

# 型面周期性误差对环形桁架可展开天线电性能的影响及其消除方法

宗亚雳, 王伟, 王从思, 张逸群

(西安电子科技大学电子装备结构设计教育部重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘要:** 环形桁架可展开天线的型面由一系列面片拼合而成,其电性能由这些面片的大小和形状决定.本文针对环形可展开天线型面周期性几何逼近误差导致天线远场方向图存在电平较高的栅瓣的问题,提出了通过破坏误差周期性来消除其对电性能影响的方法.首先,分析了型面几何逼近误差的周期性及其对天线电性能的影响;其次,提出两种消除型面几何逼近误差周期性的方法,一是在径向引入破坏因子,二是改变型面环向轮廓形状;最后,建立优化模型,求出同时满足用户电性能和结构要求的网面分环数和破坏因子.数值仿真表明本文提出的型面优化设计方法既能保证天线增益的条件下消除栅瓣,又不导致天线结构过于复杂.

**关键词:** 环形桁架可展开天线; 型面分环数; 周期性误差; 电性能; 优化模型

**中图分类号:** V443.4      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2014)05-0963-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.05.020

## Effects of Periodic Geometric Error of AstroMesh Reflector Surface on Radiation Pattern and Its Elimination Method

ZONG Ya-li, WANG Wei, WANG Cong-si, ZHANG Yi-qun

(Key Laboratory of Electronic Equipment Structure Design of Ministry of Education, Xidian University, Xi'an, Shaanxi, 710071, China)

**Abstract:** Since curved antenna surface is approximated by flat facets, the electromagnetic (EM) properties of an AstroMesh reflector are determined by the size and shape of the facets. A period disturbance technique is presented to decrease the grating lobe level generated by periodic geometric approximation error. At first, the periodicity of the error and the effects of the periodicity on EM properties are studied. Secondly, two strategies are developed to disturb the periodicity of the error, one is to introduce radial direction disturbance parameters, and the other is to change the shape of the rings. At last, an optimization model is built to obtain fewer segments, proper disturbance parameters and better EM performance. Numerical examples show that the presented method can eliminate the grating lobes level without decreasing the gain and increasing the structural complexity of AstroMesh antennas.

**Key words:** AstroMesh reflector; segment number; periodic geometric error; EM properties; optimization model

### 1 引言

环形桁架可展开天线因其口径适用范围广、收纳率大、质量轻等优点而得到越来越广泛地应用<sup>[1-5]</sup>.图1为环形桁架可展开天线的结构示意图,它包括作为支撑结构的可展开环形桁架、索网体系以及张拉在前索网凸面上的金属反射丝网.因此,金属反射丝网将被张紧的前索网分成一系列的小面片,以下称小面片组成的反射表面为天线的型面.这些小面片的大小和形状决定了天线的电性能.最常用的型面划分方法是 Agrawal<sup>[6]</sup>提出的以天线型面逼近工作抛物面的几何逼近误差的上限

为基准的型面设计方法,该方法设计的型面几何逼近误差因三角形面片的规律性(见图2(b))而具有很强的周期性.然而,几何逼近误差的大小不能完全反应天线的电性能的好坏,这是因为周期性的误差分布会导致远场方向图存在很高的栅瓣电平<sup>[7]</sup>,使天线的电性能恶化.国外对可展开天线型面误差对电性能的影响的研究较多.Hiroaki<sup>[8]</sup>以 Ruze 公式为基础研究了天线增益与型面误差的关系;Agrawal<sup>[6]</sup>通过仿真发现几何逼近误差的幅值及其在反射面上的变化周期都会影响天线的远场方向图;Brown<sup>[9]</sup>在保证三角形面片顶点的平均误差不变的条件下,打乱几何逼近误差的周期性来降低栅瓣电

平,但同时也带来了天线的增益损失. Thomson<sup>[10]</sup>采用增加分环数的方式来降低栅瓣电平,但此方法大大增加了天线的复杂性; Changsoo<sup>[11]</sup>通过数值仿真研究了不同的分环数和分区数对天线增益与栅瓣电平的影响,但没有给出满足天线电性能的型面设计方法. 上述研究虽然在一定程度上减弱了周期性误差对环形桁架可展开天线电性能的影响,但依然存在很多不足之处.

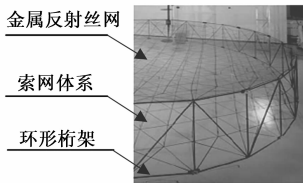


图1 环形桁架可展开天线的组成

针对上述问题,本文以图 2(b)中正六边形区域内的内部三角形面片为研究对象,首先分析了型面几何逼近误差的周期性,并从口径面相位误差的角度研究了其对天线的电性能的影响;其次,为扰乱几何逼近误差的周期性,消除栅瓣,本文提出了两种方法,一种是在径向引入破坏因子;另一种是改变型面环向轮廓形状;最后,通过优化方法求出既满足用户对天线增益和栅瓣电平的要求,又不使结构过于复杂的网面破坏因子和型面分环数,为工程设计提供了型面设计参考方案.

