

一种新型椭圆波束天线设计技术

刘兴隆* 杜彪 周建寨

(中国电子科技集团公司第五十四研究所 石家庄 050081)

摘要: 针对双频段低剖面椭圆波束天线的需求, 该文提出了一种新型混合结构椭圆波束天线的设计技术。该混合结构由主、副反射面内环部分构成的椭圆波束环焦天线和外环部分构成的椭圆波束卡塞格伦天线组成。该文描述了椭圆波束天线的设计思路、设计步骤和赋形计算公式, 给出一个600 mm×1200 mm椭圆波束天线的设计实例, 并进行了容差分析, 该天线的工作频率覆盖了Ku/Ka双频段, 效率达到56%以上, 电压驻波比(VSWR)低于1.27, 俯仰面第1旁瓣低于-12.2 dB, 方位面第1旁瓣低于-14.6 dB。商业软件Grasp和CST全波仿真的结果吻合很好, 证明了该新颖结构和设计方法的有效性。

关键词: 椭圆波束天线; 高效率; 双频段; 混合结构赋形; 低电压驻波比

中图分类号: TN820

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)12-2911-08

DOI: 10.11999/JEIT190142

A Novel Shaping Design Technique of the Elliptical Beam Antenna

LIU Xinglong DU Biao ZHOU Jianzhai

(The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: In order to satisfy the requirement of elliptical beam antenna with low profile, a novel design technique of the hybrid-structural antenna with elliptical beam is proposed. The hybrid-structural antenna consists of the ring-focus elliptical antenna in inner-ring region and the Cassegrain elliptical antenna in outer-ring region. The design method, procedure and shaping formula are presented in detail. A 600 mm×1200 mm reflector antenna is designed and its tolerance analysis is also given. The results show that the novel structural antenna can operate in Ku/Ka dual bands, antenna efficiency is greater than 56% and Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) is better than 1.27, and its side lobe levels in the EL and AZ planes are below -12.2 dB and -14.6 dB respectively. The simulated results of Grasp and CST software agree well, which verify the effectiveness of the design method.

Key words: Elliptical beam antenna; High efficiency; Dual-band; Hybrid-structural shaping; Low Voltage Standing Wave Ratio(VSWR)

1 引言

赋形椭圆波束反射面天线以其效率高、旁瓣低、剖面低、结构简单、成本低等优良性能在移动卫星通信领域广受欢迎。随着卫星移动通信技术发展和通信业务的增多, 对动中通天线提出了双频段、低旁瓣和低剖面等更高的需求^[1-4]。现有的高效率低剖面椭圆波束天线主要有两种形式: 变焦距椭圆波束环焦天线和赋形椭圆波束卡塞格伦天线。其中变焦距椭圆波束环焦天线无初级馈源遮挡与次级遮挡的矛盾, 驻波特性优良, 但由于环焦结构的固有几何结构特点, 目前只能做到1.5:1轴比的椭圆波束, 很难实现低剖面性能^[5-7]。赋形椭圆波束卡

塞格伦天线易于实现大轴比椭圆波束, 但馈源遮挡较大, 约束了馈源设计自由度, 并制约着天线增益和旁瓣等电性能的提升^[8-11]。

为解决上述问题, 本文提出一种新颖的环焦与卡塞格伦混合结构的大轴比椭圆波束天线, 并给出了其设计方法。该天线结构由内外两种混合形式组成, 内环采用环焦天线形式, 外环采用卡塞格伦天线形式。该方法既解决了卡塞格伦天线初级馈源遮挡与次级遮挡的矛盾, 改善天线驻波特性, 又解决了环焦天线难于实现大轴比椭圆波束的难题, 使馈源尺寸直径增加140%左右, 有利于馈源以及馈源网络的设计, 特别是多频段馈源网络的应用。

本文给出了混合结构赋形大轴比椭圆波束天线的设计思路、设计步骤和赋形计算公式, 并给出一个600 mm×1200 mm椭圆波束天线的设计实例,

其工作频率覆盖了扩展Ku和Ka双频段，实现了高效率、低旁瓣和低驻波等性能。

2 主副反射面的赋形设计

2.1 设计思路

首先，依据选定 $\varphi = 0^\circ$ 面的口面场分布函数、馈源方向图和主面尺寸，赋形出外环中卡塞格伦结构的主副反射面曲线，确定出内环主副曲线的尺寸后，赋形出环焦结构的主副反射面曲线，完成了 $\varphi = 0^\circ$ 面混合结构主副面曲线；同理，在满足相同光程的基础上赋形出 $\varphi = 90^\circ$ 面混合结构主副反射面曲线。其次，针对内环和外环分别选取两条合适的 φ 方向过渡函数得到整个副反射面坐标；最后，应用反射定律和等光程条件得到整个主反射面坐标，完成该混合结构椭圆波束天线的主副反射面赋形设计。

2.2 设计步骤

2.2.1 $\varphi = 0^\circ$ 和 $\varphi 90^\circ$ 面主副反射面曲线的赋形计算

图1给出混合结构椭圆波束天线的示意图，天线短轴平面为 XOZ 平面(即 $\varphi = 0^\circ$ 面)，长轴平面为 YOZ 平面(即 $\varphi = 90^\circ$ 面)，过 Z 轴的平面与 XOZ 平面的夹角为 φ 。天线主、副反射面都由两部分组成：外环部分和内环部分。

图2为 $\varphi = 0^\circ$ 面主副反射面赋形曲线示意图，其中， O 是坐标原点，也是馈源的相位中心；副反射面上任意一点 S 到 O 点的距离为 r ，该点与 O 点的连线与 Z 轴的夹角为 θ ； s 为副反射面上任意一点 S 到主反射面任意一点 M 的距离，而该两点的连线与 Z 轴的夹角为 θ_v ； O 点到主反射面任意一点 $M(x,$

