

# 一种星载通信混合反射面天线的设计方法

李建军\*<sup>①②</sup> 尹鹏飞<sup>①②</sup> 赵现斌<sup>③</sup>

<sup>①</sup>(中国电子科技集团公司第三十九研究所 西安 710065)

<sup>②</sup>(陕西省天线与控制技术重点实验室 西安 710065)

<sup>③</sup>(国防科技大学气象海洋学院 长沙 410073)

**摘要:** 为了使星载通信天线产生1个赋形波束覆盖服务区,同时产生1个固定点波束和1个有限扫描点波束,该文提出一种由2个赋形反射面和3个馈源组成的混合反射面天线。该天线是以赋形主反射面共用为基础,等效为2副单馈源单偏置反射面天线和1副双偏置格里高利型赋形反射面天线,分别产生赋形波束、固定点波束和有限扫描点波束。通过对一副口径为1.2 m的天线各个波束进行仿真实验,赋形波束在Ku收、发频段时波束覆盖区边缘(EoC)方向性系数为27.5 dBi,固定点波束在C收、发频段时天线口径效率高于70%,通过将赋形副反射面及对应馈源横向偏焦实现Ka收、发频段的点波束在服务区内外的扫描。仿真结果表明,该混合反射面天线可实现C/Ku/Ka频段的同时通信任务。

**关键词:** 混合天线; 卫星通信; 赋形波束; 点波束; C/Ku/Ka频段

中图分类号: TN828

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)11-2621-08

DOI: 10.11999/JEIT190564

## A Synthesis Method of Hybrid Reflector Antenna for Satellite Communications

LI Jianjun<sup>①②</sup> YIN Pengfei<sup>①②</sup> ZHAO Xianbin<sup>③</sup>

<sup>①</sup>(The 39th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Xi'an 710065, China)

<sup>②</sup>(Shanxi Key Laboratory of Antenna and Control Technology, Xi'an 710065, China)

<sup>③</sup>(College Meteorology and Oceanography, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** A hybrid reflector antenna is presented to generate a contoured beam over service area, an un-scanned and a scanned pencil beam from two shaped reflectors and three feeds, simultaneously. The shaped main reflector is shared by three beams, and the antenna is equivalent to two single-reflector antennas with single-feed for each beam and a pair of dual offset Gregorian shaped reflector antennas, and generating the contoured, un-scanned and scanned pencil beam, respectively. The proposed method is successfully applied to a 1.2 m hybrid reflector antenna. Simulations and experimentations of each beam has been performed. The Edge of Coverage(EoC) directivity over service area is 27.5 dBi for contoured beam in Tx and Rx working frequency of Ku-band, and the un-scanned pencil beam has a aperture efficiency higher than 70% in Tx and Rx working frequency of C-band. Meanwhile, the scanned pencil beam inside and outside the service area is realized by the lateral defocus of the sub-reflector and the corresponding feed in Tx and Rx working frequency of Ka-band. Simulation results show that the hybrid reflector antenna can realize C/Ku/Ka-band communication tasks simultaneously.

**Key words:** Hybrid antenna; Satellite communications; Contoured beam; Pencil beam; C/Ku/Ka-band

### 1 引言

星载通信系统中,卫星平台往往具有有限的物理空间,为了进一步提高通信反射面天线的利用

率,在保证主要服务业务的基础上,往往增加一些次要的服务业务满足特殊情形下的通信要求<sup>[1,2]</sup>,或者根据通信要求使星载通信天线能够对C频段、Ku频段和Ka频段产生期望形状的波束<sup>[3-6]</sup>。因此,对星载共口径多波束通信天线的研究具有重要的理论及工程意义。

收稿日期: 2019-07-26; 改回日期: 2020-09-14; 网络出版: 2020-09-22

\*通信作者: 李建军 jianjli@126.com

传统的星载通信天线利用单口径反射面天线仅产生赋形波束或者点波束<sup>[7,8]</sup>,因此,众多的学者和工程技术人员展开了对共口径多波束天线的研究,其中文献<sup>[9]</sup>采用双馈源单偏置反射面的天线形式,利用其中一个馈源激励赋形反射面,用来产生赋形波束;将焦平面共轭场匹配法运用到赋形反射面天线口径相位差的补偿中,利用另一个馈源激励赋形反射面产生附加点波束,这种方法得到的点波束虽然天线结构较简单,但是难于实现波束扫描。文献<sup>[10]</sup>采用双馈源双偏置结构的的天线技术,利用其中一个馈源以单偏置结构的形式激励赋形主反射面,用来产生赋形波束;利用另一个馈源对赋形主反射面进行副反射面赋形,以双偏置格里高利型反射面天线的形式对主反射面赋形引入的口径相位差进行补偿形成附加点波束,并通过对该馈源和副反射面的横向偏焦实现点波束的有限扫描功能。文献<sup>[1]</sup>利用双馈源双偏置结构的的天线配置形式,使星载通信天线同时产生2个形状不同的赋形波束。然而,若要使星载通信天线产生1个赋形波束的同时,另外产生1个固定点波束和1个有限扫描点波束,双馈源单偏置反射面和双馈源双偏置结构形式的反射面天线难于实现。

