

文章编号 1005-0388(2010)06-1046-06

# 卫星阵馈反射面赋形波束天线 窗口效应的研究

张亦希<sup>1</sup> 张恒伟<sup>2</sup>

(1. 西安交通大学微波工程与光通信研究所, 陕西 西安 710049;  
2. 63880 部队, 河南 洛阳 471003)

**摘要** 随着干扰的日益增多, 卫星阵馈反射面赋形波束天线通常希望具有尽可能低的旁瓣电平。然而, 当馈元阵口径面面积有限时, 窗口效应往往会使这种天线具有较高的旁瓣电平。本文在阵馈反射面天线频域方向性相乘原理的基础上, 对这种窗口效应形成的原因和产生的影响进行了分析, 并提出了两种能够减小这种窗口效应的窗口函数, 最后用一个实际阵馈反射面天线的仿真计算结果证明了这两种窗口函数的有效性和优越性。

**关键词** 卫星通信; 赋形波束; 阵馈反射面天线; 窗口效应

**中图分类号** TN822      **文献标志码** A

## 1. 引言

为了提高轨道资源、频率资源的利用率, 近年来卫星天线已广泛地采用了赋形波束天线技术。卫星赋形波束天线与传统的天线技术不同, 它可以只在指定的、任意形状的服务区域(如: 在中国境内)内具有较高的增益, 而在此区域以外则增益很低, 因此它具有许多传统天线技术所没有的优点: 1) 可以有效减小来自邻近卫星通信系统的干扰, 从而提高卫星轨道资源的利用率; 2) 可以提高天线的增益, 从而提高卫星功率的利用率; 3) 可以在不同的波束间对频率进行复用, 从而提高频率资源的利用率<sup>[1-4]</sup>。

阵馈反射面天线由于具有体积较小、重量较轻、能对方向图进行重新配置和对干扰进行自适应抑制等优点, 而成为一种较为常见的卫星赋形波束天线形式。它主要由一个反射面天线、一个馈元阵以及一个波束成形网络组成。反射面天线一般是抛物面天线或卡塞格伦天线, 而馈元阵则通常由喇叭天线组成。馈元阵放在反射面天线的焦平面上, 产生的波经过反射面的反射会在远场区形成一组形状近似相同、均匀分布的点波束阵, 波束成形网络则通过调整各个馈元的激励系数, 来对这些点波束进行加权、

叠加, 从而形成一个只覆盖指定服务区域的赋形波束。同时它由于可以在工作过程中对各馈元的激励系数进行修改, 所以可以对阵馈反射面天线的方向图进行重新配置, 对干扰进行自适应抑制。

对阵馈反射面天线进行波束赋形, 就是要寻找一组最佳激励系数使天线的方向图成为所需要的形状。过去对这一问题的研究主要集中在波束赋形算法<sup>[5-7]</sup> 和性能分析<sup>[8]</sup> 上。然而为了减小日益增多干扰的影响, 通信希望卫星阵馈反射面赋形波束天线具有尽可能低的旁瓣电平, 而一般的波束赋形算法由于窗口效应的存在, 往往较难对旁瓣电平进行有效地抑制。因此, 本文对阵馈反射面天线的窗口效应进行了深入的研究, 首先利用频域方向性相乘原理<sup>[9]</sup> 揭示了窗口效应形成的原因和产生的影响, 即当馈元阵的口径面面积有限时, 天线的赋形波束会发生一定程度的畸变, 接着提出了两种能够减小这种窗口效应的窗口函数, 并用一个实际阵馈反射面天线的仿真计算结果证明了这两种窗口函数的有效性和优越性。

## 2. 理论分析

### 2.1 阵馈反射面天线的数学模型

收稿日期: 2010-01-13

联系人: 张亦希 E-mail: yxzhang@mail.xjtu.edu.cn

假设阵馈反射面天线馈元阵中的所有馈元均分布在一个正四边形网格的各个节点上,于是根据物理光学原理<sup>[10-11]</sup>,天线产生的各点波束也近似等间隔均匀分布在一个正四边形网格上,如图1中所示。