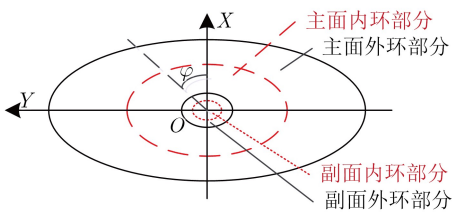


图1 混合结构椭圆波束天线的示意图

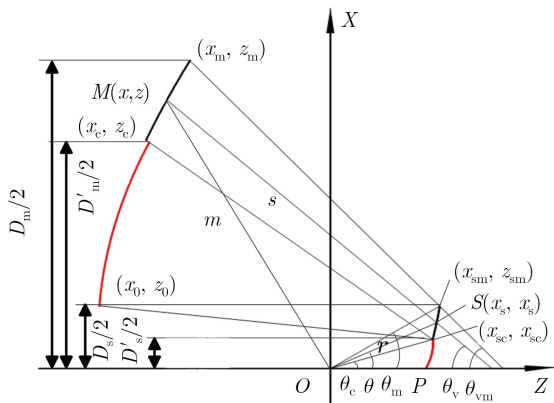


图2 $\varphi = 0^\circ$ 面主副反射面赋形曲线示意图

$z)$ 的距离为 m ； P 点为副反射面曲线与 Z 轴的交点(即副反射面的顶点)。

首先，计算 $\varphi = 0^\circ$ 面外环部分(卡塞格伦结构)的副反射面曲线。由实际工程需要和天线几何结构确定出初始参数：主副反射面直径 D_m 和 D_s 、馈源照射角度 θ_m 、内环最大照射角 θ_c 和焦距比。结合实际馈源辐射方向图 $f(\theta), \theta \in (\theta_c, \theta_m)$ 和选定的主反射面口面场分布函数 $F(x), x \in (x_c, x_m)$ ，由能量守恒可得^[12]

$$\int_{x_c}^{x_m} F^2(x)xdx = A \int_{\theta_c}^{\theta_m} f^2(\theta) \sin \theta d\theta \quad (1)$$

$$A = \frac{\int_{x_c}^{x_m} F^2(x)xdx}{\int_{\theta_c}^{\theta_m} f^2(\theta) \sin \theta d\theta} \quad (2)$$

将式(1)两边微分，再由反射定律、光程条件和几何关系可以得到关于 x 和 r 的微分方程组和边界条件

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{d\theta} &= A \frac{f^2(\theta) \sin \theta}{F^2(x)x} \\ \frac{dr}{d\theta} &= r \frac{x + (Ck - 2r) \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}{Ck - x \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} x|_{\theta=\theta_m} &= x_m \\ x|_{\theta=\theta_c} &= x_c \\ r|_{\theta=\theta_m} &= r_m \end{aligned} \right\}$$

其中， Ck 为光程(常数)。

求解式(3)的微分方程组便可求得 r, x ，从而得到副反射面在 $\varphi = 0^\circ$ 面上的外环部分(卡塞格伦结构)的曲线 $r_{0^\circ, \text{out}}(\theta), \theta \in (\theta_c, \theta_m)$ 。其次，计算 $\varphi = 0^\circ$ 面内环部分(环焦结构)的副反射面曲线。由外环部分的曲线的几何参数计算可以得到内环部分的曲线的初始参数：内环主副反射面直径 $D'_m = 2x_c, D'_s = 2x_{sc}$ ，内环最大照射角 θ_c 和焦距比 τ' 。为满足天线的宽频特性，内环环焦结构的光程 Ck 与外环部分的相同；同样结合实际馈源辐射方向图 $f(\theta), \theta \in (0, \theta_c)$ 和选定的主反射面口面场分布函数 $F(x), x \in (0, x_c)$ ，由环焦天线的几何结构可以得到

$$\tau' = \frac{Ck}{4z_c} \quad (4)$$

在 $\theta \in (0, \theta_c)$ 内应用能量守恒

$$\int_{x_0}^{x_c} F^2(x)xdx = A \int_{\theta_c}^0 f^2(\theta) \sin \theta d\theta \quad (5)$$

$$A = \frac{\int_{x_0}^{x_c} F^2(x)xdx}{\int_{\theta_c}^0 f^2(\theta) \sin \theta d\theta} \quad (6)$$

将式(5)微分, 再由反射定律、等光程条件和几何关系可以得到关于 x, r 的微分方程组和边界条件

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{d\theta} &= A \frac{f^2(\theta) \sin \theta}{F^2(x)x} \\ \frac{dr}{d\theta} &= r \frac{x + (Ck - 2r) \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}{Ck - x \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} \\ x|_{\theta=0} &= x_c \\ x|_{\theta=\theta_c} &= x_0 \\ r|_{\theta=\theta_c} &= r_c \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

求解式(7)方程组, 解出主副反射面在 $\varphi = 0^\circ$ 面内环部分(环焦结构)的副面曲线 $r_{0^\circ, \text{in}}(\theta)$, $\theta \in (0, \theta_c)$ 。此时, 在 $\varphi = 0^\circ$ 面的整条混合结构赋形副反射面曲线已求出

$$r_{0^\circ} = \begin{cases} r_{0^\circ, \text{in}}(\theta), & \theta \in (0, \theta_c) \\ r_{0^\circ, \text{out}}(\theta), & \theta \in (\theta_c, \theta_m) \end{cases} \quad (8)$$

