圆突-矩形波导缝隙线阵设计[1)]

吕善伟 高文军 李思超 刁海南
(北京航空航天大学 电子工程系) (航空工业总公司 014 中心)

摘 要 把常用的矩形波导一个宽面改成圆弧形构成的波导称为圆突-矩形波导. 这种波导与扇面波导相比: 电性能相当; 波导管结构更加简单, 容易加工, 便于安装. 文中给出圆突-矩形波导中主模场, 圆曲面上纵向槽归一化谐振电导近似公式. 设计了 *C* 和 *X* 波段波导曲面纵向谐振缝隙线阵, 缝隙电压相位为同相分布, 输入端匹配. 实际测量了天线输入端电压驻波比和 *H* 面方向图, 理论与实验相吻合.

关键词 波导; 缝隙天线; 天线阵; 谐振电导; TE 模
分类号 TN 82; TN 81

在研究和应用金属矩形波导管时, 总是力求波导管内部 4 个管壁平直光洁, 不希望并限制各壁有形变, 如果发生形变将使传输性能变差. 在 60 年代有作者讨论过波导壁变形(畸变) 引起附加相位的问题. 我们不限于讨论波导形变引起电性能的变化, 却可以有意利用波导管壁形变达到特殊应用, 本文采用的波导管就是其中 1 个例子. 将矩形波导 1 个宽壁外突成圆弧形以达到与圆柱体完全共形的目的, 我们把这种波导称为圆突-矩形波导管. 这种波导的圆弧壁根据圆柱体的直径设计; 另 3 个平面壁围成 1 个直角槽沟, 尺寸由工作波段决定. 圆突-矩形波导与扇面波导相比: 电性能相当; 波导管结构更加简单, 容易加工, 便于安装; 波导中场解比较复杂, 对具体尺寸的波导只能给出近似解. 文中给出 TE 主模场的近似表达式[1]、半波长纵向缝隙谐振电导表达式[2], 利用这些基本公式设计谐振式纵向缝隙线阵天线, 测试了输入端电压驻波比和 *H* 面方向图, 测得的结果与理论预计相吻合.

1 基本近似理论公式

为了方便, 我们首先列出文献[1~3]获得的有关近似理论公式.

参考图 1 坐标, 圆突-矩形波导中 TE 波主模场的一种近似解为

$$E_x = \frac{x}{\sqrt{R^2 - x^2}}\left[\frac{y}{b(x)}\right]^p \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (1)$$

$$E_y = \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (2)$$

$$b(x) = \sqrt{R^2 - x^2} - h \quad (3a)$$

以上公式中 $x \in \left[-\frac{a}{2}, \frac{a}{2}\right]$

$$h = \sqrt{R^2 - (a/2)^2} - b \quad (3b)$$

以及

$$H_x = -\frac{1}{Z_{TE}}\cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (4)$$

$$H_y = \frac{1}{Z_{TE}} \frac{x}{\sqrt{R^2 - x^2}}\left[\frac{y}{b(x)}\right]^p \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (5)$$

$$H_z = \frac{1}{j\beta Z_{TE}}\left\{\frac{\pi}{a}\sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) + \frac{px}{\sqrt{R^2 - x^2}} \cdot \left[\frac{y}{b(x)}\right]^p y^{-1}\cos\left(\frac{\pi x}{a}\right)\right\} e^{-j\beta z} \quad (6)$$

$$Z_{TE} = 120\pi\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} \quad (7a)$$

$$\beta^2 = \omega^2\mu\varepsilon - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2 \quad (7b)$$

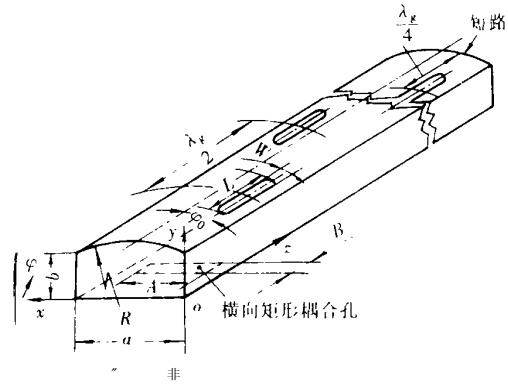


图 1 缝隙线阵示意图

收稿日期: 1996-10-10 第一作者 男 60 岁 教授 100083 北京
1) 国家自然科学基金资助项目

对于 C 波段, 我们取 $a=52$ mm, $b=10$ mm, 由共形体直径要求取 $R=100$ mm; 由数值计算得 $\lambda_c=98.328$ mm, $p=0.94$. 对于 X 波段[2], 我们取 $a=20$ mm. $b=6$ mm, $R=79$ mm, 计算得 $\lambda_c=39.185$ mm, $p=0.9$.

