

文章编号: 1001 - 893X(2011)10 - 0092 - 07

低副瓣多波束 Rotman 透镜天线设计^{*}

李 峰, 刘熠志

(中国西南电子技术研究所, 成都 610036)

摘 要:设计了一个工作于 Ka 频段的 16 波束 H 面波导结构低副瓣多波束 Rotman 透镜天线。各相邻波束间隔小于半功率波束宽度。采用相邻波束副瓣对消的原理实现了降低副瓣目的。实测结果表明, 与未采取对消的天线相比, 天线副瓣电平平均降低了 10 dB。给出了 H 面喇叭激励下透镜内电磁场计算公式及阵列轮廓的截获损耗。螺钉移相器的应用缩小了透镜天线尺寸。

关键词:多波束天线; Rotman 透镜; 波导; 螺钉移相器; 低副瓣; Ka 频段

中图分类号: TN823 **文献标识码:** A doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2011.10.019

A Low Sidelobe Rotman Lens Antenna with Multi-beam

LI Feng, LIU Yi-zhi

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: A low sidelobe Rotman lens antenna is developed which operates at Ka band with 16 beams. The angular interval between beams is smaller than half power beam width. It is structured with H-plane waveguide. The sidelobe is reduced by canceling patterns of adjacent two beam ports. Test result shows that the sidelobe is reduced about 10dB compared with no canceling measure. The formula of radiating field in the lens cavity which is made of two metal parallel plates by the H-plane horn is given. The intercepted loss by the contour of array ports is computed. The scale of lens is reduced obviously by application of metal posts phase shifter.

Key words: multi-beam antenna; Rotman lens; waveguide; posts phase shifter; low sidelobe; Ka band

1 引 言

与二维有源相控阵相比, 为了比较经济地达到二维电扫描的要求, 常采用电子开关切换多波束天线的方式来达到此目的。Rotman 透镜天线就是一种便于制作的多波束天线, 不过其副瓣电平一般较高。

为达到较低的副瓣, 现阶段主要有 4 种方法: 一是通过在各个波束口添加新的加权网络^[1]得到; 二是在多波束应用中可以通过增加波束口照射口径尺寸^[2]的途径来降低副瓣; 三是用一个小透镜作为初级多波束馈源照射另一个较大的透镜^[3]; 四是在辐射单元中加衰减器, 从中心端口开始逐渐增加其衰

减幅度^[4]。

上述 4 种方案都能有效降低副瓣, 特别是第一种, 文献报道可到 -33 dB 的水平, 但是目前基本限于单个波束应用, 很难用于多波束情况。第二种只能在基于 TEM 波传输的情况下应用, 对波导结构而言随着单个波束口径尺寸的增加会出现高次模, 因此不便于应用。但是这一方案的波束间隔过大, 各相邻波束交叠电平远低于 -3 dB (一般为 -10 dB)。第三种从天线原理来看是用一个大口径馈源代替一般的喇叭照射阵面轮廓, 与第一种方案的原理相似, 都是通过提高边照水平来降低副瓣, 只不过初级多波束馈源取代了加权网络, 同时实现了在不低于 3 dB 交叉电平情况下的低副瓣多波束, 只是整

^{*} 收稿日期: 2011-05-19; 修回日期: 2011-10-08

个天线的尺寸增加过大。第四种方案仍然是依据降低边缘照射电平的原理来减小副瓣,但是这种方案要增加天线的插入损耗,按 -23 dB 设计会带来 $2\sim 4\text{ dB}$ 的额外插损,还要考虑衰减器带来的相位变化并加以相应的补偿。

上述 4 种方案只有后两种能够同时做到低副瓣与高的波束交叠电平,但也有尺寸过大或损耗增加的不足,因此需要采用一种新的方法来设计低副瓣多波束高交叠电平的 Rotman 透镜天线。本文结合方案一和方案二的特点设计了工作于 Ka 频段的 H 面波导馈电 Rotman 透镜,采用波束对消实现低副瓣特性。将波束口照射口径设计成可变(通过开关切换)、大口径,并且每个相邻波束对应照射口径的中心距约为口径宽度和的 $1/2$ 。其特点在于:实现了多波束低副瓣,相邻波束的间距小于半功率波束宽度,满足雷达、告警等系统对波束覆盖的要求;天线效率较高(采用空气波导结构);与多级透镜相比尺寸较小。