## 2 误差周期性对电性能的影响

本文以口径  $D = 10\text{m}$ , 前索网焦距  $F_1 = 6\text{m}$ , 后索网焦距  $F_2 = 40\text{m}$ , 天线高度为  $1.5\text{m}$ , 桁架边数为 36 边的环形桁架可展开天线为例(见图 2), 研究图 2(b)中正六边形区域内的型面周期性误差周期性对其电性能的影响以及其消除方法.

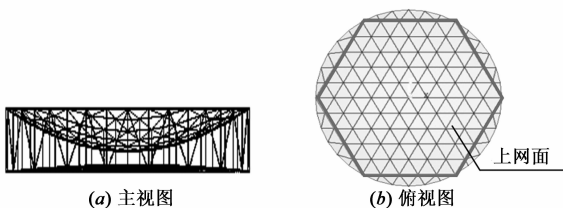


图2 天线结构示意图

### 2.1 几何逼近误差分析

环形桁架可展开天线的型面生成方式为: 首先将  $XOY$  面内正六边形划分为边长为  $L = D/(2N)$  的正三角形平面 ( $N$  为型面分环数). 然后将这些平面映射到有效抛物面, 形成空间三角形, 从而构成天线型面, 以下称该类型面为规则型面(见图 3). 图中有效抛物面为工作抛物面沿  $Z$  轴平移  $\delta$  后的抛物面<sup>[12]</sup>, 其中,

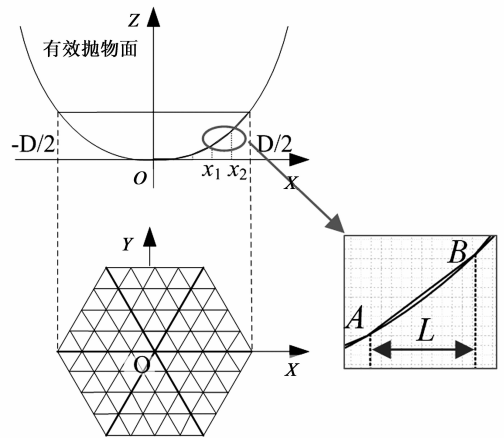


图3 型面生成示意图

$$\delta = -\frac{L^2}{16F_1} \quad (1)$$

令工作抛物面方程为:

$$z_I = \frac{x^2 + y^2}{4F_1} \quad (2)$$

则, 有效抛物面方程为:

$$z_E = \frac{x^2 + y^2}{4F_1} - \delta \quad (3)$$

设有效抛物面上三角形面片顶点坐标分别为:  $A(x_1, y_1, z_{E1})$ ,  $B(x_2, y_2, z_{E2})$ ,  $C(x_3, y_3, z_{E3})$ . 此时  $\triangle ABC$  所在平面的方程为:

$$z_T = ax + by + c \quad (4)$$

其中,

$$a = -\frac{-y_2z_{E1} + y_3z_{E1} + y_1z_{E2} - y_3z_{E2} - y_1z_{E3} + y_2z_{E3}}{x_2y_1 - x_3y_1 - x_1y_2 + x_3y_2 + x_1y_3 - x_2y_3}$$

$$b = -\frac{-x_2z_{E1} + x_3z_{E1} + x_1z_{E2} - x_3z_{E2} - x_1z_{E3} + x_2z_{E3}}{x_2y_1 - x_3y_1 - x_1y_2 + x_3y_2 + x_1y_3 - x_2y_3}$$

$$c = -\frac{-x_3y_2z_{E1} + x_2y_3z_{E1} + x_3y_1z_{E2} - x_1y_3z_{E2} - x_2y_1z_{E3}}{x_2y_1 - x_3y_1 - x_1y_2 + x_3y_2 + x_1y_3 - x_2y_3} - \frac{x_1y_2z_3}{x_2y_1 - x_3y_1 - x_1y_2 + x_3y_2 + x_1y_3 - x_2y_3} \quad (5)$$

由式(2)和式(4)可知, 三角形面片与工作抛物面之间的  $Z$  向几何误差为:

$$\Delta z = z_T - z_I$$

$$= ax + by + c - \frac{x^2 + y^2}{4F_1} \quad (6)$$

令天线型面分环数  $N = 5$ , 则天线沿  $Z$  向的几何误差  $\Delta z$  的分布云图如图 4(a)和图 4(b)所示.  $\triangle ABC$  与工作抛物面的均方根误差为<sup>[12]</sup>:

$$\delta_{rms} = \sqrt{\frac{1}{S_{\Delta}} \int_S \left( ax + by + c - \frac{x^2 + y^2}{4F_1} \right)^2 ds}$$