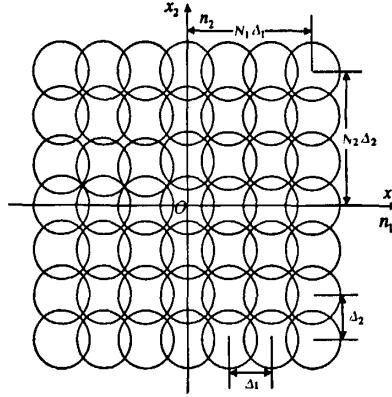


图1 阵馈反射天线的点波束分布

若以视轴为坐标原点建立如图1中所示的直角坐标系,且把相邻两点波束中心分别在  $x_1$ 、 $x_2$  轴上的间隔记为  $\Delta_1$ 、 $\Delta_2$  则任意点波束中心的坐标可表示为  $(n_1\Delta_1, n_2\Delta_2)$ ,其中  $n_1, n_2$  为整数,对应的点波束远区场可以表示为  $f_{n_1 n_2}(x_1, x_2)$ ,式中  $x_1, x_2$  分别为观察点的方位角和俯仰角坐标。各点波束所对应的激励系数就可表示为一个二维空域序列,记作  $w(n_1, n_2)$ 。

于是根据电磁场的叠加原理,天线产生的合成场  $f(x_1, x_2)$  就可以表示为

$$f(x_1, x_2) = \sum_{n_1=-N_1}^{N_1} \sum_{n_2=-N_2}^{N_2} w(n_1, n_2) \cdot f_{n_1 n_2}(x_1, x_2) \quad (1)$$

在天线几何结构已知的条件下,各点波束的远区场  $f_{n_1 n_2}(x_1, x_2)$  可用物理光学法来确定<sup>[10-11]</sup>,由式(1)可见,通过调整各馈元的激励系数就可以改变天线的方向图。

若各点波束的形状近似相同,即

$$f_{n_1 n_2}(x_1, x_2) = f_0(x_1 - n_1\Delta_1, x_2 - n_2\Delta_2) \quad (2)$$

式中,  $f_0(x_1, x_2)$  为在视轴上的点波束远区场,则天线的合成场可进一步表示为

$$f(x_1, x_2) = \sum_{n_1=-N_1}^{N_1} \sum_{n_2=-N_2}^{N_2} w(n_1, n_2) \cdot f_0(x_1 - n_1\Delta_1, x_2 - n_2\Delta_2) \quad (3)$$

## 2.2 频域方向性相乘原理

根据文献[9],式(3)中的合成场  $f(x_1, x_2)$  可以

看成是由二维序列  $w(n_1, n_2)$  以  $f_0(x_1, x_2)$  为内插函数,内插而得的二维函数。对式(3)两边同时作二维连续傅立叶变换,则有

$$\begin{aligned} & \iint f(x_1, x_2) e^{-j(\omega_1 x_1 + \omega_2 x_2)} dx_1 dx_2 \\ &= \sum_{n_1=-N_1}^{N_1} \sum_{n_2=-N_2}^{N_2} w(n_1, n_2) \cdot \\ & \quad \iint f_0(x_1 - n_1\Delta_1, x_2 - n_2\Delta_2) e^{-j(\omega_1 x_1 + \omega_2 x_2)} dx_1 dx_2 \\ &= \left[ \sum_{n_1=-N_1}^{N_1} \sum_{n_2=-N_2}^{N_2} w(n_1, n_2) e^{-j(n_1\Delta_1\omega_1 + n_2\Delta_2\omega_2)} \right] \cdot \\ & \quad \iint f_0(x_1, x_2) e^{-j(\omega_1 x_1 + \omega_2 x_2)} dx_1 dx_2 \end{aligned} \quad (4)$$

式中,  $\omega_1$  和  $\omega_2$  为角频率。若把  $f(x_1, x_2)$  和  $f_0(x_1, x_2)$  的二维连续傅立叶变换分别记作  $F(\omega_1, \omega_2)$ 、 $F_0(\omega_1, \omega_2)$ , 则有

$$F(\omega_1, \omega_2) = \left[ \sum_{n_1=-N_1}^{N_1} \sum_{n_2=-N_2}^{N_2} w(n_1, n_2) e^{-j(n_1\Delta_1\omega_1 + n_2\Delta_2\omega_2)} \right] \cdot F_0(\omega_1, \omega_2) \quad (5)$$