2 天线原理

Rotman 透镜天线是一种宽带宽角扫描天线,其宽角扫描能力是由焦弧张角 α 的大小决定的,通常可以达到 120° 左右;根据等光程原理设计出的透镜天线原则上带宽没有限制,但是实际构成透镜的各个电路部件如阵列辐射单元、传输线、传输线与透镜体的接头、调相机构以及它们相互间的互耦影响决定了整个天线的工作带宽。不过对于一般的应用而言,这些部件的带宽都是足够的。

Rotman 透镜天线由波束口、波束口与波束口轮廓间传输线、波束口轮廓、透镜腔体、阵列轮廓、阵列轮廓与辐射单元间传输线、辐射单元组成。图 1 为三焦点 Rotman 透镜的横截面,其阵列轮廓必须满足波束口到波前的等光程条件。波束轮廓为一段圆弧,阵列轮廓为满足等光程条件下的一段曲线。焦点 F_0 位于圆弧中心,偏轴焦点 F_1 、 F_2 对称地分别位于圆弧两端。阵列轮廓与辐射单元通过一组 $W(n)$ 波导传输线联接。从波束口轮廓上的每个波束口激励出的电磁波将会在外空间形成对应波束指向的辐射波束。两个偏轴焦点与 X 轴形成 α 夹角,其对应的波束指向与 X 轴夹角为 β 。

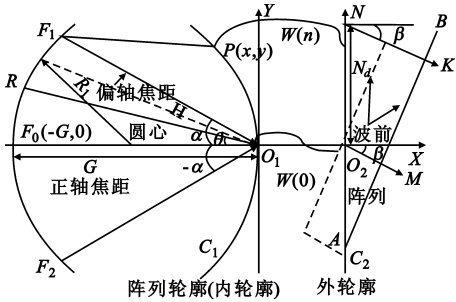


图 1 三焦点 Rotman 透镜原理
Fig.1 Principle diagram of tri - focal Rotman lens

为导出阵列轮廓,采用射线法求解等光程条件。定义偏轴焦点 F_1 、 F_2 到 O_1 的距离为偏轴焦距,记为 F ,所张的夹角记为 α ;正轴焦点 F_0 到 O_1 的距离为正轴焦距,记为 G 。从 F_1 出发的射线经 $P(x,y)$ 点通过 $W(n)$ 传输线从辐射阵面到达波前相应点的光程应等于从 F_1 出发的射线经 O_1 点通过 $W(0)$ 传输线从辐射阵面到达波前相应点 O_2 的光程。其数学表达式如下:

$$F_1P + W(n) + N_d \times \sin\beta = F + W(0) \quad (1)$$

$$F_2P + W(n) - N_d \times \sin\beta = F + W(0) \quad (2)$$

$$F_0P + W(n) = G + W(0) \quad (3)$$

其中

$$(F_1P)^2 = (X + F \times \cos\alpha)^2 + (F \times \sin\alpha - Y)^2 \quad (4)$$

$$(F_2P)^2 = (X + F \times \cos\alpha)^2 + (F \times \sin\alpha + Y)^2 \quad (5)$$

$$(F_0P)^2 = (X + G)^2 + Y^2 \quad (6)$$

将 α 、 β 、 G 、 F 值代入即可求得对应的 X 、 Y 与 $W(n)$ 。

阵列口到辐射单元间的等长波导通常占据了大量的区域,为了减小天线尺寸以螺钉移相器来实现不等长波导时的各传输路径等相位,可明显缩小天线在横向与纵向两个方向上的尺寸,但要带来工作带宽的损失。从图 2 可以直观清楚地看到在相同的透镜腔体条件下采用移相器后尺寸缩小的对比效果。

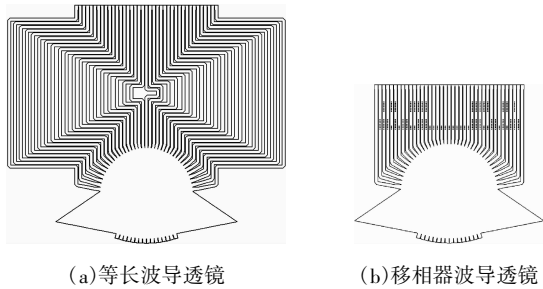


图 2 等长波导透镜与移相器波导透镜对比
Fig.2 Comparison between lens with equal length waveguide and lens with phase shifter