最后, 同理由已选定 $\varphi = 90^\circ$ 面的天线主副反射面直径 D_{m90° , D_{s90° 、馈源照射角度 θ_m 、内环最大照射角 θ_c 和 θ_{vm90° 和口面场分布函数代入式(1)~式(7)可以确定出 $\varphi = 90^\circ$ 面的副反射面曲线 $r_{90^\circ}(\theta)$ 。其中 $\varphi = 90^\circ$ 面的光程需要保证和 $\varphi = 0^\circ$ 面的同为 Ck , 由等光程条件和几何结构得到

$$\theta_{vm90^\circ} = 2 \operatorname{arc} \cot \left(\frac{Ck - \frac{D_{s90^\circ}}{2} \operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2}}{D_{m90^\circ} - D_{s90^\circ}} \right) \quad (9)$$

从而得到在 $\varphi = 90^\circ$ 面的混合结构副反射面赋形曲线

$$r_{90^\circ} = \begin{cases} r_{90^\circ, \text{in}}(\theta), & \theta \in (0, \theta_c) \\ r_{90^\circ, \text{out}}(\theta), & \theta \in (\theta_c, \theta_m) \end{cases} \quad (10)$$

2.2.2 副反射面坐标计算

上节中确定两个 φ 面中赋形曲线, 为确定出整个副反射面曲面坐标需要引入过渡函数。又由于 $\varphi = 0^\circ$ 和 $\varphi = 90^\circ$ 是天线主副反射面的对称平面, 所以引入过渡函数后形成的副反射曲面需要满足在两对称平面处 φ 向偏导为零, 表达式为

$$\left. \begin{aligned} r(\theta, \varphi)|_{\varphi=0^\circ} &= r_{0^\circ}(\theta) \\ \frac{dr(\theta, \varphi)}{d\varphi} \Big|_{\varphi=0^\circ} &= 0, \varphi = 0^\circ \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} r(\theta, \varphi)|_{\varphi=90^\circ} &= r_{90^\circ}(\theta) \\ \frac{dr(\theta, \varphi)}{d\varphi} \Big|_{\varphi=90^\circ} &= 0, \varphi = 90^\circ \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

过渡函数可用多项式计算得到, 也可以选择满足以上条件的特殊函数或其组合函数。本设计方法

选取的内环和外环过渡函数 $f_{\text{in}}(\varphi)$ 和 $f_{\text{out}}(\varphi)$ 可以不同, 内环区域追求合理的能量分布, 外环追求主反射面的最大轮廓。由过渡函数可计算出所有 φ 面的副反射面坐标, 进而得到整个副反射面的曲面

$$r(\theta, \varphi) = \begin{cases} r_{0^\circ, \text{in}}(\theta) + (r_{90^\circ, \text{in}}(\theta) - r_{0^\circ, \text{in}}(\theta))f_{\text{in}}(\varphi), & \theta \in (0, \theta_c) \\ r_{0^\circ, \text{out}}(\theta) + (r_{90^\circ, \text{out}}(\theta) - r_{0^\circ, \text{out}}(\theta))f_{\text{out}}(\varphi), & \theta \in (\theta_c, \theta_m) \end{cases} \quad (13)$$

其中, $\begin{cases} f_{\text{in}}(0^\circ) = 0, f_{\text{in}}(90^\circ) = 1 \\ f_{\text{in}}'(0^\circ) = f_{\text{in}}'(90^\circ) = 0 \end{cases}$, $\begin{cases} f_{\text{out}}(0^\circ) = 0, f_{\text{out}}(90^\circ) = 1 \\ f_{\text{out}}'(0^\circ) = f_{\text{out}}'(90^\circ) = 0 \end{cases}$ 以满足式(11)、式(12)的约束条件。

2.2.3 天线主反射面的坐标计算

计算混合结构椭圆波束天线的过程和卡塞格伦椭圆波束天线的过程一致, 由反射定律得到副反射面指向主反射面的单位矢量 \mathbf{e}_s , 再由等光程条件可得到主反射面矢量

$$\mathbf{m} = \mathbf{r} + \frac{Ck - r + r\mathbf{e}_r \cdot z\mathbf{e}_z}{1 - \mathbf{e}_s \cdot z\mathbf{e}_z} \mathbf{e}_s \quad (14)$$

由式(14)可求得主反射面坐标, 从而完成混合结构椭圆波束天线主副反射面的赋形计算。该方法得到的副反射面内环和外环部分1阶连续, 由于内外环之间满足等光程, 主反射面的内环部分和外环部分有3~4 mm的阶跃。对于主反射面阶跃可以拟合过渡形成光滑曲面, 例如本文的仿真模型。

3 设计实例与容差分析

3.1 设计实例

应用本文的设计方法给出一个设计实例。天线主反射面的尺寸为600 mm×1200 mm, 馈源照射为 36° , 短轴平面焦径比为0.72。工作频段为扩展Ku/Ka双频段(Ku接收: 11.45~12.75 GHz; Ku发射: 14.0~14.5 GHz; Ka接收: 17.7~21.2 GHz; Ka发射: 29.4~31.0 GHz)。内环最大照射角 θ_c 为 18° , 其取值原则是在消除实际馈源网络的2次遮挡基础上, 尽量取较小的值, 有利于获得较为均匀的 φ 向能量分布从而得到较高的天线效率。为得到较好的增益和旁瓣特性, 本文采用由遗传算法优化出最佳的长短轴平面的口面场分布曲线如图3所示, 短轴口面场能量分布起伏较小, 长轴外环部分能量较少, 并在后段迅速下降到-10 dB, 在末端回升到-5 dB^[13-15]。