利用式(1)~(7), 以及互易定理、功率平衡关系和传输线理论可导出半波长纵向缝隙谐振电导 G 归一化近似表达式为[2]

$$\frac{G}{Y_0}=\frac{\left(-\frac{1}{2}S^2\right)}{W^2S_rM} \tag{8}$$

式中

$$S=\frac{R}{\mathrm{j}\beta Z_{TE}}\frac{4\pi\lambda}{4\pi^2-\beta^2\lambda^2}\left(\cos\frac{L\beta}{2}-\cos\frac{L\pi}{\lambda}\right)\int_{\frac{\pi}{2}-\varphi_0-\frac{\alpha}{2}}^{\frac{\pi}{2}-\varphi_0+\frac{\alpha}{2}}h(\varphi)\mathrm{d}\varphi \tag{9}$$

$$h(\varphi)=\frac{\pi}{a}\sin\left(\frac{\pi R}{a}\cos\varphi+\frac{p\cot\varphi\cos\left(\frac{\pi R}{a}\cos\varphi\right)}{R\sin\varphi-h}\right) \tag{9a}$$

$$M=\frac{1}{2}\left\{\frac{R^2}{2p+1}\arcsin\frac{a}{2R}+\frac{pR^2}{2p+1}\cdot\left[\arcsin\frac{a}{2R}+\frac{a}{2R}\sqrt{1-\left(\frac{a}{2R}\right)^2}\right]+\frac{h}{2(2p+1)}\left(a-R\ln\frac{R+(a/2)}{R-(a/2)}\right)-\frac{ah}{2}+\int_0^{\frac{a}{2}}g(x)\mathrm{d}x\right\} \tag{10}$$

$$g(x)=\left(\frac{1}{2p+1}\cdot\frac{x^2}{R^2-x^2}+1\right)\cdot\left(\sqrt{R^2-x^2}-h\cos\left(\frac{2\pi}{a}x\right)\right) \tag{10a}$$

$$S_r\cong 0.609/(120\pi^2) \tag{11}$$

或者采用由圆柱面上纵向半波长缝隙辐射场求出的结果[3]

$$S_r\cong\frac{\lambda^2}{4\pi^5R^2(120\pi)}\int_0^{\pi}\frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin^3\theta}\cdot\sum_{n=0}^{\infty}\frac{\epsilon_{0n}}{|H_n^{(2)'}(kR\sin\theta)|^2}\mathrm{d}\theta \tag{12}$$

$$\epsilon_{0n}=\begin{cases}1 & n=0\\ 2 & n>0\end{cases} \tag{12a}$$

式中 $H_n^{(2)'}(\cdot)$ 为第二类汉克尔函数的一阶导数, L 为缝隙长度, 取 $L\approx\frac{\lambda}{2}$ 时得到半波长缝隙谐振电导归一化值; α 为缝宽的张角, 缝宽 $W=R\alpha$; φ_0 为缝隙中心线对波导曲面中心线的偏角, 在 φ 的第一象限取正值, 在第二象限取负值; Y_0 为主模的特性导纳.

式(11)对应于金属平板上半波缝隙向半空间的辐射功率, 利用互补振子的结果推导得来. 式(12)对应着金属圆柱体表面半波纵向缝隙的辐射功率. 前者比后者简单得多, 计算机时也少得多, 而二者计算结果接近. 数值计算表明, 当波导弧面半径 R 与工作波长 λ 之比 $R/\lambda\geqslant 1$ 时, 二者计算值相差小于 5%; $R/\lambda\geqslant 2.5$ 时, 小于 1.7%. 因此, 对于一般工程实际情况, 式(11)和(12)均能满足设计需要.

2 缝隙线阵设计

如同普通线阵设计, 若不计入单元间互耦影响, 对天线波束形状和副瓣电平要求不苛刻的条件下, 线阵设计过程是相当简单的, 主要工作是如何达到输入端匹配问题.

本文设计的 C 波段和 X 波段谐振缝隙线阵的示意图如图 1 所示, 阵列两端头短路, 两端的缝隙中心距离短路面约为 $\lambda_g/4$, 相邻缝隙间距为 $d\approx\lambda_g/2$, 在波导中心线两侧交错排列. C 波段天线由一端的 $A\times B$ 矩形孔激励, 并与矩形波导相连接; X 波段天线采用带有聚四氟乙烯套的金属探针激励, 与 50 Ω 的 SMA 同轴接头相连, 取代图 1 中横向矩形耦合孔.