3 天线设计

计算位于平行金属板内的 H 面喇叭(用于波束口径轮廓及阵列口径轮廓)在透镜内的场分布可以得到阵列口径场幅度分布,进而预测出辐射场方向图特性。以理论计算的阵列口径分布作为全尺寸模型仿真的初值,经优化得到最终的设计后投图加工。因此理论计算是设计的第一步工作。

3.1 平行金属板内的 H 面喇叭辐射场计算

我们已知电场的方向在 Z 向,并且由于该方向上的尺寸较小,场分布是均匀的。在 Y 方向上呈半余弦分布。

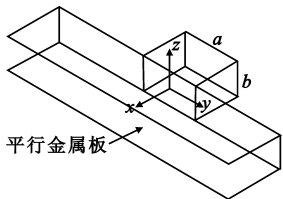


图3 平行金属板内的 H 面喇叭
Fig.3 H-plane horn in metal parallel plates

如图3所示,传输在平行金属板内的 H 面喇叭激励起的电磁场满足齐次波动方程:

$$\nabla^2 \vec{E} + k_0^2 \vec{E} = 0, \quad \nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (7)$$

波导的长边 a 沿轮廓曲线放置,设口径场沿 y 、 z 轴分别为余弦分布和均匀分布,将式(7)写为直角坐标形式为

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_0^2 \right) \cdot \vec{E}_z(x, y) = 0 \quad (8)$$

将式(8)作 y 的傅里叶变换得:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - k_y^2 + k_0^2 \right) \cdot \vec{E}_z(x, k_y) = 0 \quad (9)$$

令 $k_x^2 = k_0^2 - k_y^2$,则式(9)可以写为

$$\left(k_x^2 + \frac{\partial^2}{\partial x^2} \right) \cdot \vec{E}_z(x, k_y) = 0 \quad (10)$$

上式为常系数二阶齐次微分方程,它的通解为

$$\vec{E}_z(x, k_y) = \tilde{f}(k_y) e^{-jk_x x} \quad (11)$$

为求出式(11),作 k_y 的反傅里叶变换得:

$$\begin{aligned} \vec{E}_z(x, y) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{f}(k_y) e^{-jk_y y} e^{-jk_x x} dk_y = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{f}(k_y) e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} d\vec{k}_y \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)中的 $\tilde{f}(k_y)$ 可以利用已知的口径场来求得。当 $x = 0$ 时,电场的 $\vec{z}$ 分量必须等于假设的已知

口径切向场,则

$$\vec{E}_z(0, y) = \vec{E}_a(0, y) = \vec{z} E_0 \cos\left(\frac{\pi y}{a}\right) \quad (13)$$

于是式(12)可写为

$$\begin{aligned} \vec{z} E_0 \cos\left(\frac{\pi y}{a}\right) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{f}(k_y) e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} dk_y = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{f}(k_y) e^{-jk_y y} dk_y \end{aligned} \quad (14)$$

式(14)可以认为是一个一维傅里叶逆变换,从而

$$\begin{aligned} \tilde{f}(k_y) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \vec{E}_z e^{jk_y y} dy = \\ &= \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \vec{z} E_0 \cos\left(\frac{\pi y}{a}\right) e^{jk_y y} dy = \\ &= E_0 a \frac{\cos u}{1 - \left(\frac{2u}{\pi}\right)^2} \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $u = \frac{k_y a}{2}$ 。将式(15)代入式(12)中得到辐射场的积分表达式:

$$\begin{aligned} \vec{E}_z(x, y) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E_0 a \frac{\cos u}{1 - \left(\frac{2u}{\pi}\right)^2} e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} dk_y \\ u &= \frac{k_0 a \sin \varphi}{2} \end{aligned} \quad (16)$$

上式中的积分核是一个快速振荡的函数,用普通方法计算很难收敛,可利用驻相法求得近似解,得到式(17)。

$$E_z = E_0 a \frac{\cos u}{1 - \left(\frac{2u}{\pi}\right)^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\lambda r}} \cdot \cos \varphi \cdot e^{-j(k_0 r - \frac{\pi}{4})} \quad (17)$$