令

$$W(\Omega_1, \Omega_2) = \sum_{n_1=-N_1}^{N_1} \sum_{n_2=-N_2}^{N_2} w(n_1, n_2) e^{-j(n_1\Delta_1\Omega_1 + n_2\Delta_2\Omega_2)} \quad (6)$$

由式(6)可见,  $W(\Omega_1, \Omega_2)$  就是二维序列  $w(n_1, n_2)$  的二维离散傅立叶变换,  $\Omega_1, \Omega_2$  为离散角频率。于是式(6)就可写为

$$F(\omega_1, \omega_2) = W(\Delta_1\omega_1, \Delta_2\omega_2) \cdot F_0(\omega_1, \omega_2) \quad (7)$$

由式(7)可见,卫星阵馈反射面天线合成场的二维连续傅立叶变换就等于激励系数序列的二维离散傅立叶变换和点波束远区场的二维连续傅立叶变换的乘积。若把  $F_0(\omega_1, \omega_2)$  看成是频域的单元因子,  $W(\Omega_1, \Omega_2)$  是频域的阵因子,则卫星阵馈反射面天线在频域满足方向性相乘原理。

## 2.3 窗口效应

通常情况下,天线点波束远区场  $f_0(x_1, x_2)$  和期望场  $f_d(x_1, x_2)$  可以近似认为是二维带限的,且满足

$$F_d(\omega_1, \omega_2) = 0, \text{ 当 } |\omega_1| \geq \frac{\pi}{\Delta_1}, |\omega_2| \geq \frac{\pi}{\Delta_2} \quad (8)$$

$$F_0(\omega_1, \omega_2) = 0, \text{ 当 } |\omega_1| \geq \frac{\pi}{\Delta_1}, |\omega_2| \geq \frac{\pi}{\Delta_2} \quad (9)$$

式中,  $F_d(\omega_1, \omega_2)$  为  $f_d(\omega_1, \omega_2)$  的二维连续傅立叶变换。

于是当馈元阵的口径面面积是无穷大时,即  $-\infty < n_1 < +\infty, -\infty < n_2 < +\infty$ , 若令天线最佳激励

系数序列的二维离散傅立叶变换  $W_{opt}(\Omega_1, \Omega_2)$  为

$$W_{opt}(\Omega_1, \Omega_2) = \sum_{l_1=-\infty}^{\infty} \sum_{l_2=-\infty}^{\infty} \frac{F_d\left(\frac{\Omega_1 - 2l_1\pi}{\Delta_1}, \frac{\Omega_2 - 2l_2\pi}{\Delta_2}\right)}{F_0\left(\frac{\Omega_1 - 2l_1\pi}{\Delta_1}, \frac{\Omega_2 - 2l_2\pi}{\Delta_2}\right)} \quad (10)$$

则  $W_{opt}(\Omega_1, \Omega_2)$  中的各延拓谱不会发生混叠现象，同时根据频域方向性相乘原理，可得

$$\begin{aligned} F(\omega_1, \omega_2) &= W_{opt}(\Delta_1 \omega_1, \Delta_2 \omega_2) \cdot F_0(\omega_1, \omega_2) \\ &= \sum_{l_1=-\infty}^{\infty} \sum_{l_2=-\infty}^{\infty} \frac{F_d\left(\omega_1 - \frac{2\pi}{\Delta_1}l_1, \omega_2 - \frac{2\pi}{\Delta_2}l_2\right)}{F_0\left(\omega_1 - \frac{2\pi}{\Delta_1}l_1, \omega_2 - \frac{2\pi}{\Delta_2}l_2\right)}. \\ &= F_0(\omega_1, \omega_2) \\ &= F_d(\omega_1, \omega_2) \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可见，当满足式(8)和式(9)，且馈元阵的口径面面积为无穷大时，天线的期望场可以在合成场中重建，即天线的合成场等于期望场。