取缝隙激励电压分布为

$$A(id)=0.5\left[1+\sin\left(\frac{i\pi}{N}\right)\right]\qquad i=0,1,\cdots,N-1 \tag{13}$$

为了达到匹配并实现式(13)的幅度分布, 各缝隙归一化谐振电导应当满足关系式

$$g_i=\frac{G_i}{Y_0}=\frac{|A(id)|^2}{\sum_{i=0}^{N-1}|A(id)|^2} \tag{14}$$

利用式(13)和(14)获得各缝隙的 g_i 并代到式(8)中, 得到各缝隙的偏心角 φ_0. 本文设计的 C 波段中心频率 $f_0=4.28$ GHz, 7 单元($N=7$), 同相激励, 激励孔 $A\times B=46.6\times 10(\mathrm{mm}^2)$, 没有采用其它任何匹配措施. 缝隙尺寸要求缝宽/缝长 $=W/L\leqslant 0.1$, 缝长凭经验确定. 设计的 X 波段天线为 9 单元($N=9$).

3 实验结果

3.1 C 波段线阵

利用矩形波导-同轴转换装置与天线激励孔直接连接, 测量天线输入端电压驻波比(*VSWR*) 和 *H* 面方向图, 测得的 *VSWR* 与频率关系曲线绘在图 2 中; f = 4.20 GHz 时测得的方向图绘于图 3 中, 包括天线边缘绕射的贡献, 其中 θ 角由天线轴线的法向算起. 在 f = (4.00~4.30) GHz 范围内每隔 500 MHz 测试 *H* 面方向图, 基本参数列在表 1 中, f = (4.15~4.30) GHz 时半功率点波瓣宽度

$$\Delta\theta_{-3\mathrm{dB}} \approx 12^\circ \sim 12.5^\circ$$

最高副瓣相对电平

$$Sll \approx -11.8 \sim -13.2\ \mathrm{dB}$$

利用无限长完整的金属圆柱上缝隙阵列方向图公式估算, 结果如图 3 虚线所示, 估算与测试比较, 在主瓣区域较为吻合, 副瓣电平比实测值低. 没有测天线增益.

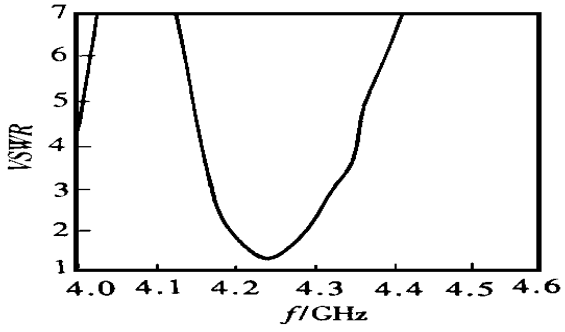


图 2　*C* 波段天线 *VSWR* 随 f 变化的实测曲线

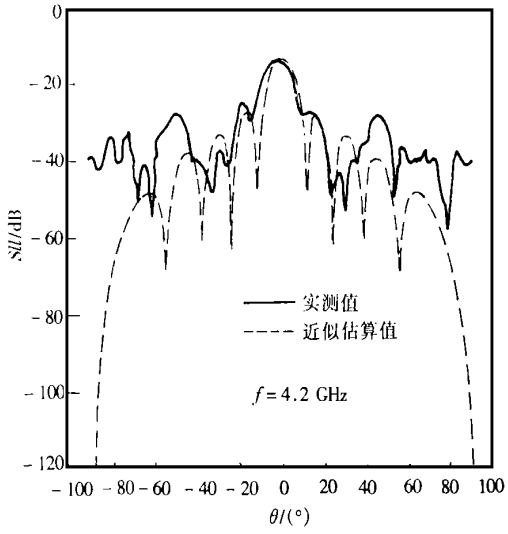


图 3　*C* 波段缝隙线阵 *H* 面方向图(f = 4.20 GHz)

f = 4.00 GHz 时, 主波瓣发生明显分裂, 最大值指向偏离法向 ±9° 左右, 与行波阵估算的方向相近, 虽然这是驻波阵列测得的结果, 却间接指证这类天线也可以设计成行波阵列.

表 1　*C* 波段 7 元线阵 *H* 面方向图参数

(矩形口馈电)

f/GHz	*Sll*/ - dB	$\Delta\theta_{-3\mathrm{dB}}$/(°)
4.00		双峰
4.10	15.0	15.5
4.15	12.4	12.0
4.20	11.8	12.4
4.25	13.2	12.5
4.30	12.8	12.0

3.2　*X* 波段线阵

9 单元缝隙天线输入端 *VSWR* 随工作频率 f 变化测试结果绘于图 4 中, f = 11.2 GHz 时 *H* 面方向图测试结果如图 5 所示. 在 4 个频率点上测得 *H* 面方向图参数列在表 2 中.