其归一化方向函数可写为

$$F(\varphi) = \frac{\cos u}{1 - \left(\frac{2u}{\pi}\right)^2} \cos \varphi \quad (18)$$

3.2 传输函数

电磁波从波束口径轮廓第 i 波束口处的 H 面喇叭发射,在高为 h 的平行板传输线中经过一段距离 r 到达另一端的阵列轮廓第 j 阵列口处的 H 面喇叭,其间既有传输路径损耗又有两喇叭间相对夹角引起的方向性。它们间的功率传输函数关系不仅决定了辐射阵面的口径分布而且也确定了透镜腔体内的能量截获率,是透镜天线理论设计的基础,因此有必要加以推导。

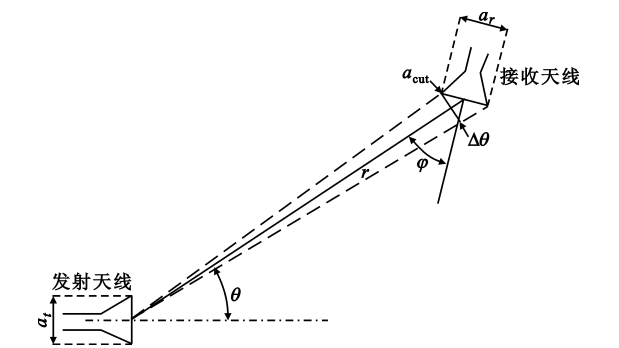


图 4 收发天线相对位置

Fig.4 Diagram of EM power transmitted from one antenna to another

如图 4 所示, a_r 、 a_t 分别为接收天线与发射天线的口径宽度, r 是收发天线之间的距离, θ 和 φ 分别是 r 与收发天线口径法线的夹角。发射天线在 $\Delta\theta$ 角域内的功率被接收天线截获, 视在宽度为

$$a_{\text{cut}} = a_r \cos \varphi \tag{19}$$

其分布为半余弦, 因此接收天线口面电场幅度为 $E(r, \theta)$, 接收功率为

$$P_r = \frac{h}{120\pi} \int_{a_{\text{cut}}} E^2(r, \theta) \cos^2\left(\frac{\pi y}{a_{\text{cut}}}\right) dy = \frac{h \cdot a_{\text{cut}}}{240\pi} E^2(r, \theta) \tag{20}$$

其中:

$$E(r, \theta) = \frac{a_t}{\sqrt{r\lambda}} F(\theta) \\ F(\theta) = \frac{\cos \theta \cdot \cos u}{1 - \left(\frac{2u}{\pi}\right)^2} \\ u = \frac{a_r k \sin \theta}{2}$$

式中, $E(r, \theta)$ 为发射天线在 (r, θ) 处产生的场强值。发射功率可由发射天线口径分布(21)得到:

$$E_a = \cos \frac{\pi y}{a_t} \tag{21}$$

$$P_t = \frac{h}{120\pi} \int_{a_t} |E_a|^2 dl = \frac{h \cdot a_t}{240\pi} \tag{22}$$

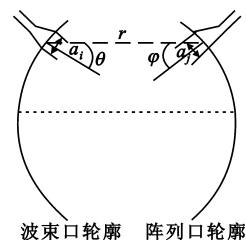


图 5 H 面喇叭在透镜中的放置

Fig.5 Diagram of H-plane horns in the lens

如图 5 所示, 从第 i 个发射喇叭到第 j 个接收喇叭的功率传输系数为

$$|S_{ij}|^2 = \frac{P_r}{P_t} = \frac{a_{\text{cut}} \cdot E^2(r, \theta)}{a_t} = \frac{a_i \cdot a_{\text{cut}}}{r\lambda} F^2(r, \theta) = \frac{a_i \cdot a_r \cos \varphi}{r\lambda} F^2(r, \theta) \tag{23}$$

透镜第 i 个波束口的插入损耗为

$$L_i = -10 \lg \sum_j |S_{ij}|^2 \tag{24}$$

3.3 标准三焦点 Rotman 透镜天线

取透镜天线各参数如表 1 所示, 以 H 面喇叭为辐射单元。

表 1 透镜参数 Table 1 Parameters of lens	
参数	值
正/偏轴焦点夹角 a	17.6°
波束最大偏移角 b	16°
喇叭数量 N	39
单元间距 d	0.77λ
正/偏轴焦距 G/F	22λ