为了以较低的技术难度在赋形波束的基础上同时实现固定点波束及有限扫描点波束的重构,本文提出了一种以赋形波束对应主反射面共用为基础,对其赋形副反射面并通过横向偏焦实现点波束的有限扫描功能,按照射线追踪的方法寻找固定点波束对应最佳馈源位置,从而实现固定点波束重构的目的。

## 2 混合反射面天线几何结构

为了使星载通信天线产生一个覆盖服务区的赋形波束,同时产生1个固定点波束和1个有限扫描点波束,如图1所示。本文提出的混合反射面天线是以赋形主反射面共用为基础的反射面天线,由1个赋形主反射面、1个赋形副反射面和3个馈源组成,天线几何结构如图2。其中馈源 $F_1$ 通过激励赋形主反射面形成赋形波束,馈源 $F_2$ 、赋形副反射面和赋形主反射面构成双偏置格里高利型天线形成点波束,通过将馈源 $F_2$ 和赋形副反射面横向偏焦实现点波束的有限扫描,固定点波束的实现方法是根据波束指向,以射线追踪法得到最佳馈源位置,使馈源 $F_3$ 与赋形主反射面匹配,补偿因实现赋形波束而引入的口径相位差,从而形成沿期望方向辐射的点波束。因此,可将该混合发射面天线等效为2副单馈源单偏置反射面天线和1副双偏置格里高利型赋形

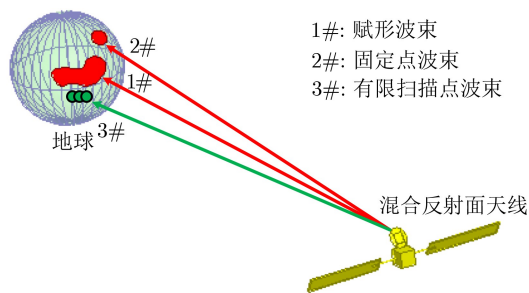


图1 星载通信天线波束示意图

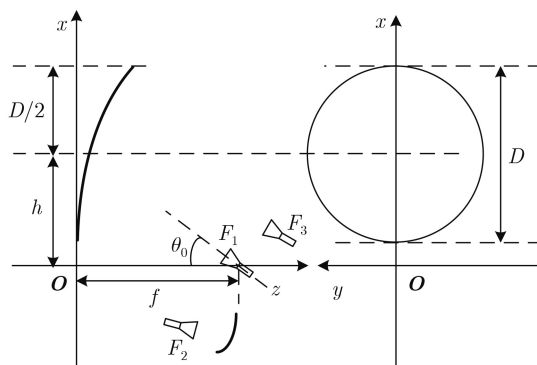


图2 混合反射面天线几何结构

反射面天线。图中 $D$ 为赋形主反射面的口径, $f$ 为焦距, $h$ 为偏置高度, $\theta_0$ 为馈源 $F_1$ 的偏置高度。

## 3 赋形主反射面的优化方法

赋形主反射面是混合反射面天线的重要组成部分,决定了赋形波束辐射区域,为了能够使主反射面匹配任意形状的服务区,并使主反射面满足连续性和光滑性,考虑到工程应用中易于优化设计且便于加工生产的原则,将赋形主反射面用Zernike多项式表示为

$$z(r, \varphi) = \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^M [C_{mn} \cos(m\varphi) + D_{mn} \sin(m\varphi)] R_n^m(r) \quad (1)$$

其中, $r$ 和 $\varphi$ 为极坐标, $C_{mn}$ 和 $D_{mn}$ 为反射面展开系数, $R_n^m(r)$ 为径向多项式, $M$ 和 $N$ 为Zernike多项式展开系数的阶数。赋形主反射面优化是以赋形波束形状与服务区形状的匹配程度为依据,另外根据实际通信需要,兼顾服务区内方向性系数的分布情况。优化中,把表示反射面曲面形状的Zernike多项式展开系数合成起来构成 $N_C$ 维向量 $\mathbf{X} = [C_{00}, C_{01}, \dots, D_{NM}]^T$ 作为待优化变量,任意一个 $\mathbf{X}$ 则表征一种反射面形状,利用馈源 $F_1$ 激励变量 $\mathbf{X}$ 对应的赋形主反射面,通过物理光学法计算服务区内采样点处的辐射场,从而得到赋形波束对应的方向性系数。利用进化算法优化变量 $\mathbf{X}$ 使赋形主反射面天线的波束形