采用大张角四槽环加载波纹喇叭作为覆盖Ku/Ka双频段的馈源^[16], 图4给出混合结构赋形长短轴平面中的主副反射面曲线和馈源剖面图, 可以看出:

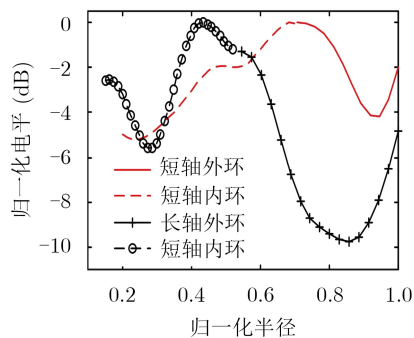


图3 选取的口面场能量分布曲线

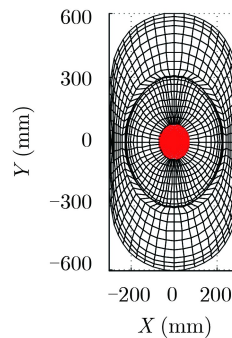


图5 主副反射面的俯视图

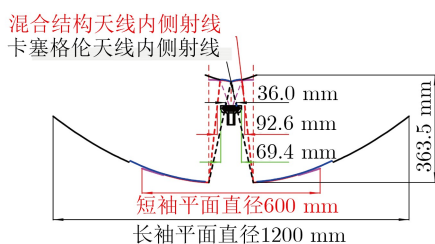


图4 长短轴平面上主副反射面曲线和馈源剖面图

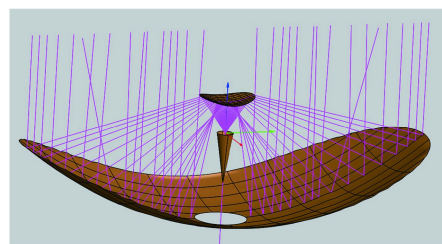


图6 主副反射面Grasp仿真模型和光路图

双频段馈源直径69.4 mm而混合结构椭圆波束天线的馈源可利用空间直径92.6 mm, 消除了馈源遮挡, 与卡塞格伦结果椭圆波束天线(馈源可利用空间直径为36 mm)相比, 馈源可利用空间直径扩大了140%, 为后续馈源网络的优化设计提供了便利, 也有利于改善天线的驻波特性; 天线纵向高度只有363.5 mm, 为天线面后端的馈源网络、极化切换装置、波导走线以及功放设备等提供了较大的空间, 使天线在俯仰 $0^{\circ}\sim 90^{\circ}$ 的转动范围内总高度都低于短袖直径, 从而实现了低轮廓。图5给出主副反射面的俯视图, 可以看出主反射面外轮廓接近矩形, 可以最大化地利用高度受限的有限空间, 有利于提高天线增益。

按照实际馈源的照射电平, 在Ku, Ka频段分别采用-9 dB和-15 dB边缘照射电平的高斯波束馈源照射, 应用物理光学法(Physical Optics, PO)和物理绕射法(Physical Theory of Diffraction, PTD), 考虑主副反射面边缘绕射、副反射面的遮挡效率和馈源漏失效率建立了Grasp仿真模型, 如图6所示。

表1给出了Grasp软件仿真的Ku/Ka双频段天线的辐射性能, 可以看出在Ku/Ka双频段口径效率可达到60%以上, 俯仰面第1旁瓣低于-14.8 dB, 方位面第1旁瓣低于-17 dB。相比与文献[8]卡塞格伦椭圆波束单Ku(12.25~14.5 GHz)天线的口径效率(62%)相当, 方位第1旁瓣降低了3 dB左右。而且发射频段的方位广角旁瓣得到有效的改善, 95%以上的旁瓣低于 $32 - 25 \lg(\theta)$ 包络线, 如图7所示。

采用四槽环加载波纹喇叭作为双频段的馈源, 建立天线CST全波仿真模型, 如图8所示。表2给出CST全波仿真的天线增益旁瓣和效率等辐射性能, 可以看出, Ku/Ka双频段效率达到58%以上, 整体辐射性能与Grasp仿真结果相比吻合很好, 增益仅差0.3 dB、效率差4.5%, 旁瓣特性相当。增益与效率的差别是由于CST全波模型考虑了馈源的方向图不等化和馈源与副反射面间的耦合作用, 而Grasp未考虑。在Ku/Ka双频段天线旁瓣特性均满足俯仰旁瓣低于-12 dB和方位旁瓣低于-14 dB的要求, 发射频段的方位广角旁瓣同样得到有效的改善, 90%以上的旁瓣低于 $32 - 25 \lg(\theta)$ 包络线, 如图9所

表1 Grasp仿真的天线辐射性能

频率(GHz)	11.45	12.75	14.00	14.50	17.70	21.20	29.40	31.00
增益(dBi)	38.50	39.40	40.20	40.51	42.40	44.01	46.72	47.17
俯仰面旁瓣(dB)	-15.27	-14.95	-14.86	-14.84	-15.54	-15.41	-15.08	-15.03
45°面旁瓣(dB)	-21.28	-21.13	-21.12	-21.06	-20.42	-19.59	-20.10	-19.65
方位面旁瓣(dB)	-18.60	-19.08	-19.33	-19.45	-19.15	-18.87	-17.26	-17.00
口径效率(%)	60.75	60.36	60.10	60.16	62.39	63.11	61.16	61.00