根据前面 H 面喇叭方向图及传输函数得到各辐射单元口径分布。需指出的是, 图 6 和图 7 中的插入损耗未计入电导率、反射等因素, 仅考虑了截获效率。

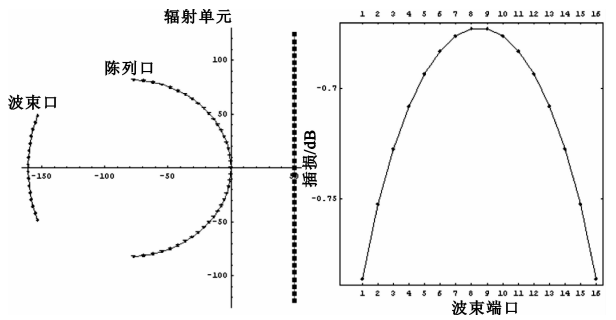


图 6 透镜轮廓及腔体插入损耗(中心频率)

Fig.6 The contour of lens and its inserted loss(center frequency)

透镜各波束口到阵列口的插入损耗约为 0.7 ~

0.8 dB(图 6),位于中心的端口较边缘处较小,这是由于阵列口各喇叭均直接指向中心波束端口。当工作频率增加时透镜的插入损耗会减小(图 7),因为这时的波束口 H 面喇叭的口径 - 波长比变大,等效为发射与接收阵列的照射锥削增加,从而增加了能量的截获效率。

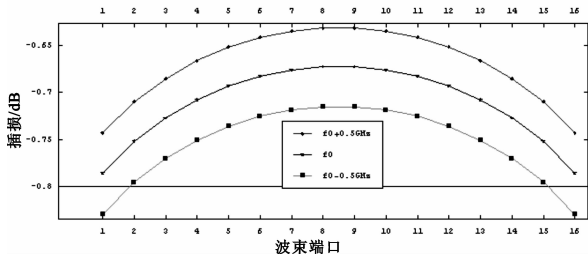


图 7 透镜腔体带内插入损耗
Fig.7 The inserted loss of lens in band

图 8 和图 9 表明,由于边缘辐射单元的电平锥削约为 - 4 dB,对应的副瓣电平为 - 16.14 dB,两个边频的副瓣电平还要差一些,约为 - 13 dB,这是因为波导内传输的不是 TEM 波,必然要在阵列口轮廓与辐射单元间的联接传输线中产生色散,破坏除中心频率外的其它工作频率下各端口的相位特性,使得等光程条件无法得到满足。中心端口(8 #)形成的阵列口口径分布完全对称(图 8),而边缘端口(1 #)则略有倾斜,这与波束端口在透镜中所处位置是相对应的。

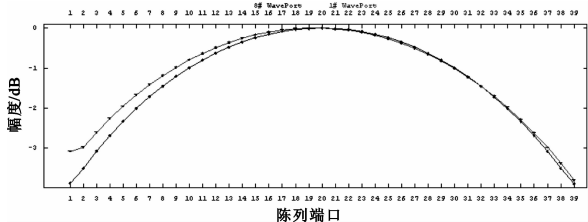
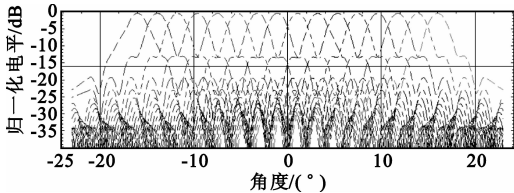
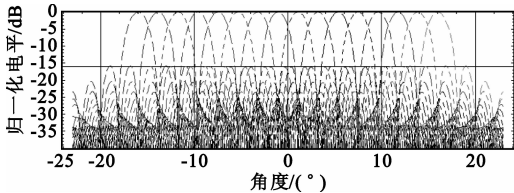


图 8 8 # 与 1 # 波束口激励时阵列口径分布(f_0)
Fig.8 The distribution of aperture excited by 8 # and 1 # waveport(f_0)