状与服务区形状匹配良好，并使其服务区内的电平的波动量尽可能小，从而得到赋形主反射面的形状。赋形主反射面的优化中，以服务区内主极化波束方向性系数为评判依据，根据设计指标要求构成目标函数

$$F(\mathbf{X}, V_l) = \left[ \sum_{l=1}^L w_l |D_l(\mathbf{X}, V_l) - D_0| \right]^{1/2} \quad (2)$$

其中， $D_l$ 为服务区内第 $l$ 个采样点的方向性系数， $D_0$ 为服务区内期望的方向性系数， $w_l$ 为权值。

为了使服务区内所有采样点的方向性系数均能满足设计指标要求，通常以服务区内性能最差的采样点的值为基准，通过优化变量 $\mathbf{X}$ 使目标函数 $F(\mathbf{X}, V_l)$ 的最大值最小化<sup>[11]</sup>，即

$$F'(\mathbf{X}') = \min \max [F(\mathbf{X}, V_l) |_{l=1,2,\dots,L}] \quad (3)$$

其中， $\mathbf{X}'$ 为使 $F'$ 最小的 $\mathbf{X}$ 值，从而利用式(1)求得赋形反射面坐标。

#### 4 点波束的重构

根据第3节的优化过程，可以将赋形主反射面视为一种形变抛物面，根据天线基本理论，形变抛物面天线口径相位分布不再平坦，使天线电性能降低<sup>[12]</sup>。一般情况下，形变反射面天线的口径相位差可通过赋形副反射面<sup>[13]</sup>、阵列馈电<sup>[14,15]</sup>等方法进行补偿，从而提高反射面天线的电性能。其中赋形副反射面的补偿方法是：以馈源相位中心和赋形主反射面坐标为基础，根据射线追踪法进行副反射面赋形，另外可通过对副反射面 and 对应馈源横向偏焦实现波束的有限扫描功能<sup>[10]</sup>，该方法较为简便，而且馈电网络相对简单，损耗小。利用阵列馈电技术进行反射面天线的口径相位差校正时，一般通过将平面波入射至反射面，分析反射面的焦面场，通过设计相控阵馈源使其口径场能够与反射面的焦面场共轭匹配<sup>[16]</sup>，从而使反射面天线性能达到理想状态，相对赋形副反射面的校正方法，阵列馈电技术通过调整馈电网络的幅相分布，可实现波束重构及扫描<sup>[17,18]</sup>，波束灵活性更高，但馈电网络较复杂。因此，选择副反射面赋形的方法对有限扫描点波束进行重构，固定点波束的重构则按照射线追踪的方法寻找点波束对应的最佳馈源位置，从而实现固定点波束的目的。

##### 4.1 固定点波束的重构方法

固定点波束以馈源 $F_3$ 激励赋形主反射面产生，固定点波束重构的关键点是确定馈源 $F_3$ 的

位置，最佳馈源位置可按照射线追踪的方法<sup>[19]</sup>确定。

若一束入射方向为 $(\theta, \phi)$ 的射线经反射面上任意一点 $P_i(x_i, y_i, z_i)$ 反射后的反射线为

$$\hat{k}_i = \hat{x}k_{ix} + \hat{y}k_{iy} + \hat{z}k_{iz} \quad (4)$$

其中， $k_{ix}$ ， $k_{iy}$ 和 $k_{iz}$ 可通过Snell定律求得，设反射面焦区一点为 $P(x, y, z)$ ，根据几何关系， $P$ 到过 $P_i$ 的反射线距离的平方为

$$d_i^2 = [(x - x_i)k_{iy} - (y - y_i)k_{ix}]^2 + [(y - y_i)k_{iz} - (z - z_i)k_{iy}]^2 + [(z - z_i)k_{ix} - (x - x_i)k_{iz}]^2 \quad (5)$$

则 $P$ 到所有反射线距离的均方根表示为

$$F(x, y, z) = \lim_{n \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n d_i^2 \right) \quad (6)$$

当 $n \rightarrow \infty$ 时， $F$ 表示焦区射线的密度，也表示入射波在焦区的能量密度。馈源 $F_3$ 相位中心的位置坐标 $(x_0, y_0, z_0)$ 认为是焦区中能量密度最大的点，可根据极值定理求解

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial F(x_0, y_0, z_0)}{\partial x_0} &= 0 \\ \frac{\partial F(x_0, y_0, z_0)}{\partial y_0} &= 0 \\ \frac{\partial F(x_0, y_0, z_0)}{\partial z_0} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

联立方程组即可求得馈源 $F_3$ 相位中心的位置坐标 $(x_0, y_0, z_0)$ 。

##### 4.2 有限扫描点波束的重构方法

有限扫描点波束作为星载通信天线的附加波束，可通过赋形副反射面校正赋形主反射面口径相位差形成点波束，然后利用伺服控制机构使赋形副反射面及对应馈源横向偏焦实现点波束扫描的功能。