$$= \frac{D^2}{64 \sqrt{15} F_1 N^2} \quad (7)$$

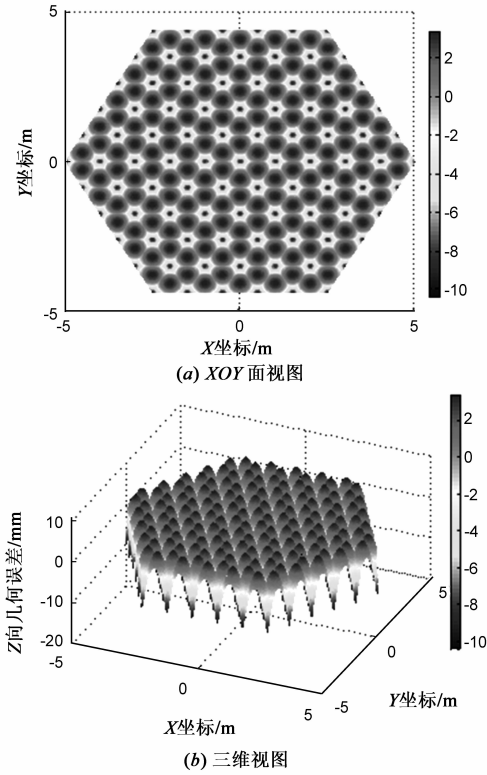


图4 Z向几何误差分布

式(7)表明,当天线口径和焦距确定后,规则型面的三角形面片与工作抛物面间的均方根误差与三角形面片的位置无关,仅与工作抛物面的型面分环数  $N$  相关.即图 2(b)中正六边形内的所有三角形面片与工作抛物面的几何逼近误差相等.

### 2.2 周期性对电性能的影响

规则型面与工作抛物面之间的几何逼近误差属于结构的系统误差,该误差一般在毫米级(不大于工作波长的  $1/50$ <sup>[13]</sup>).由于反射面处于馈源的远区,且几何逼近误差较小,因此反射面误差对口径面电磁场幅度的影响可忽略不计,认为反射面误差只引起口径面的相位误差.当反射面上某处存在轴向误差  $\Delta z$  时,依据图 5 中反射面几何逼近误差的关系可得波程差为:

$$\bar{\Delta} = \Delta z (1 + \cos \xi) \quad (8)$$

由此可得反射面几何逼近误差影响下的口径面相位误差为:

$$\varphi(x, y) = k\bar{\Delta} = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta z (1 + \cos \xi) \quad (9)$$

其中,  $k$  为传播常数,  $\lambda$  为工作波长.

由于反射面的几何逼近误差的存在使口径面不再是等相位面.由图 4 可知,轴向误差  $\Delta z$  沿口径面的环向和径向都呈周期性分布.

型面的环向、沿  $X$  轴和沿  $Y$  轴的  $Z$  向几何误差可

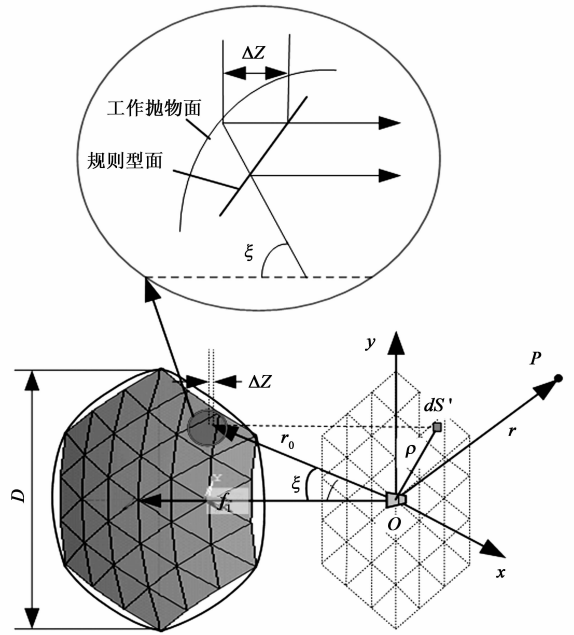


图5  $N=5$ 时规则型面的远场方向图

分别由周期为  $T_\rho$ 、 $T_x$  和  $T_y$ ,幅值为  $z_A$  的周期函数  $p_\rho$ 、 $p_x$  和  $p_y$  表示:

$$\begin{cases} \Delta z_\rho = p_\rho(T_\rho, N) \\ T_\rho = \frac{\pi\rho}{3} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \Delta z_x = p_x(T_x) \\ T_x = \frac{D}{2N} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \Delta z_y = p_y(T_y) \\ T_y = \frac{\sqrt{3}D}{2N} \end{cases} \quad (12)$$

其中,  $\rho$  为口径面上某积分点与坐标原点的距离,幅值为:

$$z_A = \frac{D^2}{48fN^2} \quad (13)$$

将式(10)、(11)、(12)分别代入式(9)可得环向的相位误差:

$$\varphi_\rho(x, y) = \frac{4\pi}{\lambda(1 + (\rho/2F_1)^2)} p_\rho(T_\rho, N) \quad (14)$$

沿  $X$  轴的相位误差:

$$\varphi_x(x) = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{p_x(T_x, N)}{1 + (x/2F_1)^2} \quad (15)$$

沿  $Y$  轴的相位误差:

$$\varphi_y(y) = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{p_y(T_y, N)}{1 + (y/2F_1)^2} \quad (16)$$

由式(14)可知,环向相位误差  $\varphi_\rho$  为周期为  $T_\rho$  的周期函数,且周期  $T_\rho$  随半径  $\rho$  的增大而增大.由式(15)、

(16)可知,沿  $X$  轴和  $Y$  轴的相位误差  $\varphi_x$  和  $\varphi_y$  分别为周期为  $T_x$  和  $T_y$  的准周期函数,  $T_x \leq T_y$ , 且周期随分环数  $N$  的增大而减小. 相位误差在口径面上规则地分布会导致方向图上某点产生明显的变化<sup>[14]</sup>, 形成栅瓣.