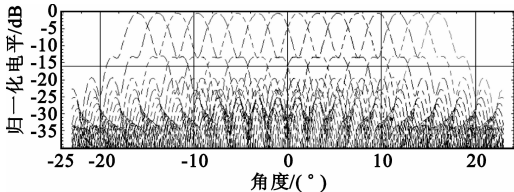
若要满足 - 20 dB 副瓣的要求需要 - 8 dB 边照,考虑到实际加工情况及透镜腔体两端网络的设计及制作误差还需要更大的锥削电平才行。但是这一要求对于波导结构的三焦点 Rotman 透镜天线而言无法达到。



(a) $f_0 - 0.5 \text{ GHz}$



(b) f_0



(c) $f_0 + 0.5 \text{ GHz}$

图 9 各波束方向图
Fig.9 Radiation pattern of all beams

3.4 低副瓣 Rotman 透镜天线

由于标准三焦点 Rotman 透镜天线不论其参数如何选取,它对应的阵列口口径幅度分布锥削都不够大,无法取得低副瓣的效果。

我们知道,天线两相邻波瓣的相位正好差 180° (图 10),如果让两个波束间隔一定角度,使得左波束的第一零点与右波束的第二零点重叠,造成同一方向上左右两波束的相位差 180° ,将两波束相加,则合成波束的副瓣会得到一定程度降低。此外,从图 10 可观察到合成波束的主瓣宽度与左/右波束相比得到较大程度的展宽。由阵列天线的理论可知,波束宽度与副瓣是一对矛盾,副瓣电平降低将引起口径效率的降低,从而展宽波束宽度。相邻波束旁瓣对消方法得到的合成方向图也满足此普遍规律。

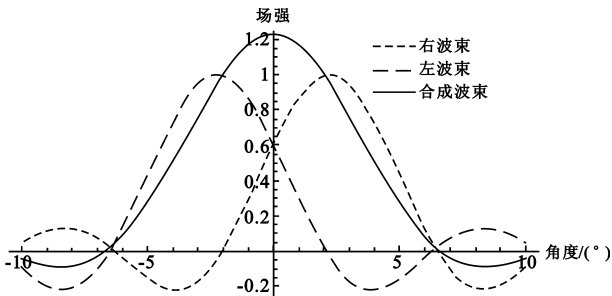


图 10 波束相加减小副瓣电平原理图
Fig.10 Principle diagram of decreasing sidelobe by adding beams

显然,当第一副瓣与第二副瓣的零点宽度相同时副瓣对消的效果最好。对于按等间距 d 排列的 N 个等幅各向同性点源,方向图上的各个零点位于^[5]:

$$\gamma_0 = \arcsin \pm \frac{K\lambda}{Nd}$$

(25)

式中, K 取值 $1, 2, 3, \dots$ 。如果阵列很长,满足 $Nd > > K\lambda$, 则有:

$$\gamma_0 \approx \pm \frac{K\lambda}{Nd}$$

(26)

上式表明,在阵列足够大的情况下方向图的前面几个零点基本为等间距,因此其第一、二副瓣宽度近似相等。

对于有加权的口径分布情况,结果与等幅的均匀分布有差异,但是当即加权程度轻时其结果应较为一致。

在三焦点 Rotman 透镜中以这种方式处理(图 11)。在其 17 个波束端口后增加 15 个单刀双掷开关与 16 个 3 dB 功分器组成旁瓣对消网络,该网络的输出端形成 16 个新的波束端口。与三焦点透镜天线相比,这 16 个新波束端口的副瓣将得到明显降低。新增加的对消网络在 Ka 频段会引起 2 dB 的插入损耗。