而当馈元阵口径面面积不是无穷大时，则此时的最佳激励系数序列  $w'_{opt}(n_1, n_2)$  与馈元阵口径面面积无穷大时的最佳激励系数序列  $w_{opt}(n_1, n_2)$  会有如下关系

$$w'_{opt}(n_1, n_2) = w_{opt}(n_1, n_2) \cdot r(n_1, n_2) \quad (12)$$

式中， $r(n_1, n_2)$  为窗口函数，它完全由馈元阵口径面的形状决定，表示当  $w'_{opt}(n_1, n_2)$  落在馈元阵口径面以外时为零。当馈元阵为如图 1 中所示的规则正四边形阵时，窗口函数为矩形窗口函数  $r_{N_1 N_2}(n_1, n_2)$

$$r_{N_1 N_2}(n_1, n_2) = \begin{cases} 1 & |n_1| \leq N_1, |n_2| \leq N_2 \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (13)$$

当馈元阵为规则正六边形阵时，采用文献[9]中的方法也可以得到类似的结论，而此时的窗口函数为正六边形窗口函数。

于是根据式(12)， $w'_{opt}(n_1, n_2)$  的二维离散傅立叶变换  $W'_{opt}(\Omega_1, \Omega_2)$  就可表示为

$$W'_{opt}(\Omega_1, \Omega_2) = W_{opt}(\Omega_1, \Omega_2) * * R(\Omega_1, \Omega_2) \quad (14)$$

式中： $R(\Omega_1, \Omega_2)$  为  $r(n_1, n_2)$  的二维离散傅立叶变换；

\* \* 表示二维连续周期卷积。当馈元阵的口径面面积为无限大时， $R(\Omega_1, \Omega_2)$  是一个单位冲击串，即

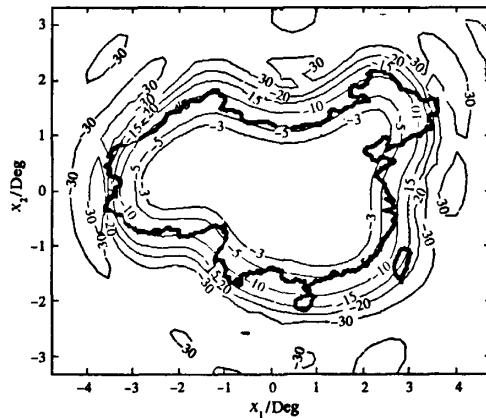
$$R(\Omega_1, \Omega_2) = \sum_{l_1=-\infty}^{\infty} \sum_{l_2=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega_1 - 2l_1\pi, \Omega_2 - 2l_2\pi) \quad (15)$$

$$W_{opt}(\Omega_1, \Omega_2) = W'_{opt}(\Omega_1, \Omega_2) \quad (16)$$

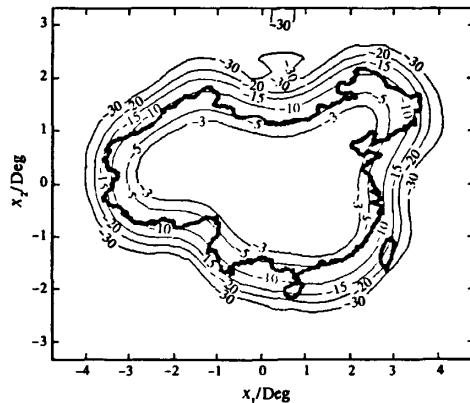
而当馈元阵的口径面面积有限时，由于  $R(\Omega_1, \Omega_2)$  不再是一个单位冲击串，而是有一定宽度的脉冲，所以  $R(\Omega_1, \Omega_2)$  将会使  $W'_{opt}(\Omega_1, \Omega_2)$  发生畸变，从而使

$f_d(x_1, x_2)$  无法在  $f(x_1, x_2)$  中被完全重建。因为这种畸变是由天线馈元阵口径面不够大所引起的，故本文称这种畸变为馈元阵的“窗口效应”。这种窗口效应会在波束宽度明显大于波束间隔时使赋形波束的失真变得非常严重。