给定图 2 所示的环形桁架可展开天线采用的馈源为高斯馈源, 锥角为  $-12\text{dB}$ , 工作频率为  $2\text{GHz}$ . 图 6 为采用物理光学法(PO)与物理绕射理论 PTD 相结合计算  $N=5$  时的天线远场方向图. 图中, 由于周期性几何逼近误差的存在, 天线在  $YOZ$  面产生了电平较高的栅瓣.

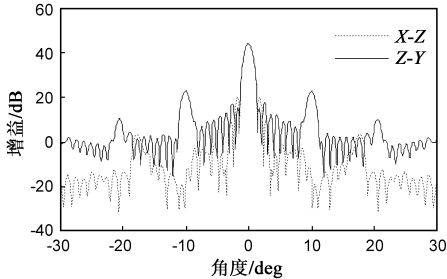


图6  $N=5$ 时规则型面的远场方向图

由上述分析可得, 规则的型面划分方法会导致天线型面产生周期性几何逼近误差. 由图 4 和式(6)可知几何逼近误差与边长  $L$  密不可分, 边长  $L$  由型面分环数  $N$  来决定, 因此需要设计合理的分环数  $N$  和型面面片的大小和形状以使天线的电性能满足用户需求.

### 3 破坏误差周期性的方法

为了降低几何逼近误差的周期性对栅瓣电平的影响, 本文采用两种方法破坏其周期性.

几何逼近误差的周期性是由型面小面片的规律性导致的, 因此要破坏几何误差的周期性就要摒弃 2.1 节所述的规则型面形式, 采用相对不规则的型面. 本文破坏误差周期性的方法为: (1) 通过改变口径面内每一环正六边形轮廓的外接圆半径来破坏误差周期性; (2) 将口径面内每一环的边界换用五边形或七边形, 内部采用非正三角形小面片划分.

#### 3.1 改变外接圆半径

该方法保证最外圈正六边形边界不变, 通过改变内部第  $i$  环正六边形轮廓的外接圆半径  $R_i$  来破坏内部正三角形的规则, 并保证拓扑关系不变(见图 7).

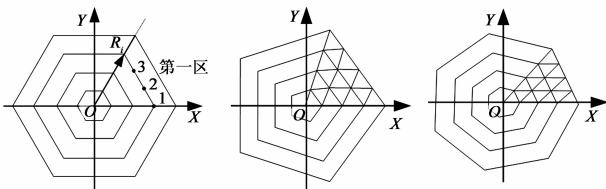


图7 改变外接圆半径图

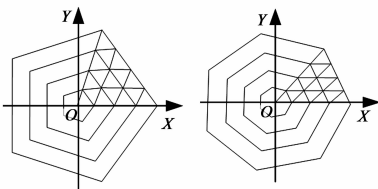


图8 改变每一环的轮廓

#### 3.2 改变轮廓形状

该方法将每一环的轮廓形状由正六边形改为正五边形或正七边形(见图 8), 包括边界轮廓, 从而将内部正三角形改为等腰三角形, 破坏了正三角形的周期性.

轮廓为  $B$  边时, 节点分为  $B$  个区, 第一区在第一象限. 该区第  $i$  环第  $j$  个点的节点坐标为:

$$\begin{cases} x_{ij} = R_i \left( 1 - \frac{2(j-1)}{i} \sin^2 \left( \frac{\pi}{B} \right) \right) \\ y_{ij} = 2R_i \frac{(j-1)}{i} \sin \left( \frac{\pi}{B} \right) \cos \left( \frac{\pi}{B} \right), \\ z_{i,j} = \frac{x_{ij}^2 + y_{ij}^2}{4f} - \frac{L^2}{16f} \end{cases} \quad (17)$$

$$i = 1, \dots, N-1; j = 1, \dots, i$$

其余区的节点坐标由第一区节点坐标旋转得到, 将这些节点连接为相应的空间三角形, 就得到了新的天线型面.