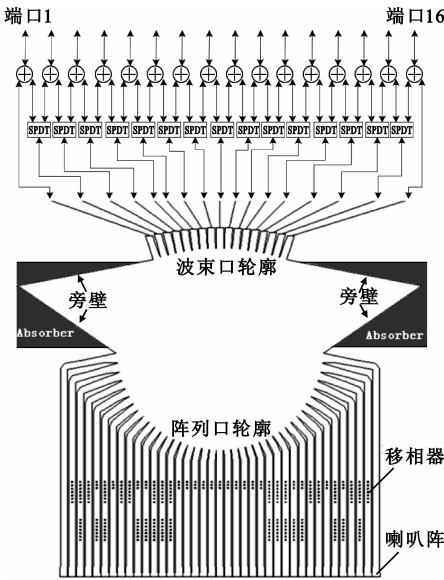


图 11 低副瓣透镜组成

Fig. 11 Schematic diagram of low sidelobe lens

4 实验结果及分析

为了验证对消设计的效果,一般三焦点 Rotman 透镜与采取对消措施的三焦点 Rotman 透镜各加工了一件实物并进行测试。

三焦点透镜天线与低副瓣透镜天线各参数见表 1,以 H 面喇叭为辐射单元。低副瓣透镜的波束口轮廓上有 17 个 H 面喇叭,三焦点透镜的波束口轮廓上有 16 个,两种天线的波束口轮廓上 H 面喇叭口径的总长相等。

低副瓣透镜天线测试结果表明(图 12),天线副瓣在 1 GHz 带宽内小于 -20 dB。仅在波束 $1, 4 @ f_0 - 0.5$ GHz,波束 $8 @ f_0$ 和波束 $6 @ f_0 + 0.5$ GHz 时略有升高。由于天线尺寸较大($284\text{ mm} \times 330\text{ mm}$),焊接质量很难做到没有虚焊,实验件经检测有 4 处虚焊(最大虚焊长度 5 mm),还有部分区域有焊料堆积。这些瑕疵都直接影响到阵面的幅相分布,引起副瓣恶化。由于天线波束扫描角度最大 16° ,因此各波束 3 dB 波束宽度变化不大,约为 $2.54^\circ \sim 2.67^\circ$ 与仿真值 $2.52^\circ \sim 2.59^\circ$ 一致。

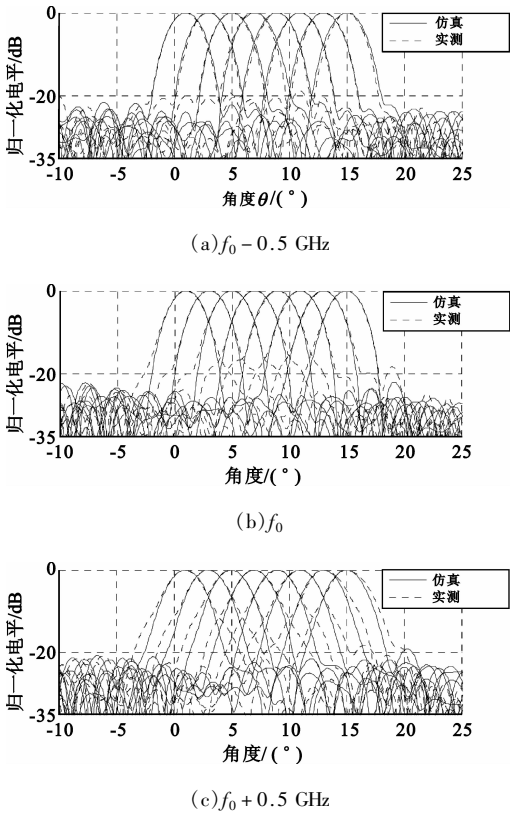


图 12 低副瓣透镜方向图

Fig. 12 Radiation pattern of low sidelobe lens

图 13 为三焦点透镜的结果,其副瓣电平在 $-10 \sim -16$ dB 之间变化。实测结果与仿真值相比,副瓣有约 3 dB 的偏差。与低副瓣透镜相同,也是由于焊接质量引起的。主瓣波束宽度约 $1.87^\circ \sim 2.01^\circ$,与仿真值 $1.89^\circ \sim 1.93^\circ$ 完全吻合。图 12、13 对应的透镜采用了相同的参数,低副瓣透镜因为做了旁瓣