由于赋形主反射面相对标准抛物面有形变，为了使赋形后的副反射面不出现明显畸形，便于工程应用，副反射面赋形时，利用最小二乘法对赋形主反射面用2次多项式

$$z' = p_0 + p_1x + p_2y + p_3x^2 + p_4xy + p_5y^2 \quad (8)$$

进行最佳拟合，假设赋形主反射面上的采样点为 $(x, y, z)$ ，2次多项式拟合后对应点为 $(x, y, z')$ ，利用对应采样点的轴向误差，根据最小二乘法构造方程组 $\mathbf{A} \cdot \mathbf{a} = \mathbf{B}$ ，式中

$$A = \begin{bmatrix} N^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^2 \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^3 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} y_{ij}^2 \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^3 \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^3 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^4 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^3 y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 y_{ij}^2 \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^3 y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} y_{ij}^3 \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^3 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} y_{ij}^3 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^4 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{a} = [p_0, p_1, p_2, p_3, p_4, p_5]^T \quad (10)$$

$$B = \left( \begin{array}{c} \sum_{i=1}^N \sum_{i=1}^N z_{ij} \sum_{i=1}^N \sum_{i=1}^N z_{ij} x_{ij} \sum_{i=1}^N \sum_{i=1}^N z_{ij} y_{ij} \\ \cdot \sum_{i=1}^N \sum_{i=1}^N z_{ij} x_{ij}^2 \sum_{i=1}^N \sum_{i=1}^N z_{ij} x_{ij} y_{ij} \sum_{i=1}^N \sum_{i=1}^N z_{ij} y_{ij}^2 \end{array} \right)^T \quad (11)$$

其中,  $\mathbf{A}$ 为系数矩阵,  $\mathbf{a}$ 为2次多项式系数,  $N$ 为反射面采样点个数。求解上述方程组, 得到拟合后的赋形主反射面, 并记为 $M'$ 。以馈源相位中心出发的射线, 先后经过赋形副反射面和赋形主反射面到达与波束方法垂直的参考平面光程相等为原则进行副反射面赋形, 得到赋形副反射面坐标<sup>[6]</sup>。

## 5 混合反射面天线仿真分析

按照第3、第4节的设计方法, 以图3所示流程

对一个口径 $D=1.2$  m的混合反射面天线进行设计, 其中赋形主反射面焦距 $f=1.0$  m, 偏置高度 $h=0.8$  m。

利用式(1)–式(3)对赋形主反射面进行优化, 使Ku收、发频段赋形波束能够覆盖服务区。为了兼顾Ku收、发频段, 利用式(2)和式(3)优化主反射面时, 频率为12.5 GHz。馈源喇叭为线极化横向槽波纹喇叭, 半张角照射锥削电平为-15 dB。赋形主反射面优化后, 反射面相对原始抛物面的轴向形变量如图4所示, 形变量分布无剧烈变化, 最大形变处集中于反射面边缘处, 靠近反射面中心位置的区域形变较缓慢, 且形变量范围为 $-0.96\lambda \sim 0.06\lambda$ , 如果此形变量更大, 对固定点波束和有限扫描点波束的重构带来较大的增益损失, 因为赋形主反射面越大的形变量会引入越大的口径相位差, 对其他点波束的重构带来不利影响。所以, 赋形主反射面的