为减少设计变量的数目, 可设数列  $R_1, \dots, (R_{i+1} - R_i), \dots, (R_N - R_{N-1})$  为公差为  $r$  的等差数列, 或公比为  $r$  的等比数列. 称公差与公比为破坏因子. 若是等差数列,  $R_1, \dots, R_N$  可由破坏因子  $r$  表示为:

$$\begin{cases} R_1 = \frac{D}{2N} - \frac{N-1}{2} r \\ R_{i+1} = R_i + R_i + ir, \\ R_N = \frac{D}{2} \end{cases} \quad (18)$$

$$i = 1, \dots, N-1$$

若是等比数列,  $R_1, \dots, R_N$  可由破坏因子表示为:

$$\begin{cases} R_1 = \frac{D(1-r)}{2(1-r^N)} \\ R_{i+1} = R_i + R_i r^i, \\ R_N = \frac{D}{2} \end{cases} \quad (19)$$

$$i = 1, \dots, N-1$$

### 4 优化模型

环形桁架可展开天线的电性能不仅是由天线型面精度决定的, 还与误差在反射面上的变化规律有关. 由式(10)~(13)可知分环数越大, 几何误差的幅值和周期越小. 图 9 为分环数与电性能的关系图, 由图可知分环数越大对应的天线增益越高(图 9(a)), 栅瓣电平越低(图 9(b)), 栅瓣位置越远离主瓣(图 9(c)), 但当分环数增加到一定程度后, 天线增益和栅瓣位置随分环数的变化不再明显, 而分环数越大, 型面的支撑索网体系越复杂, 且索网的索单元数目与分环数  $N$  呈指数关系(见图 10). 这表明  $N$  的增大会增加索网预张力设计的难度, 且大大增加了天线加工、装配的复杂性. 由于调节索的数目也会随  $N$  的增大而增加, 后期的型面调整工

作也因此变得更加困难。

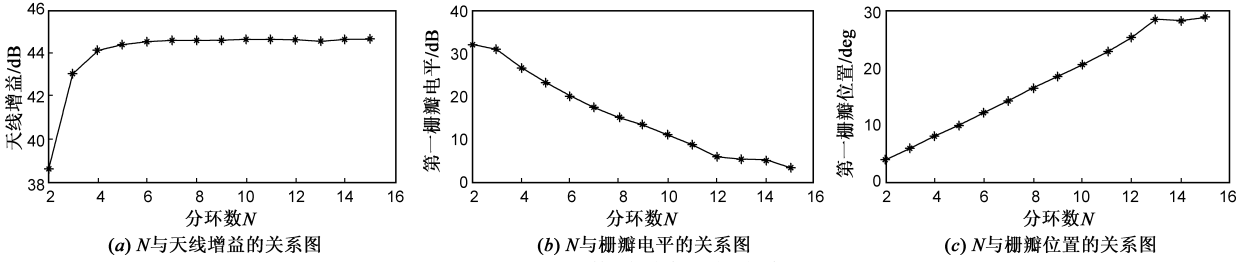


图9 分环数N与电性能的关系图

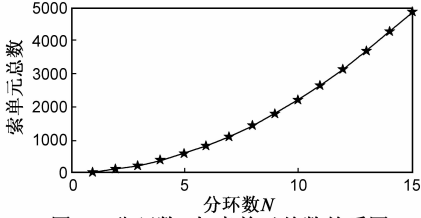
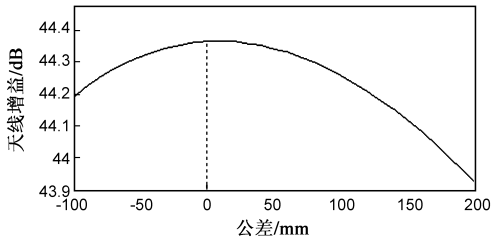
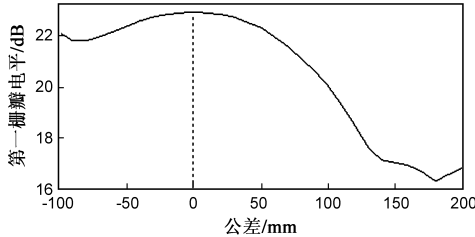


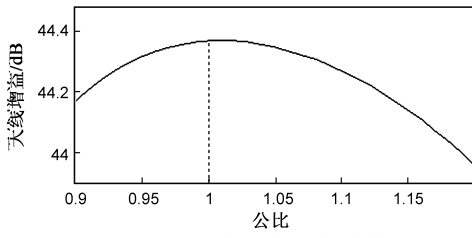
图10 分环数N与索单元总数关系图



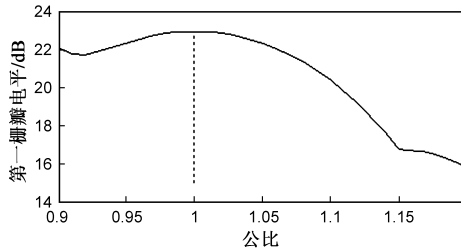
(a) 公差与天线增益的关系图



(b) 公差与栅瓣电平的关系图



(c) 公比与天线增益的关系图



(d) 公比与栅瓣电平的关系图

图11 公比与天线电性能的关系图

图 11 为公差和公比与天线电性能的关系图,由图可知,公差与公比对电性能的影响规律基本相同,而破坏因子的引入虽然可以降低栅瓣电平,但天线增益也会因此下降。

综合考虑天线结构与电性能的机电综合设计方法已在固体反射面天线方面得到了深入的研究<sup>[15]</sup>.为了综合考虑上述问题,本文以按 Agrawal 方法确定的规则型面为初始型面,建立了环形桁架反射面的机电综合优化模型 PI:

$$\text{Find } \mathbf{X} = (x_1, \dots, x_{N+1})^T = (R_1, \dots, R_N, N)^T$$

$$\text{Min. } f_1(\mathbf{X}) = SLL(\mathbf{X})$$

$$f_2(\mathbf{X}) = 3N(7N + 3) + 1$$

$$\text{S. T. } g(\mathbf{X}) \frac{G(\mathbf{X})}{G_0} - 1 > 0$$

$$\mathbf{X}_L \leq \mathbf{X} \leq \mathbf{X}_U$$

其中,  $R_i (i = 1, \dots, N)$  为每一环边界的外接圆半径,  $f_1(\mathbf{X})$  为栅瓣电平,  $f_2(\mathbf{X})$  为索单元的个数,  $G_0$  为依据 Agrawal<sup>[6]</sup>方法设计的规则型面的增益(见图 5),  $\mathbf{X}_L$  和  $\mathbf{X}_U$  分别为设计变量的上下界。

对 PI 中的目标函数进行处理,令  $\bar{f}_1 = \frac{f_1}{SLL_0}$ ,  $\bar{f}_2 = \frac{f_2}{f_{\max}}$ . 此时多目标函数变为单目标函数:

$$f(\mathbf{X}) = \alpha_1 \bar{f}_1(\mathbf{X}) + \alpha_2 \bar{f}_2(\mathbf{X}) \quad (20)$$

其中,  $\alpha_1$  和  $\alpha_2$  为权重系数。

最后令约束作为目标函数的惩罚项,将优化转化为无约束优化,优化模型 PI 可写为 PII:

$$\text{Find } \mathbf{X} = (x_1, x_2)^T = (r, N)^T$$

$$\text{Min. } F(\mathbf{X}) = f(\mathbf{X}) - \epsilon \frac{1}{g(\mathbf{X})}$$

$$\text{S. T. } \mathbf{X}_L \leq \mathbf{X} \leq \mathbf{X}_U$$

其中,  $\epsilon$  为罚因子。

## 5 算例分析

本文以图 2 所示天线为例,对四种型面设计方法进行对比研究。

### A 规则型面设计方法.

采用规则的三角形面片组成型面,其分环数的确定方法以几何逼近误差  $\delta_{rms}$  的上限为基准.一般误差  $\delta_{rms}$  不大于波长的  $1/50^{[12]}$ ,工作频率为 2GHz 时,取  $\delta_{rms} = 3\text{mm}$ ,由此可计算口径面内等边三角形的最大边长为<sup>[6]</sup>:

$$L_{\max} = \sqrt{16\sqrt{15}f\delta_{rms}} \quad (21)$$

经计算得最小分环数为:

$$N = \text{CEIL}\left(\frac{D}{2L_{\max}}\right) = 5 \quad (22)$$

图 5 为方法 A 产生的远场方向图,图中 Y-Z 面的栅瓣比 X-Z 面的栅瓣距离主瓣近,且栅瓣电平更高.这是因为型面几何逼近误差在 Y-Z 面的变化周期  $T_y$  大于 X-Z 面的变化周期  $T_x$ .

### B 增加分环数的规则型面.

该方法通过增加分环数来降低栅瓣电平,要求  $\delta_{rms}$  不大于波长的  $1/150$ ,本节取  $\delta_{rms} = 1\text{mm}$ .依据式(21)和式(22)计算出分环数  $N = 9$ .

C 采用本文提出的扰乱误差周期性的方法 1:取  $R_1, \dots, (R_{i+1} - R_i), \dots, (R_N - R_{N-1})$  为等差数列.

经过优化后,分环数  $N = 6$ ,破坏因子  $r = 85.2\text{mm}$ ,  $R_1 = 620.4\text{mm}$ ,  $R_2 = 1326.0\text{mm}$ ,  $R_3 = 2116.7\text{mm}$ ,  $R_4 = 2992.7\text{mm}$ ,  $R_5 = 3953.7$ ,  $R_6 = 5000\text{mm}$ .

图 12 和图 13 分别为设计方法 A、B 和 C 在 X-Z 面和 Y-Z 面的远场方向图的对比图.由图 12 可知,方法 A、B 和 C 在 X-Z 面的栅瓣都很低.表 1 为各个方法的设计结果.表中方法 A 的索单元总数为 571,天线增益  $G = 44.38\text{dB}$ ,Y-Z 面第一栅瓣电平  $\text{SLL} = 22.89\text{dB}$ ,栅瓣位置为  $\pm 10^\circ$ .方法 B 的索单元总数 1783,是方法 A 的 3 倍多,天线增益  $G = 44.57\text{dB}$ ,Y-Z 面第一栅瓣电平  $\text{SLL} = 13.31\text{dB}$ ,栅瓣位置为  $\pm 18.4^\circ$ .方法 C 的索单元总数