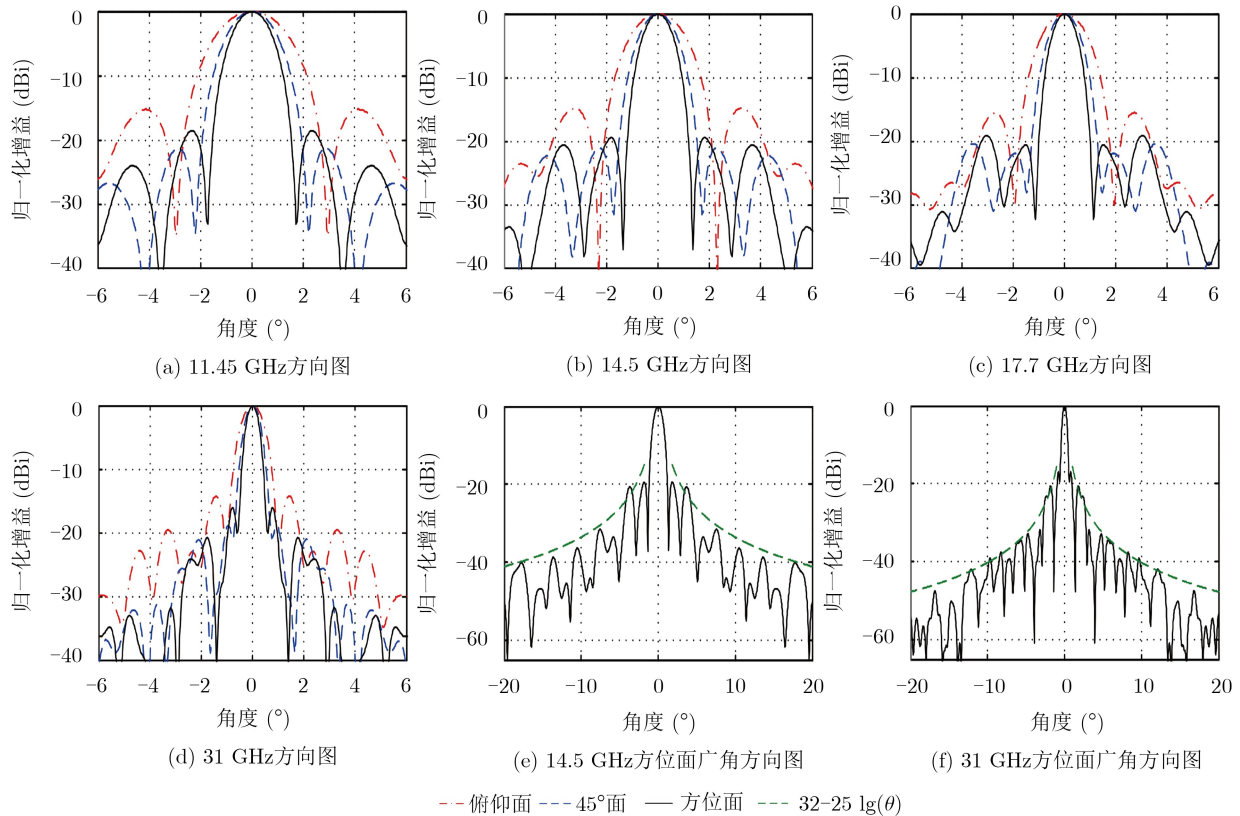


图7 Grasp仿真的天线辐射方向图

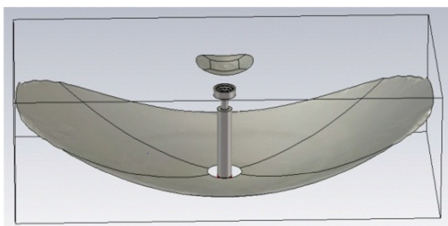


图8 CST全波仿真模型

示。天线驻波均小于1.25，如图10所示。可以得出该天线实现了Ku/Ka双频段、高效率、低旁瓣以及低驻波等优良特性。本文对椭圆波束天线的广角旁瓣控制做了初步探索，后续会进一步研究。

3.2 容差分析

考虑到实际天线存在加工和安装公差，会对天线点性能带来一定的影响，特别是随着频率的提高，对天线性能的影响增大。下面采用容差分析方

法，计算馈源和副反射面的偏移对天线旁瓣和效率的最大影响。

天线领域常用的容差分析方法有最坏情况分析法、统计公差法和区间分析方法，其中最坏情况分析法，也称极值法，基本思想是当部分参数在容差范围内取值时，寻找设计指标的最坏可能，可以最大限度保证天线的电性能满足要求^[17]。

馈源和波导的机械加工精度一般可达 $\pm 0.02 \text{ mm}$ ，馈源的安装采用螺装工艺，其位置偏移可保证在 $\pm 0.2 \text{ mm}$ 之内；副反射面的安装采用工装定位工艺技术，其安装精度可达 0.4 mm 。故该最坏容差优化模型可以描述为，以馈源和副反射面相对于主反射面的 x, y 和 z 3个方向的偏移量为优化变量 $\mathbf{X} = [\Delta x_{\text{feed}}, \Delta y_{\text{feed}}, \Delta z_{\text{feed}}, \Delta x_{\text{sub}}, \Delta y_{\text{sub}}, \Delta z_{\text{sub}}]$ ， $\Delta x_{\text{feed}}, \Delta y_{\text{feed}}, \Delta z_{\text{feed}} \in (-0.2, 0.2)$ ， $\Delta x_{\text{sub}}, \Delta y_{\text{sub}}, \Delta z_{\text{sub}} \in (-0.4, 0.4)$ ，应用多目标遗传算法，优化出天线效