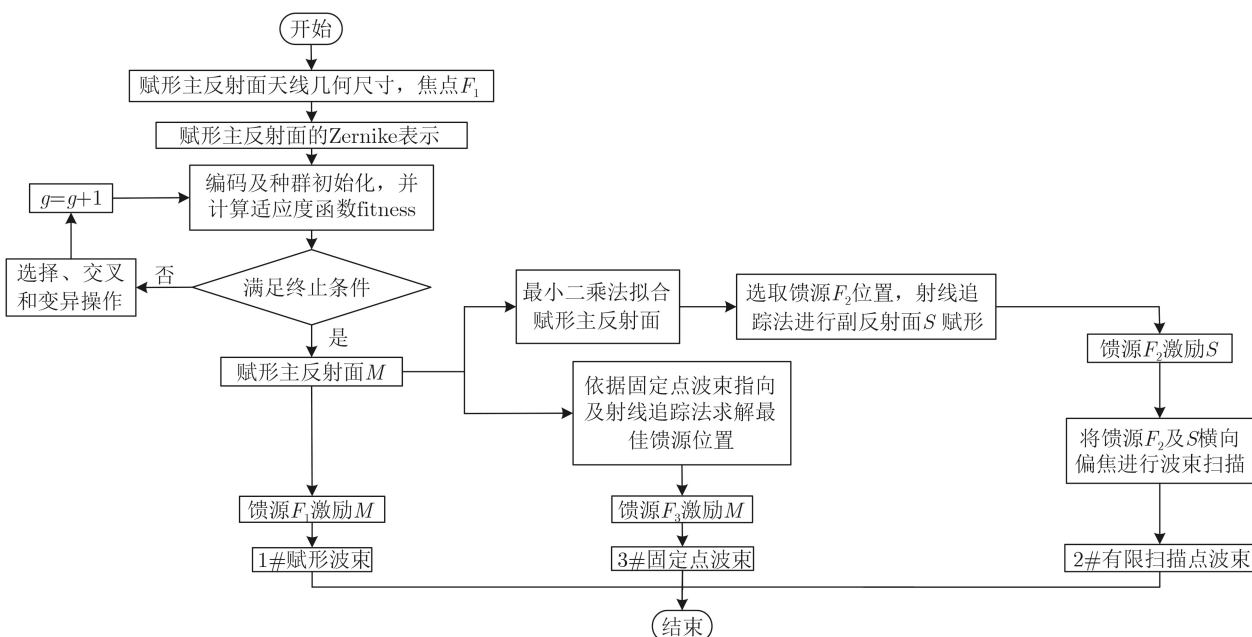


图3 混合反射面天线设计流程框图

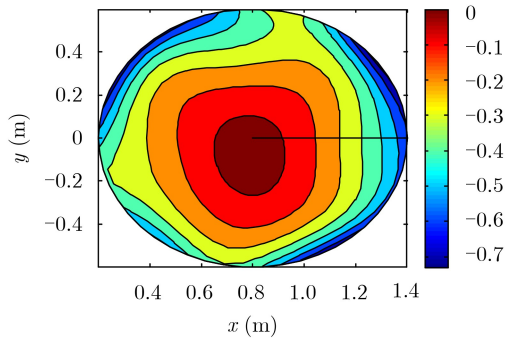


图 4 赋形主反射面相对抛物面的轴向形变量( $\lambda$ )

优化中要控制形变量，以防过大。该形变量范围易于实际加工生产。除此之外，在利用式(8)–式(11)对有限扫描点波束重构的副反射面赋形时，该形变量的范围保证了副反射面的光滑性，使其不畸形。

反射面赋形优化后，利用物理光学对Ku波段发频@10.7 GHz和收频@14 GHz的方向图进行计算，赋形波束方向性系数等值线如图5，无论收频还是发频，波束形状与服务区形状匹配良好，服务区边界处的方向性系数均为27.5 dBi。

为了使混合反射面天线产生波束指向为 $AZ=3.8^\circ, EL=-1.9^\circ$ 的附加固定点波束，首先按照式(4)–式(7)对固定点波束对应馈源 $F_3$ 的初始位置进行计算，最佳馈源位置坐标为 $(-81.69, 54.56, 758.43)$ ，

单位为mm。馈源喇叭为横向槽波纹喇叭，对反射面边缘的照射锥削电平为 $-15$  dB，利用物理光学对收、发频段方向图进行计算，如图6，其中发频@3.8 GHz方向性系数为32.45 dBi，交叉极化为28.2 dB，收频@6 GHz方向性系数为36.1 dBi，交叉极化为28.2 dB。为了进一步研究该混合反射面天线固定点波束不同频段的特性，波束指向保持不变，仍为 $AZ=3.8^\circ, EL=-1.9^\circ$ ，对Ku波段发频@10.7 GHz、收频@14 GHz和Ka发频@20.2 GHz、收频@27.5 GHz的方向图进行了计算，其中Ku发频@10.7 GHz主极化方向性系数为40.18 dBi，交叉极化为 $-27.7$  dB，收频@14GHz主极化方向性系数为41.62 dBi，交叉极化为 $-27.3$  dB，Ka发频@20.2 GHz主极化方向性系数为42.81 dBi，交叉极化为26.5 dB，收频@27.5 GHz主极化方向性系数为43.16 dBi，交叉极化为24.8 dB。分析可知：随着频率的升高，固定点波束的口径效率不断降低，尤其Ka频段时，赋形主反射面的口径相位差分布不在平坦，方向图形状已发生剧烈变化，并且副瓣电平升高。