下面用一个实际的例子来说明由馈元阵窗口效应所造成的赋形波束失真。天线的馈元阵为规则正六边形阵，波束宽度和波束间隔分别为  $1.10^\circ$  和  $0.85^\circ$ ，在馈元数分别为 37 和 61 时用 LCMV 方法对中国本土进行赋形，赋形后的天线等高线方向图如图 2(a)和(b)所示。图中黑色粗线为中国本土的边界线在卫星(卫星在东经  $104^\circ$  赤道上空)视场内的投影，五根黑色细线分别为天线的实际方向图在  $-5 \text{ dB}$ 、 $-10 \text{ dB}$ 、 $-15 \text{ dB}$ 、 $-20 \text{ dB}$  和  $-30 \text{ dB}$  的等高线。通过比较图 2(a)和(b)中的赋形结果可见，当馈元数为 37，也就是馈元阵口径面的面积较小时，赋形波束的失真较大，而当馈元数增加到 61 时，赋形波束的失真则明显减小。



(a) 37 馈元阵赋形波束的等高线方向图



(b) 61 馈元阵赋形波束的等高线方向图

图 2 馈元阵窗口效应对赋形波束的影响

由于一般的赋形算法都使用二维矩形窗口函数或正六边形窗口函数来对最佳激励系数序列进行截取,即仅将最佳激励序列在口径面内的部分保留,而口径面以外的部分则认为是零。由于矩形窗口函数或正六边形窗口函数都有很陡的变化边沿,故这两种窗口函数都具有较宽的带宽,从而使最佳激励系数序列的谱产生较大的失真。如果我们能使窗口函数的边沿变化平缓、带宽变窄,则最佳激励系数序列的失真就会相应地减小。因此,本文提出了两种新的窗口函数,即二次型窗口函数和高斯窗口函数,来减小这种由馈元阵窗口效应造成的赋形波束失真。其中二次型窗口函数  $r_q(n_1, n_2)$  定义为

$$r_q(n_1, n_2) = 1 - 1.1 \left( \frac{r}{R} \right)^2 \cdot r_{N_1 N_2}(n_1, n_2) \quad (17)$$

式中:  $r$  为馈元所产生点波束的波束中心到视轴的距离;  $R$  为覆盖区域的半径。而高斯窗口函数  $r_g(n_1, n_2)$  则定义为

$$r_g(n_1, n_2) = \exp \left[ -\left( \frac{r}{R} \right)^2 \right] \cdot r_{N_1 N_2}(n_1, n_2) \quad (18)$$

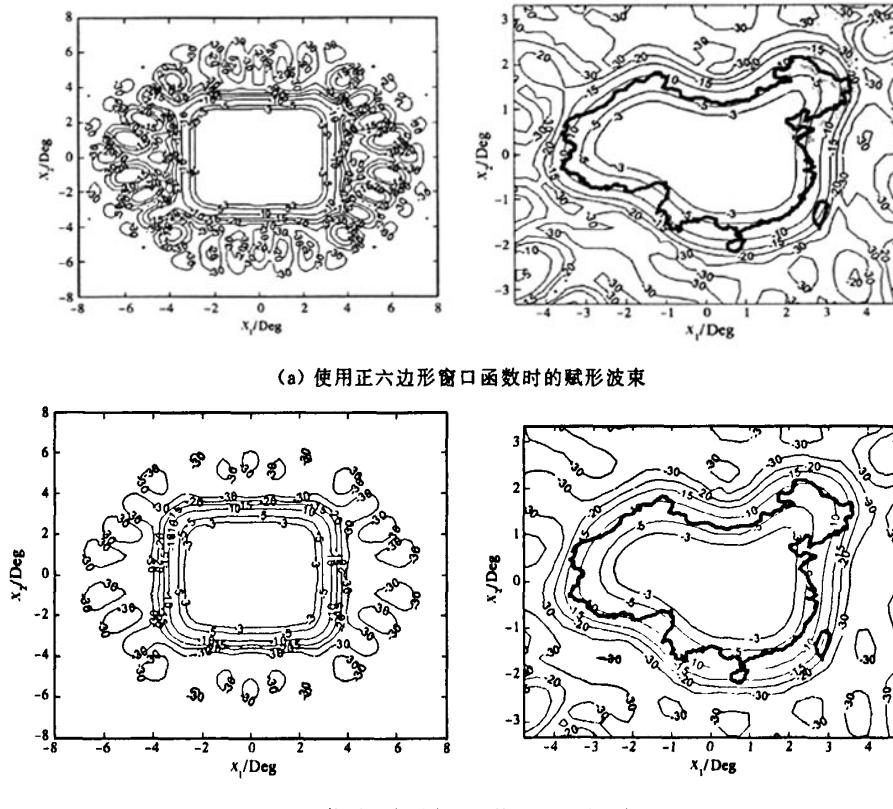
由于上面两个窗口函数的函数值都是随着  $r$  的增加而逐渐减小,所以在频域它们的带宽都要比正六边