表2 CST全波仿真的天线辐射性能

频率(GHz)	11.45	12.75	14.00	14.50	17.70	21.20	29.40	31.00
增益(dBi)	38.62	39.39	40.15	40.49	42.08	43.83	46.50	47.10
俯仰面旁瓣(dB)	-13.15	-12.51	-13.83	-13.36	-12.79	-14.40	-17.24	-15.92
45°面旁瓣(dB)	-16.24	-17.79	-17.13	-16.83	-18.05	-19.43	-19.15	-19.70
方位面旁瓣(dB)	-15.00	-17.45	-15.61	-15.42	-16.96	-18.97	-19.00	-18.53
口径效率(%)	62.50	60.18	59.46	59.94	58.01	60.50	58.18	60.08

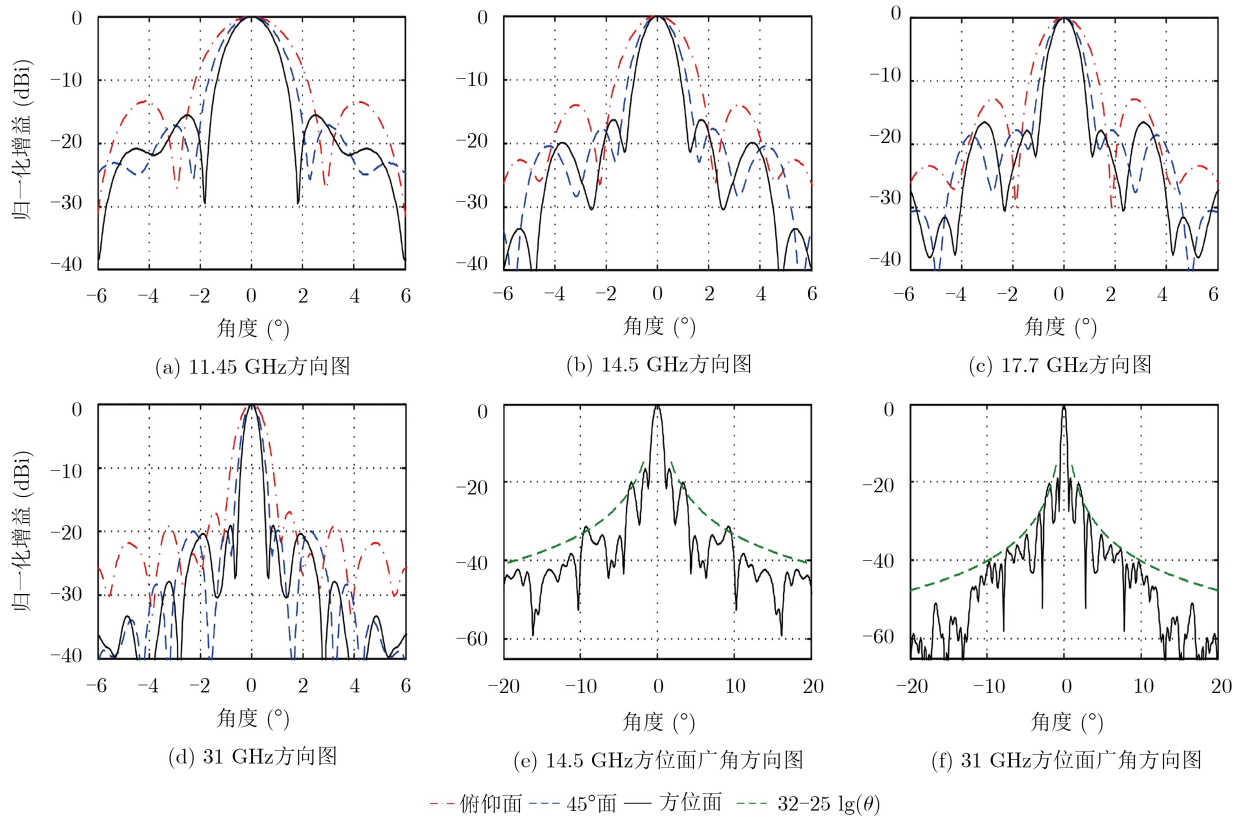


图9 全波仿真天线辐射方向图

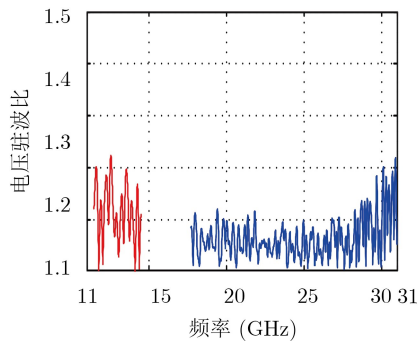


图10 驻波曲线

率 η 和旁瓣电平(Side Lobe Level, SLL)的最坏值解集, 其双目标函数可表示为

$$\left. \begin{aligned} f_1(X) &= \min \{ \eta \} \\ f_2(X) &= -\max \{ \text{SLL} \} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

经过两组种群规模为30的100代优化迭代, 得到了最高频31 GHz的俯仰面旁瓣、方位面旁瓣和效率的最坏解集, 如图11所示。发现两组的最差变量都为 $X=[-0.2, -0.2, 0.2, -0.4, -0.4, -0.4]$, 俯仰面旁瓣和方位面旁瓣电平分别为-14.5 dB和-15.22 dB, 分别升高了0.5 dB和1.8 dB, 天线效率最大降落了2.5%到57.58%。