有限扫描点波束的重构以赋形主反射面为基础，利用式(4)–式(6)对副反射面赋形后，赋形主反射面、副反射面和馈源 $F_2$ 组成双偏置格里高利反

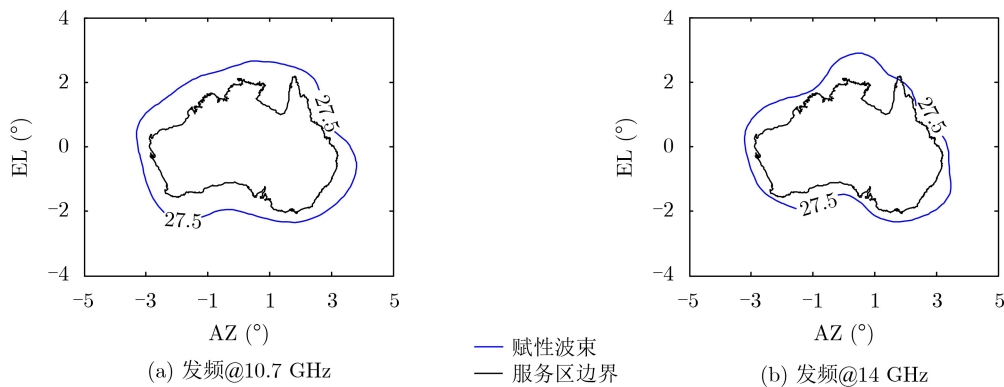


图 5 赋形波束方向性系数等值线

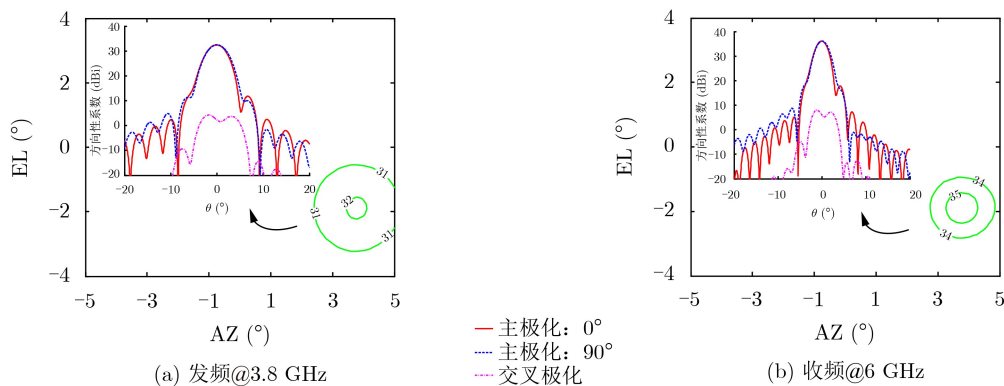


图 6 固定点波束方向图

射面天线,当馈源 $F_2$ 和副反射面同时沿相同的方法移动时,实现点波束扫描的功能。对Ka波段发频@20.2 GHz和收频@27.5 GHz波束的扫描情况进行了分析,当馈源 $F_2$ 和副反射面同时沿 $y$ 向移动时,波束在俯仰面的扫描情况如图7,通过比较不同扫描角波束方向性系数可知,发频@20.2 GHz轴向波束方向性系数为44.96 dBi,随着扫描角的增大,方向性系数略微减小,当扫描角为 $4.3^\circ$ (服务区外部)时,方向性系数为44.29 dBi,与此同时,收频@27.5 GHz波束方向性系数随扫描角的变化情况与发频@20.2 GHz相同,轴向波束为47.08 dBi,在相同扫描角 $4.3^\circ$ 时为46.51 dBi。另外,为了进一步研究有限扫描点波束特性,将馈源 $F_2$ 和副反射面沿 $x$ 向偏焦,实现波束在方位面的扫描,通过对发频@20.2 GHz和收频@27.5 GHz不同扫描角波束进行仿真实验,波束在方位面扫描时天线的方向图如图8,由于波束沿 $x$ 向扫描,而主、副反射面在 $x$ 向为偏置结构,因此在 $x$ 向扫描时方向图变差较快,当扫描范围较大时,方向图形状明显畸形。当波束扫描时,除了方向性系数随扫描角变化外,不同波束方向图副瓣电平也随扫描角的变化而变化,其中沿俯仰向扫描时副瓣电平的变化较缓慢,而沿方位向扫描时波束方向图副瓣电平的变化较剧烈,这是

由于该双偏置反射面天线在俯仰向为对称结构,而在方位向为偏置结构。

除此之外,分别对含有所有馈源和反射面的全系统进行了仿真实验,全系统仿真结果和各个波束单独工作时相比,波束主瓣差异较小,但波束旁瓣存在明显差异,这是由于其他馈源和副反射面的遮挡对波束的影响。另外,全系统仿真时Ku, Ka频段馈源和副反射面对C频段波束主瓣的影响更显著,这是因为C, Ku和Ka频段中, C频段波束最宽,更易受到其他部件的影响。

## 6 结论

卫星通信系统中,卫星平台往往在有限的物理空间上搭载众多的载荷,其中作为有效载荷之一的反射面通信天线作为上、下行信号传输的重要系统。为了进一步降低各类通信天线在卫星平台上的占用空间,提高反射面天线的利用率,在保证主要通信业务的基础上,增加一些次要的服务业务。通过将Ku频段赋形波束对应主反射面进行副反射面赋形及偏焦,实现点波束的扫描,由于副反射面补偿了赋形波束对应主反射面的口径相位差,使点波束具有较高的效率,因此更适合Ka频段的通信需求。利用射线追踪的方法,得到了固定点波束对应