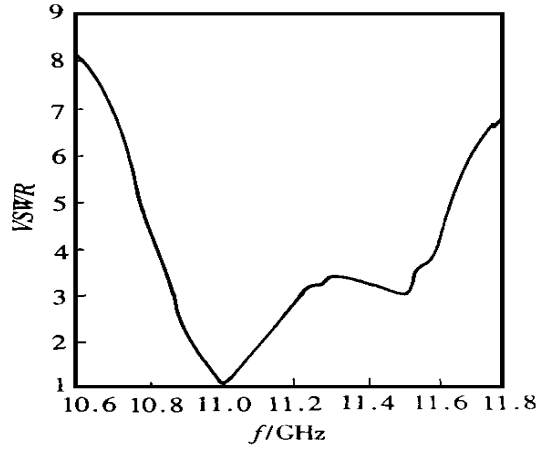


图 4　*X* 波段天线 *VSWR* 随 f 变化的实测曲线

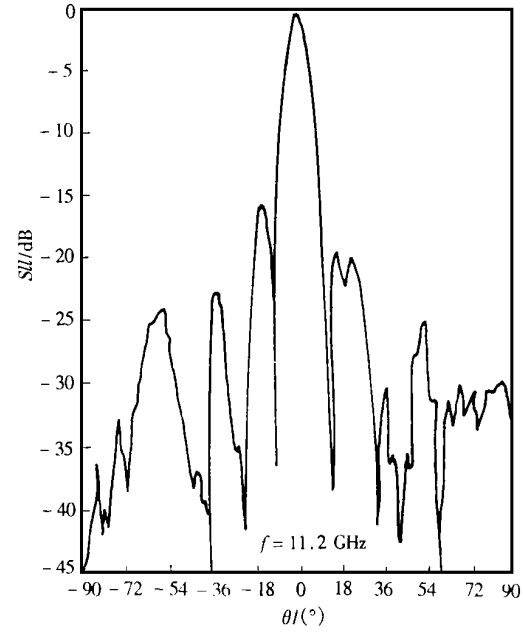


图 5　*X* 波段缝隙线阵 *H* 面方向图(f = 11.20 GHz)

表 2 *X* 波段 9 元线阵 *H* 面方向图参数 (SMA 馈电)

f/GHz	$\Delta\theta_{-3dB}$/(°)	SLL/ - dB	G/dBi
10.9	10.04	15.1	11.55
11.0	9.29	15.8	13.67
11.1	9.78	15.7	13.30
11.2	9.27	15.1	12.75

4 结 论

测试数据与理论预计结果相吻合, 证明本文介绍的新型波导缝隙共形天线可用于实际设备中, 且设计简单.

在设计频率附近天线输入端匹配良好, 但带宽较窄. 如果进一步改善工作频带, 需要较精确地确定缝隙的谐振长度, 设计阵列时应考虑互耦的存在, 采用调节激励孔 *A*、*B* 尺寸, 或附加调配结构或细致调节金属探针激励尺寸, 可以展宽工作频带. 本文方法亦适用于设计行波阵列.

参 考 文 献

1 吕善伟, 陈 刚, 高文军. 圆突-矩形波导中截止波长及场的近似解. 航空学报, 1997, 18(1): 93~95

2 吕善伟, 高文军, 佟木林. 圆突-矩形波导缝隙天线. 电子学报, 1997, 25(6): 45~47

3 吕善伟, 高文军, 应 杰. 共形波导场近似解及缝隙天线. 北京航空航天大学学报, 1998, 24(1): 9~12

Design of Slotted Linear Array in a Cam-rectangular Waveguide

Lü Shanwei Gao Wenjun

(Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Dept. of Electronic Engineering)

Li Sichao Diao Hainan

(Institute 014 of AVIC)

Abstract A new waveguide which can change the wide wall of a rectangular waveguide into a symmetric arc wall is named as a cam-rectangular waveguide. Comparing to sectoral waveguide, the new waveguide has the same voltage characteristics and is easier to be produced and fixed. An approximate formula of the dominant mode fields and the normalized conductance of a longitudinal resonant slot cut in the curved wall of a cam-rectangular waveguide are given. A resonant slot linear array in *C* & *X* band is designed, in which the slot voltage distribution is equiphase and the input is matched. The input voltage stationary ware ratio and the *H*-plane pattern of the antenna are measured. The experimental results show the conformance with theoretical results.

Key words waveguides; slot antennas; antenna arrays; resonant conductance; TE mode