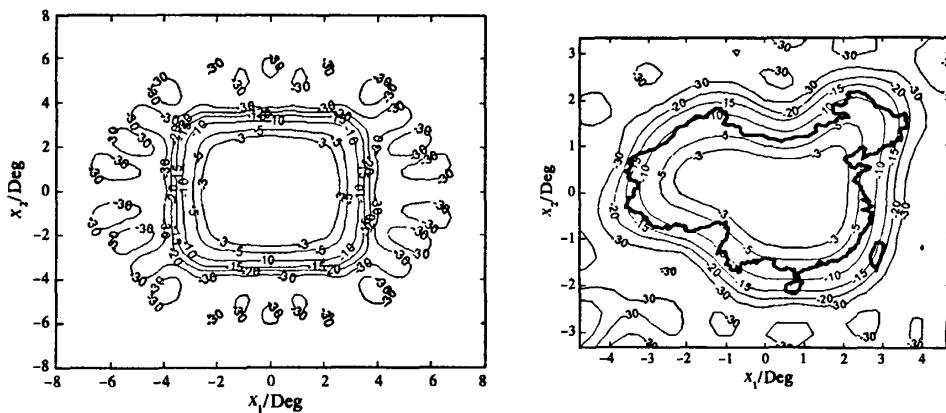
形或正四边形窗口函数小,故用它们来对最佳激励系数序列进行截取时所造成的赋形波束失真就会比用正六边形或正四边形窗口函数截取时的小。

### 3. 仿真结果分析

下面将首先分别对一个  $-3^\circ \leq x_1 \leq 3^\circ, -3^\circ \leq x_2 \leq 3^\circ$  的矩形区域和中国本土用 LCMV 方法进行赋形,然后再分别用正六边形窗口函数、二次型窗口函数和高斯窗口函数对最佳激励系数序列进行截取,最后通过比较不同窗口函数所得到的赋形波束来验证本节所提出的两种新窗口函数的有效性和优越性。

天线的馈元阵为 169 馈元规则正六边形网格阵。对矩形区域赋形时,波束间隔和宽度分别选为  $0.85^\circ$  和  $1.05^\circ$ ,而对中国本土进行赋形时,波束间隔和宽度则分别为  $0.85^\circ$  和  $1.20^\circ$ 。用正六边形窗口函数、二次型窗口函数和高斯窗口函数分别对得到的最佳激励系数序列进行截取后,计算出的赋形波束等高线方向图分别如图 3(a)、(b) 和 (c) 所示。





(c) 使用高斯窗口函数时的赋形波束  
图3 三种窗口函数所得到的赋形波束比较

由仿真计算结果可见,使用正六边形窗口函数时得到的赋形波束方向图往往有比较高的旁瓣电平,而当使用二次型窗口函数和高斯窗口函数时,旁瓣电平则显著下降。这是因为正六边形窗口函数的谱虽然有较窄的主瓣但却有较高的旁瓣电平,同时期望场的谱在低频区域的幅度较高,在高频区域的幅度较低,从而使最佳激励系数序列的谱在低频区域的失真较小,而在高频区域失真较大;而二次型窗口函数和高斯窗口函数则正好相反,所以它们使最佳激励系数序列的谱在低频区域失真相对较大,高频区域失真较小,因此使用这两种窗口函数时,赋形波束在旁瓣区域内的失真明显减小,但主瓣区域内的赋形精度却有所下降。另外,对同一个期望场,当使用不同的窗口函数时,赋形波束失真的减小程度也是不同的。对矩形区域,使用二次型窗口函数时赋形波束失真会比使用高斯窗口函数时的小,而对中国本土进行赋形时,则是使用高斯窗口函数时赋形波束失真较小。因此必须根据期望场的不同来选择不同的窗口函数,以使赋形波束的失真最小。