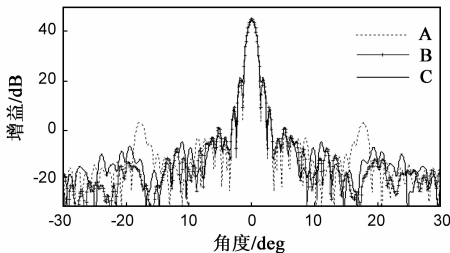


图 12 X-Z 面远场方向图对比

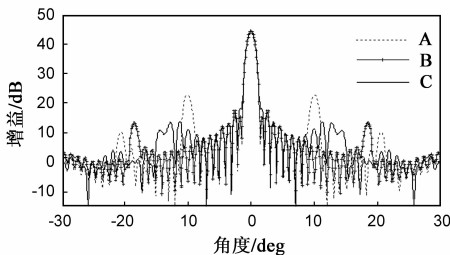


图 13 Y-Z 面远场方向图对比

为 811,远小于方法 B,天线增益  $G = 44.39\text{dB}$ ,Y-Z 面第一栅瓣电平为  $\text{SLL} = 13.76\text{dB}$ ,比方案 B 高 0.45dB,比方案 A 降低了 9.13dB.

D 采用本文提出的方法 2:令每一环的轮廓为正七边形,经优化得分环数  $N = 5$ .

图 14 和 15 分别为方法 A、B 和 D 在 X-Z 面和 Y-Z 面的远场方向图的对比图.由图可知,此方法基本消除了栅瓣.由表 1 可知方法 D 的索单元总数为 665,远小于方法 B,天线增益  $G = 44.41\text{dB}$ ,X-Z 面远区较高的副瓣电平为  $12.07\text{dB}$ ,比方案 A 和 B 分别高了  $10.46\text{dB}$  和  $0.78\text{dB}$ ;Y-Z 面远区较高的副瓣电平为  $12.53\text{dB}$ ,比方案 A 和 B 分别降低了  $10.46\text{dB}$  和  $0.78\text{dB}$ .

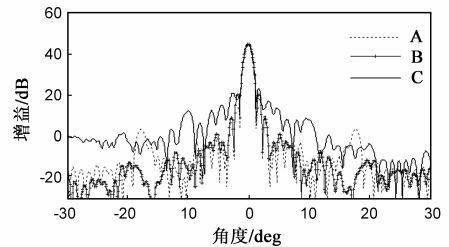


图 14 X-Z 面远场方向图对比

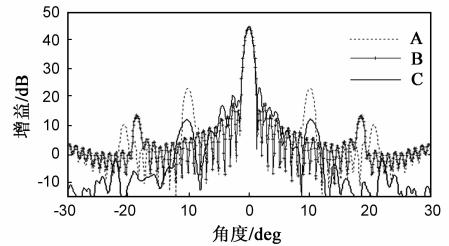


图 15 Y-Z 面远场方向图对比

表 1 型面设计结果

设计方法	索单元数	增益/dB	栅瓣电平/dB		位置/deg
			X-Z/Y-Z	X-Z/Y-Z	X-Z/Y-Z
A	571	44.37	-/22.95	-/±10	-/±10
B	1783	44.56	-/13.19	-/±18.4	-/±18.4
C	811	44.39	-/13.76	-/±11.3	-/±11.3
D	665	44.41	12.53/12.07	-9.8/±10.1/	-9.8/±10.1/

由上述分析可知,规则的型面划分方法 A 会导致较高的栅瓣电平;由于天线索单元的总数与分环数  $N$  呈指数关系,方法 B 通过增加分环数降低栅瓣电平的同时,也大大增加了天线结构设计、加工装配和后期的型面调整工作的复杂度;本文提出的方法 C 通过优化破坏因子  $r$  和分环数  $N$ ,既没有大幅增加结构复杂度,又降低了栅瓣电平;方法 D 采用正七边轮廓替代六边形轮廓,此方法产生的索单元总数比方法 C 更少,且大大降低了 Y-Z 面的栅瓣电平,但 X-Z 面的栅瓣电平却因此被抬高.这是因为方法 D 使得几何误差沿 Y 轴方

向完全不呈现周期性且关于  $X$  轴对称(见图 16),因而  $Y-Z$  面的方向图呈对称分布且副瓣电平较低(见图 15);由于几何误差

沿  $X$  轴正、负方向均呈周期性分布,且沿  $X$  负轴方向的误差分布周期大于方法 A 和 B 沿  $X$  轴方向的周期,因此  $X-Z$  面的方向图副瓣电平较差;又因为几何误差沿  $X$  负轴方向的分布周期大于沿  $X$  正轴方向的分步周期,因此图 14 中左侧方向图劣于右侧方向图。

