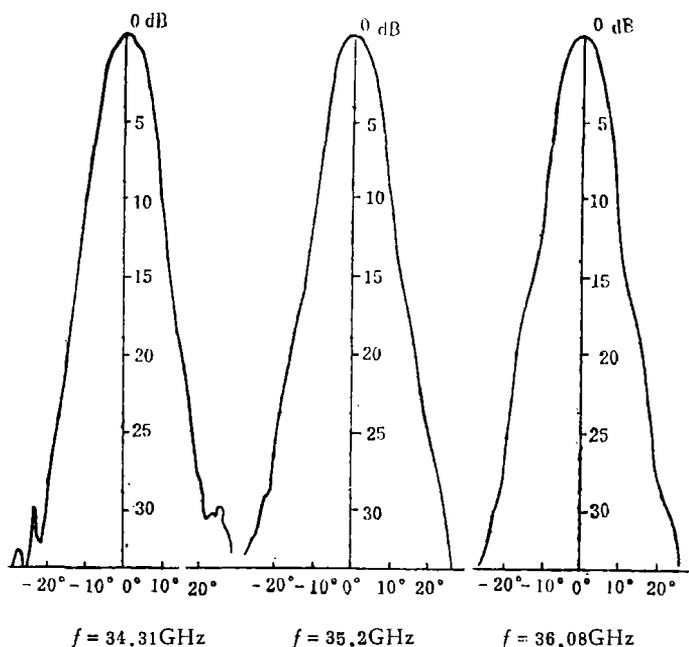


图 16 实测H面方向图

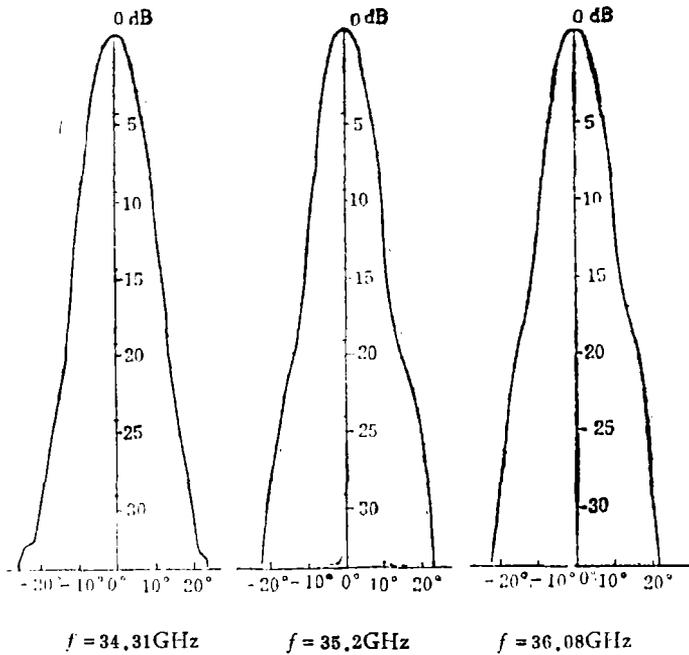


图 17 实测E面方向图



图 18 线极化状态电压驻波比

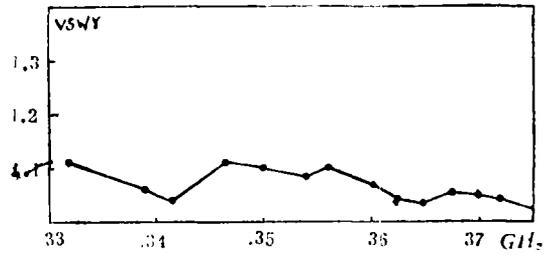


图 19 圆极化状态电压驻波比

图 18、19 分别画出了线极化和圆极化工作状态的电压驻波比特性，可见在很宽频段内  $vswr < 1.2$ 。

极化隔离度测试结果如下：

$f$ (GHz)	33.34	35.2	36.92
隔离度 (dB)	$>37$	$>35$	$>32$

该馈源的增益测试结果如下：

$f$ (GHz)	33.35	35.2	36.96
$G$ (dB)	20.5	22.2	23.3

## 致 谢

毛钧杰、胡昌辉二同志协助完成了本文的方向图测试。特表谢意。

## 参 考 文 献

- [1] S.B Cohn, Flare-Angle changes in a Horn as a Means of Pattern Control, Microwave J. 1970, Vol. 13, P14.
- [2] 章日荣, 反射镜天线及高效率馈源, 人民邮电出版社。
- [3] 杨可忠, 多模喇叭的设计与计算, 无线电通信技术, 1981.6.
- [4] 李 现、姚德森, 变锥角多模圆喇叭馈源设计, 国防科技大学学报, 86年第一期。
- [5] 敖洁宁、姚德森, 高效率卡雷格天线及多模喇叭馈源设计中的几个问题, 国防科技大学学报, 85年第三期
- [6] 毛钧杰, 正交模耦合器的分析与设计, 第三届毫米波、亚毫米波会议论文集。

## Design of A 8-mm Band High-Efficiency Feed Horn

Yao Demiao

## Abstract

The present paper introduces a 8-mm band high-efficiency feed horn. This horn can be operated in bipolarized radiating systems and has higher performance. A good agreement between theoretical and experimental performance is obtained. A set of new generalized curves which can be used in designing other bands moremode horn with flare-angle changes is provided in this paper.