#### 4. 结 论

通过前面的分析,我们可以看出馈元阵口径面面积有限时,赋形波束会因窗口效应而出现失真。这种失真会在波束宽度与波束间隔相差较大时非常明显。使用本节所提出的两种具有平缓变化边沿、带宽较窄的窗口函数可以明显减小由窗口效应造成的赋形波束失真。

#### 参考文献

- [1] PRATT T, BOSTIAN C W and ALLNUTT J. Satellite Communications [M]. 2nd ed. New York: John Wiley & Sons. 2003.
- [2] ROEDERER A G, JENSEN N E and CRONE G A E. Some european satellite-antenna developments [J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 1996, 38 (2): 9-21.
- [3] HWANG Y. Satellite antennas [J]. Proceedings of IEEE, 1992, 80(1): 183-193.
- [4] ZAGHLOUL A I, HWANG Y, SORBELLO R M, et al. Advances in multibeam communications satellite antennas [J]. Proceedings of IEEE, 1990, 78 (7): 1214-1232.
- [5] PATEL P D, CHAN K K. Optimization of contoured beams for satellite antennas [J]. IEE Proc. Microwave, Optics and Antenna, 1985, 132(6): 400-406.
- [6] KLEIN C A. Design of shaped-beam antennas through minimax gain optimization [J]. IEEE Trans. Antenna and Propagation, 1984, 32(9): 963-968.
- [7] 张亦希, 傅君眉, 汪文秉. LCMV方法在卫星多波束天线赋形中的应用 [J]. 电子学报, 2002, 30(3): 332-334.  
ZHANG Yixi, FU Junmei, WANG Wenbing. Application of LCMV algorithm to pattern synthesis for satellite multiple-beam antenna [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(3): 332-334. (in Chinese)
- [8] 张亦希, 傅君眉, 汪文秉. 卫星馈元阵反射面多波束天线波束赋形的性能分析 [J]. 电子与信息学报, 2003, 25(4): 536-542.  
ZHANG Yixi, FU Junmei, WANG Wenbing. Per-

- formance Analysis of shaped beam for multiple-beam antennas with array-fed reflectors[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2003, 25(4): 536-542. (in Chinese)
- [9] ZHANG Yixi, FU Junmei, WANG Wenbing. Frequency-domain principle of pattern multiplication for array-fed reflector antennas[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2004, 14(7): 328-330.
- [10] IMBRIALE W A, INGERSON P G and WONG W C. Large lateral feed displacements in a paraboloc reflector[J]. IEEE Trans. Antenna and Propagation, 1974, 22(6): 742-745.
- [11] RUZE J. Lateral-feed displacement in a paraboloid [J]. IEEE Trans. Antenna and Propagation, 1965, 13(9): 660-665.

## 作者简介



张亦希 (1971—),男,江苏人,分别在2005年、1999年和1993年获西安交通大学电磁场与微波技术专业博士学位、通信与信息系统专业硕士学位和无线电技术专业学士学位,在2010年完成了博士后研究工作,曾先后参与国家863项目、主持中国人民解放军“十一五”装备预研项目、西安市科技计划项目等的研究工作。



张恒伟 (1973—),男,陕西人,高级工程师,主要研究方向为电磁场数值计算、射频电路和光电子等。

## Window effects of array-fed reflector satellite shaped-beam antennas

ZHANG Yi-xi<sup>1</sup> ZHANG Heng-wei<sup>2</sup>

(1. The Institute of Microwave and Optical Communication, Xi'an Jiaotong University, Xi'an Shaanxi 710049, China; 2. The Troop 63880 of PLA, Luoyang Henan 471003, China)

**Abstract** Due to the increase of interference, array-fed reflector satellite shaped-beam antennas are required to have the lowest sidelobe levels. However, it is often difficult to realize this due to the window effects when the feed array has a finite-area aperture. Thus in this paper, based on the frequency-domain principle of pattern multiplication, the cause and results of the window effects are analyzed and two window functions are presented to reduce the window effects. Simulation results of a concrete array-fed reflector antenna verify the effectiveness of the two window functions.

**Key words** satellite communication; shaped beam; array-fed reflector antennas; window effects

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…

---



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

---

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>

---



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com))，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>