对消,波束宽度展宽了 1.37 倍,与图 10 显示的效果一致。

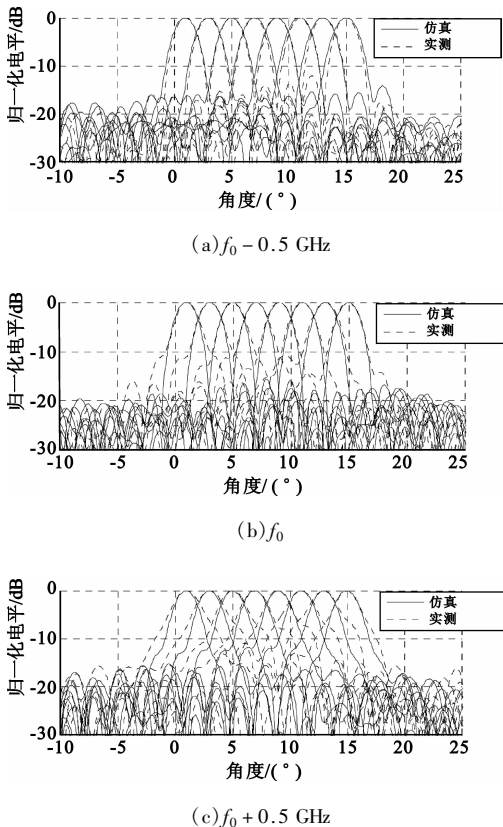


图 13 三焦点透镜方向图
Fig. 13 Radiation pattern of tri - focal lens

结合图 11 的电路结构从口径天线的观点出发,可以理解为低副瓣透镜每个合成波束都是通过两个相邻的 H 面喇叭来照射阵列口轮廓,因此与三焦点透镜的一个喇叭口径宽度相比大约增加一倍,于是两种透镜的阵列口轮廓上的场幅度加权出现了明显差异。由天线理论可知,此差异将展宽波束宽度、降低副瓣电平。同时各相邻合成波束对应的喇叭对的相位中心间距仍然等于两个喇叭的间距,从而两相邻合成波束的指向夹角近似等于未做相加处理前的两相邻波束指向夹角。

5 结 论

本文研究了降低多波束 Rotman 透镜天线副瓣的方法,验证了旁瓣对消方法,与多级透镜级联和在各阵列口加衰减器^[4]的方法相比,其优点是尺寸小、

衰减小、无相位补偿。该方法将 H 面波导馈电的多波束 Rotman 透镜天线副瓣从 - 10 dB 减小到 - 20 dB,具有通用性,可推广到其它类型阵列天线。螺钉移相器的应用在天线横截面的两个方向上都显著缩小了几何尺寸,但是牺牲了工作带宽,因此只能在工作带宽不大的情况下采用。

参考文献:

[1] Michael J Maybell. Printed Rotman Lens - Fed Array Having Wide Bandwidth, Low Sidelobes, Constant Beamwidth and Synthesized Radiation Pattern[C]//Proceedings of 1983 Antennas and Propagation Society International Symposium. [S. l.]:IEEE,1983:373 - 376

[2] Smith M S, FONG A K S. Amplitude Performance of Ruze and Rotman Lenses [J]. Radio and Electronic Engineer, 1983,53(9):329 - 336.

[3] Donlot T Mcgrath. A Low - Sidelobe Space Feed Lens[R]//AD - A147883. Alexandria: Defense Technical Information Center,1984:1 - 39.

[4] Donald H Archer, Michael J Maybell. Rotman Lens Development History at Raytheon Electronic Warfare Systems 1967 - 1995[C]//Proceedings of 2005 Antennas and Propagation Society International Symposium. [S. l.]:IEEE,2005:31 - 34.

[5] John D Kraus, Ronald J Marhefka. 天线[M]. 3 版. 章文勋,译. 北京:电子工业出版社,2007.

John D Kraus, Ronald J Marhefka. Antennas: For All Applications[M]. 3th ed. Translated by ZHANG Wen - xun. Beijing: Publishing House of Electronics Industry,2007. (in Chinese)

作者简介:

李 峰(1972—),男,四川安县人,高级工程师,主要研究领域包括波导缝隙阵列天线、微带阵列天线、透镜天线、低剖面中通天线等,曾获部级成果一等奖一项、三等奖一项;

LI Feng was born in Anxian, Sichuan Province, in 1972. He is now a senior engineer. His research interests include waveguide slot array antenna, microstrip array antenna, lens antenna, and low profile satellite communication antenna, etc.

Email: lifeng1972@tom. com

刘熠志(1982—),男,安徽人,2006 年于武汉大学获硕士学位,现为工程师,主要研究方向为多波束天线、波导裂缝阵天线、微带阵天线等。

LIU Yi - zhi was born in Anhui Province, in 1982. He received the M. S. degree from Wuhan University in 2006. He is now an engineer. His research interests include multiple beam antennas, waveguide slot antenna array, microstrip antenna array, etc.