将该最坏情况建立CST模型, 经全波仿真得到了其辐射性能、方向图和驻波分别如表3、图12和图13所示。可以看出考虑装配公差后天线的增益损

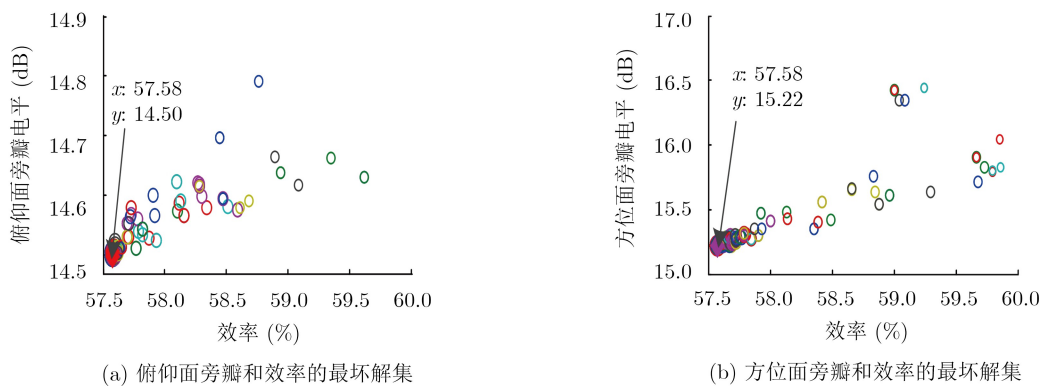


图11 31 GHz的最坏解集

表3 考虑公差后的天线辐射性能

频率(GHz)	11.45	12.75	14.00	14.50	17.70	21.20	29.40	31.00
增益(dBi)	38.58	39.29	39.97	40.46	42.05	43.81	46.37	46.87
俯仰面旁瓣(dB)	-12.92	-12.36	-13.71	-13.23	-12.21	-15.20	-16.61	-15.42
45°面旁瓣(dB)	-16.55	-16.71	-17.00	-16.06	-17.15	-18.53	-19.12	-18.80
方位面旁瓣(dB)	-15.13	-16.03	-15.61	-14.67	-16.67	-16.91	-15.88	-17.01
口径效率(%)	61.92	58.81	57.04	59.53	57.61	60.23	56.46	56.98

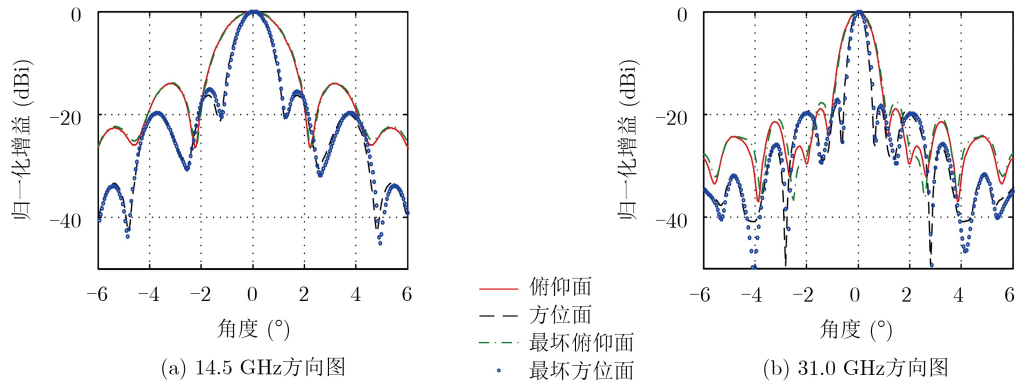


图12 考虑公差后天线方向图与原模型比较

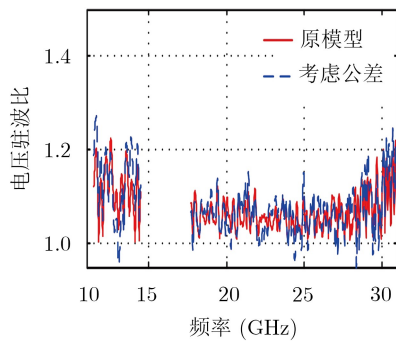


图13 考虑公差后驻波曲线与原模型比较

耗最大0.25 dB, 天线效率高于56.4%, 俯仰旁瓣低于-12.2 dB, 方位旁瓣低于-14.6 dB, 电压驻波比小于1.27, 仍然有较好的电性能, 满足实际工程要求。

4 结束语

本文提出一种新型混合结构赋形大轴比椭圆波束天线的设计方案和设计方法, 并给出了主副反射面赋形计算公式。该方法可以依据所需要的口面场赋形得到天线长短轴平面的混合结构主副反射面曲线, 用过渡函数、反射定律、等光程条件可求得主副反射面曲面。混合结构理念的引入有效消除馈源的2次遮挡, 扩展了馈源可利用空间直径140%, 有利于馈源网络的扩频设计和复杂馈源网络的空间布局, 实现了Ku/Ka扩展双频段的覆盖。经全波仿真和容差分析验证了该天线具有低剖面、高效率、低旁瓣和低驻波等优良性能。为多频段低轮廓高性能天线设计开辟了新的途径。