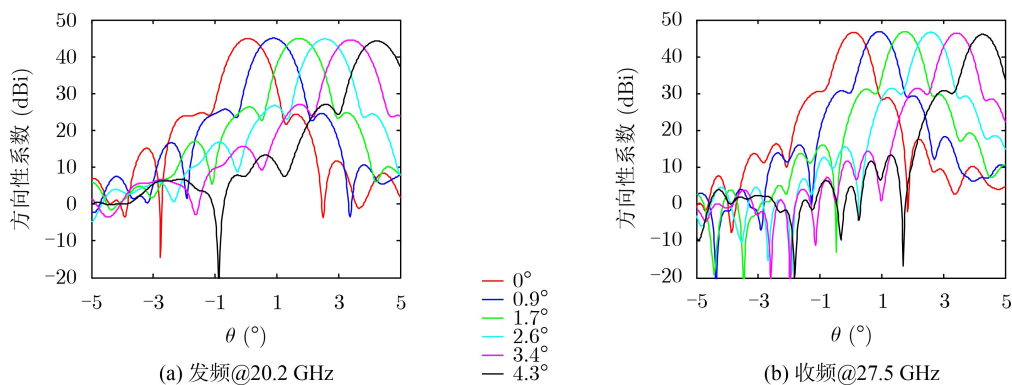


图7  $y$ 向有限扫描点波束方向图

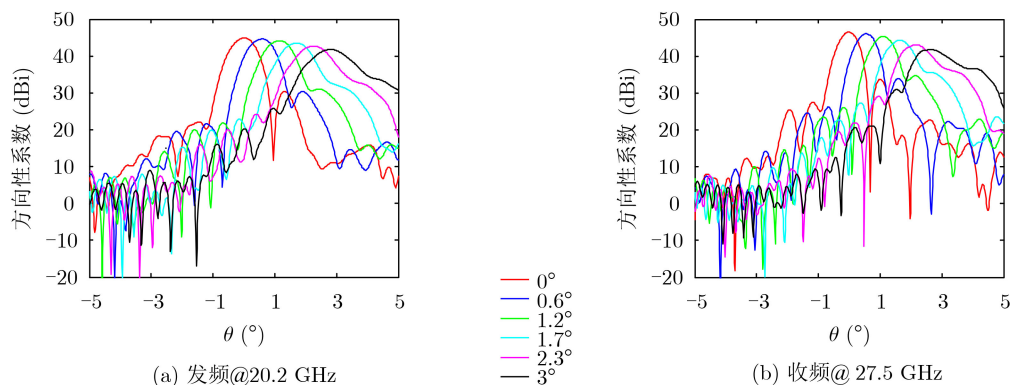


图8  $x$ 向有限扫描点波束方向图

的最佳馈源位置, 以单馈源单偏置反射面结构形式有效地实现了固定点波束的重构, 虽然使对应馈源和赋形主反射面最佳匹配, 在满足波束指向的前提下尽可能地补偿了赋形主反射面的口径相位差, 但在高频段时口径相位差依然是影响波束性能的主要矛盾。显然, 固定点波束更适合C, Ku频段的波束重构。因此, 该混合反射面天线可实现C/Ku/Ka频段的同时通信任务。另外, 在混合反射面天线的设计中, 需综合考虑波束性能及馈源之间、馈源和赋形副反射面之间的相互遮挡。