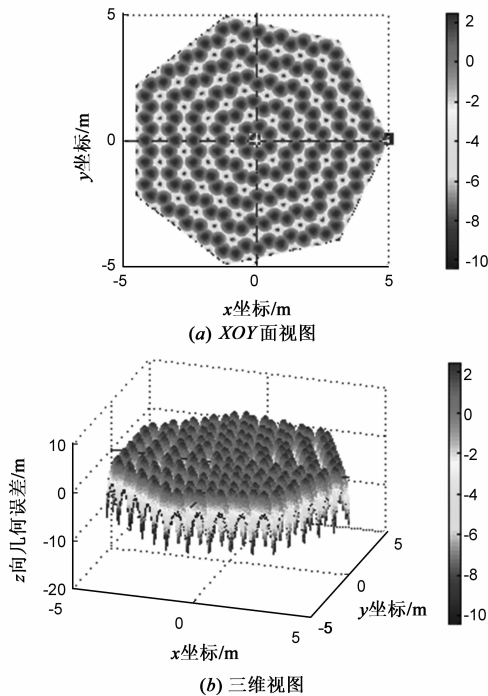


图 16 七边形轮廓反射面  $Z$  向几何误差分布

## 6 结论

本文主要研究了环形桁架可展开天线型面的周期性几何逼近误差对天线的电性能的影响及其消除方法.通过仿真实验可知,几何逼近误差在型面上的变化频率和幅值都会影响天线的电性能.除了增加分环数,来降低几何逼近误差的变化周期和幅值来降低栅瓣电平外,破坏误差的周期性也可以降低栅瓣电平,甚至消除栅瓣,且不会导致索单元总数大幅增加。

本文在研究周期性几何逼近误差对天线电性能影响时仅考虑了图 2(b)中正六边形内部的规则三角形,而正六边形外的不规则三角形对电性能的影响需要进一步研究.但本文提出的两种型面设计方法是面向天线型面几何结构和电性能的综合设计的方法,为对栅瓣要求较高的天线型面设计提供了参考。

## 参考文献

[1] Focardi P B, Samii R Y. 6-m mesh reflector antenna for

- SMAP: modeling the RF performance of a challenging Earth-orbiting instrument [A]. 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation [C]. Spokane: IEEE Press, 2011. 2987 – 2990.
- [2] Sebastien M Bernard M, Jerome Q, et al. Numerical form-finding of geotensoid tension truss for mesh reflector [J]. Acta Astronautica, 2012, 76: 154 – 163.
- [3] Akira M, Kyoji S, et al. In-orbit deployment characteristics of large deployable antenna reflector onboard engineering test satellite VIII [J]. Acta Astronautica, 2009, 65: 1306 – 1316.
- [4] Stegman M D, Fedyk M, Kuehn S. Solar thermal vacuum testing of deployable mesh reflector for model correlation [A]. IEEE Aerospace Conference Proceedings [C]. Montana: IEEE Press, 2010. z03\_0204.
- [5] Changsoo K, Manseok U, Inbok Y, et al. Cable network antenna and the producing method thereof [P]. United States, US 2012/0044125 A1, 2012.
- [6] Agrawal P K, Anderson M S, Card M F. Preliminary design of large reflectors with flat facets [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1981, AP-29(4): 688 – 694.
- [7] Bahadori K and Samii R Y. Characterization of effects of periodic and aperiodic surface distortions on membrane reflector antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, 53: 2782 – 2791.
- [8] Hiroaki T. Surface error estimation and correction of a space antenna based on antenna gain analyses [J]. Acta Astronautica, 2011, 68: 1062 – 1069.
- [9] Brown A C, et al. Irregular segmentation of paraboloidal reflectors [A]. IEEE Trans. AP-S Symposium Digest [C]. Baltimore: IEEE Press, 1996. 242 – 245.
- [10] Thomson M W. AstroMesh deployable reflectors for Ku and Ka-band commercial satellite [A]. 20th AIAA International Communications Satellite Systems Conference [C]. Montreal: AIAA Press. 2002. AIAA – 2002 – 2032.
- [11] Changsoo K, Manseok U, and Inbok Y. The Analysis method for a flat – faceted reflector and the effect of facet configuration on radiation pattern [A]. Antennas and Propagation Society International Symposium [C]. Toronto: IEEE Press, 2010. 1 – 4.
- [12] 杨东武,等.抛物面索网天线的最佳型面设计方法 [J]. 机械工程学报, 2011, 47(19): 123 – 128.  
Yang Dongwu, et al. Best geometry design method for paraboloid reflectors of mesh antenna [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2011, 47(19): 123 – 128. (in Chinese)
- [13] Akira M, Satoshi H and Mitsunobu W. Key technologies for high-accuracy large mesh antenna reflectors [J]. Acta Astronautica, 2003, 53: 899 – 908.
- [14] 李鹏,等.表面纹理对反射面天线电性能的影响 [J]. 电子与信息学报, 2009, 31(9): 2278 – 2282.

Li Peng, et al. Effects of surface texture on far field patterns of reflector antennas [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(9): 2278 – 2282. (in Chinese)

[15] 李鹏, 等. 考虑馈源位置误差的面天线机电耦合优化设

计[J]. 电子学报, 2010, 38(6): 1377 – 1382.

Li Peng, et al. Electromechanical coupling optimization design of reflector antennas including feed position error [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(6): 1377 – 1382. (in Chinese)

#### 作者简介



宗亚雳 女, 1988 年生于河南周口. 西安电子科技大学机电工程学院机械电子工程系, 博士生. 研究方向为空间索网天线机电耦合研究、索网结构优化设计等.

E-mail: zongyali\_130@163.com



王 伟 男, 1980 年生于安徽砀山. 西安电子科技大学机电科技研究所博士, 副教授. 研究方向为电子装备机电耦合、大型天线结构优化设计、型面变形预测及补偿等.

E-mail: wwang@xidian.edu.cn