参考文献

- [1] 牛传峰, 杜彪, 韩国栋, 等. 低轮廓动中通天线[J]. 中国电子科学研究院学报, 2013, 8(2): 149-155. doi: 10.3969/j.issn.1673-5692.2013.02.008.
- NIU Chuanfeng, DU Biao, HAN Guodong, *et al.* Low profile antennas of “sat-com on the move” [J]. *Journal of CAEIT*, 2013, 8(2): 149-155. doi: 10.3969/j.issn.1673-5692.2013.02.008.
- [2] AOKI K, MAKINO S, and KATAGI T. Improvement of sidelobe characteristics of an offset dual reflector antenna with an elliptical beam[J]. *Electronics and Communications in Japan*, 2015, 82(12): 10-19. doi: 10.1002/(SICI)1520-6424(199912)82:12<10::AID-ECJA2>3.0.CO;2-P.
- [3] GAO Guoping, YANG Chen, HU Bin, *et al.* Design of a high-gain and low-profile quasi-cassegrain antenna based on metasurfaces[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2018, 17(8): 1435-1439. doi: 10.1109/LAWP.2018.2848920.
- [4] LI Min, LI Qinlong, WANG Bo, *et al.* A low-profile dual-polarized dipole antenna using wideband AMC reflector[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(5): 2610-2615. doi: 10.1109/TAP.2018.2806424.
- [5] LU Zhiyong. A efficient ring-focus antenna for forming an elliptic beam[C]. 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Chengdu, China, 2010: 1880-1882. doi: 10.1109/ICMMT.2010.5524885.
- [6] 申强强. 基于NURBS建模的反射面天线赋形与优化[D]. [硕士学位论文], 南京理工大学, 2016.

- SHEN Qiangqiang. Shaped and design of reflector antenna based on NURBS[D].[Master dissertation], Nanjing University of Science & Technology, 2016.
- [7] WU Junmo, LEI Xue, ZHOU Dongfang, *et al.* Design of ring-focus elliptical beam reflector antenna[J]. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2016, 2016: 9615064. doi: [10.1155/2016/9615064](https://doi.org/10.1155/2016/9615064).
- [8] 刘兴隆, 杜彪, 秦顺友. 一种低剖面高效率大轴比椭圆波束天线[J]. *电波科学学报*, 2011, 26(S1): 505–508.
- LIU Xinglong, DU Biao, and QIN Shunyou. A low profile high efficiency and large axial ratio elliptical beam antenna[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2011, 26(S1): 505–508.
- [9] ZHANG Wei, XING Feng, LEI Xue, *et al.* Design of shaped elliptical beam antenna based on NURBS[C]. The 6th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies, Shanghai, China, 2016: 171–173. doi: [10.1109/MAPE.2015.7510292](https://doi.org/10.1109/MAPE.2015.7510292).
- [10] 陆晓家, 李文锴, 何山红. 一种改进型的椭圆波束卡塞格伦天线[J]. *中国电子科学研究院学报*, 2018, 13(2): 186–190. doi: [10.3969/j.issn.1673-5692.2018.02.014](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-5692.2018.02.014).
- LU Xiaojia, LI Wenkai, and HE Shanrong. A modified cassegrain reflector antenna with an elliptic beam of large axial ration[J]. *Journal of CAEIT*, 2018, 13(2): 186–190. doi: [10.3969/j.issn.1673-5692.2018.02.014](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-5692.2018.02.014).
- [11] 刘兴隆, 杜彪, 秦顺友, 等. 大轴比椭圆波束天线过渡函数的研究[J]. *中国电子科学研究院学报*, 2012, 7(1): 72–75. doi: [10.3969/j.issn.1673-5692.2012.01.014](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-5692.2012.01.014).
- LIU Xinglong, DU Biao, QIN Shunyou, *et al.* Study of transition function for elliptical beam antenna with large axial ratio[J]. *Journal of CAEIT*, 2012, 7(1): 72–75. doi: [10.3969/j.issn.1673-5692.2012.01.014](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-5692.2012.01.014).
- [12] 杨可忠. 特殊波束面天线技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2009: 89–97.
- YANG Kezhong. Special Beam Antenna Technique[M]. Beijing: Posts and Telecommunications Press, 2009: 89–97.
- [13] 刘胜文, 杜彪, 伍洋. 赋形双反射面天线口面场分布的优化[J]. *无线电通信技术*, 2016, 42(2): 55–58. doi: [10.3969/j.issn.1003-3114.2016.02.14](https://doi.org/10.3969/j.issn.1003-3114.2016.02.14).
- LIU Shengwen, DU Biao, and WU Yang. Optimization of aperture field distribution for shaped dual reflector antenna[J]. *Radio Communications Technology*, 2016, 42(2): 55–58. doi: [10.3969/j.issn.1003-3114.2016.02.14](https://doi.org/10.3969/j.issn.1003-3114.2016.02.14).
- [14] ORLANDI A. Notice of retraction: Reduction of total radiated power from a planar EBG by using a multiple objectives sequential optimization[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2018, 60(1): 252–257. doi: [10.1109/TEM.2017.2747639](https://doi.org/10.1109/TEM.2017.2747639).
- [15] DE VILLIERS D I L and KOZIEL S M. Fast multi-objective optimisation of pencil beam reflector antenna radiation pattern responses using Kriging[J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2018, 12(1): 120–126. doi: [10.1049/iet-map.2017.0090](https://doi.org/10.1049/iet-map.2017.0090).
- [16] XIE Lei, JIAO Yongchang, DU Biao, *et al.* Optimal design of a Ku/Ka-band wide-flare-angle corrugated horn using the differential evolution algorithm[J]. *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 2016, 59: 27–33. doi: [10.2528/pier116012508](https://doi.org/10.2528/pier116012508).
- [17] ZHANG Botian and RAHMAT-SAMII Y. Robust optimization with worst case sensitivity analysis applied to array synthesis and antenna designs[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(1): 160–171. doi: [10.1109/TAP.2017.2772312](https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2772312).
- 刘兴隆: 男, 1986年生, 博士生, 工程师, 研究方向为反射面天线与馈源技术。
- 杜彪: 男, 1962年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为反射面天线、馈源、阵列天线和超材料天线的研究与设计。
- 周建寨: 男, 1975年生, 高级工程师, 研究方向为卫星通信天线与馈源技术。