### 参 考 文 献

- [1] WAN Jixiang, YAN Tao, and WANG Feng. A hybrid reflector antenna for two contoured beams with different shapes[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018, 17(7): 1171–1175. doi: [10.1109/LAWP.2018.2836927](https://doi.org/10.1109/LAWP.2018.2836927).
- [2] ZHOU Min, SORENSEN S B, JORGENSEN R, *et al.* High-performance curved contoured beam reflectarrays with reusable surface for multiple coverages[C]. The 11th European Conference on Antennas and Propagation, Paris, France, 2017: 71–75. doi: [10.23919/EuCAP.2017.7928456](https://doi.org/10.23919/EuCAP.2017.7928456).
- [3] RAO S, HSU C C, and WANG J. Common aperture satellite antenna system for multiple contoured beams and multiple spot beams[C]. 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Toronto, Canada, 2010: 1–4. doi: [10.1109/APS.2010.5561175](https://doi.org/10.1109/APS.2010.5561175).
- [4] MERCADER-PELLICER S, RIGOBELLO F, GOUSSETIS G, *et al.* Dual Ka-band multiple beam reflector antenna for western European coverage[C]. The 13th European Conference on Antennas and Propagation, Krakow, Poland, 2019: 67–71.
- [5] SOMMER A, SCHINAGL-WEIß A, HARTWANGER C, *et al.* Multiple spot beam reflector antenna for high throughput satellites using additive manufacturing technology[C]. The 13th European Conference on Antennas and Propagation, Krakow, Poland, 2019: 122–125.
- [6] TIENDA C, ENCINAR J A, BARBA M, *et al.* Dual reflectarray antennas for contoured beam and beam scanning applications[C]. The 11th European Conference on Antennas and Propagation, Paris, France, 2017: 76–79. doi: [10.23919/EuCAP.2017.7928597](https://doi.org/10.23919/EuCAP.2017.7928597).
- [7] GUPTA R C, SAGI S K, RAJA K P, *et al.* Shaped prime-focus reflector antenna for satellite communication[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017, 16: 1945–1948. doi: [10.1109/LAWP.2017.2689800](https://doi.org/10.1109/LAWP.2017.2689800).
- [8] YANG Guigeng, ZHANG Yiqun, DUAN Baoyan, *et al.* A novel contoured beam synthesis method for astromesh reflectors based on integrated electromagnetic-structural design[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, 16: 181–185. doi: [10.1109/LAWP.2016.2567483](https://doi.org/10.1109/LAWP.2016.2567483).
- [9] MAHAJAN M, JYOTI R, SOOD K, *et al.* A method of generating simultaneous contoured and pencil beams from single shaped reflector antenna[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(10): 5297–5301. doi: [10.1109/tap.2013.2271492](https://doi.org/10.1109/tap.2013.2271492).
- [10] 李建军, 尹鹏飞, 赵现斌, 等. 双馈源双偏置结构星载通信多波束天线[J]. *微波学报*, 2018, 34(4): 10–15. doi: [10.14183/j.cnki.1005-6122.201804003](https://doi.org/10.14183/j.cnki.1005-6122.201804003).  
LI Jianjun, YIN Pengfei, ZHAO Xianbin, *et al.* Multi-beam antenna with double feeds and dual-offset configuration for space-borne communication[J]. *Journal of Microwaves*, 2018, 34(4): 10–15. doi: [10.14183/j.cnki.1005-6122.201804003](https://doi.org/10.14183/j.cnki.1005-6122.201804003).
- [11] 张新刚, 丁伟, 陶啸. 基于极小极大值算法的多波束天线优化设计[J]. *微波学报*, 2015, 31(2): 45–49. doi: [10.14183/j.cnki.1005-6122.201502010](https://doi.org/10.14183/j.cnki.1005-6122.201502010).  
ZHANG Xingang, DING Wei, and TAO Xiao. Optimized design of multibeam antenna based on the Minimax method[J]. *Journal of Microwaves*, 2015, 31(2): 45–49. doi: [10.14183/j.cnki.1005-6122.201502010](https://doi.org/10.14183/j.cnki.1005-6122.201502010).
- [12] DUAN Yuhu. The study on the adjustment model of sub-reflector and engineering realization method[C]. The 28th Conference of Spacecraft TT&C Technology in China, Chengdu, China, 2016: 23–27.
- [13] HOFERER R A and RAHMAT-SAMII Y. Subreflector shaping for antenna distortion compensation: An efficient Fourier-Jacobi expansion with GO/PO analysis[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2002, 50(12): 1676–1687. doi: [10.1109/TAP.2002.807375](https://doi.org/10.1109/TAP.2002.807375).
- [14] RAHMAT-SAMII Y. Novel array-feed distortion compensation techniques for reflector antennas[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 1991, 6(6): 12–17. doi: [10.1109/62.88976](https://doi.org/10.1109/62.88976).
- [15] SMITH W T and STUTZMAN W L. A pattern synthesis technique for array feeds to improve radiation performance of large distorted reflector antennas[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1992, 40(1): 57–62. doi: [10.1109/8.123357](https://doi.org/10.1109/8.123357).
- [16] 伍洋, 杜彪, 刘肖萌, 等. 焦面场分析与相控阵馈源设计[J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(5): 1236–1240. doi: [10.3724/SP.J.1146.2012.01059](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2012.01059).  
WU Yang, DU Biao, LIU Xiaomeng, *et al.* Focal field analysis and phased array feed design[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(5): 1236–1240. doi: [10.3724/SP.J.1146.2012.01059](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2012.01059).
- [17] HENLEY M and POUR M. Reconfigurable displaced phase center reflector antennas with focal plane arrays[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, 18(6): 1298–1302. doi: [10.1109/LAWP.2019.2916043](https://doi.org/10.1109/LAWP.2019.2916043).

- [18] DUBOK A, AL-RAWI A, GERINI G, *et al.* Reflector synthesis for wide-scanning focal plane arrays[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, 67(4): 2305–2319. doi: [10.1109/TAP.2018.2889136](https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2889136).
- [19] KRICHEVSKY V and DIFONZO D. Optimum beam scanning in offset single and dual reflector antennas[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1985, 33(2): 179–188. doi: [10.1109/TAP.1985.1143547](https://doi.org/10.1109/TAP.1985.1143547).
- 李建军: 男, 1985年生, 硕士, 高级工程师, 研究方向为微波网络、赋形波束天线设计.
- 尹鹏飞: 男, 1981年生, 硕士, 高级工程师, 研究方向为微波网络、赋形波束天线设计.
- 赵现斌: 男, 1986年生, 博士, 讲师, 研究方向为主被动微波遥感.

责任编辑: 余 蓉