

# 反射面天线机电耦合分析及实验验证

李 鹏<sup>1</sup>, 王 伟<sup>1</sup>, 周生怀<sup>2</sup>, 郑 飞<sup>1</sup>

(1. 西安电子科技大学机电工程学院, 西安 710071; 2. 中国电子科技集团第三十九研究所, 西安 710065)

**摘 要:** 针对反射面天线分析设计中存在的机电分离问题, 使用结构分析软件得到天线面板的结构变形, 将变形转化为相位差引入天线远区电场公式中。通过推导的网格转换矩阵, 在结构网格的基础上完成天线远区电场的计算。同时根据半功率波瓣宽度预估方向图的离散精度。利用某 3.7 米卡氏通信天线进行了验证实验, 试验结果表明本文方法是正确有效的。与软件集成的分析方法相比, 该方法不但电磁分析精度较高, 而且分析时间更短。

**关键词:** 反射面天线; 机电耦合; 网格转换矩阵; 数值计算; 实验验证

**中图分类号:** TN823+.27

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1000-1328(2010)02-0541-06

**DOI:** 10.3873/j.issn.1000-1328.2010.02.038

## 0 引言

反射面天线是雷达通讯领域常用的天线形式之一。随着我国深空探测工程的开展, 用于超远距离测控的大型反射面天线以及各种大口径星载可展开反射面天线发展迅速。不同于常见的小型反射面天线, 大口径使得天线方向性增高的同时, 也会导致结构自重加大, 易于受外部环境因素的影响。反射面作为电磁场的边界条件, 在各种外部载荷的作用下发生微小变形(如震动冲击、重力、风荷、冰雪载荷、温度载荷等), 从而导致天线增益下降、副瓣升高等电性能变差。因而大口径天线的机电耦合分析逐渐成为研究热点。

多年来研究人员对于结构因素的对天线电性能的影响做了大量研究。最早的工作始于 Ruze, 他总结了前人的工作, 建立了天线效率随表面精度下降而变化的关系式<sup>[1]</sup>。随后的研究扩展到辐射方向图, 推导出了新的关系式<sup>[2-4]</sup>, 并将之应用到偏置卡式天线<sup>[5]</sup>和星载抛物柱面天线上<sup>[6,7]</sup>。段宝岩系统总结了国内天线结构机电一体化设计的现状<sup>[8]</sup>。目前针对星载可展开天线<sup>[9]</sup>和大口径反射面天线<sup>[10,11]</sup>的相关研究都是有实际工程背景的。根据工程需要, 用于天线机电集成的各种软件平台也是研究重点<sup>[12,13]</sup>。

上述的众多研究工作, 还存在一些不足。电设

计人员通常只是以假设的随机误差或系统变形估算其对电性能的影响<sup>[2-7]</sup>, 难以考虑天线实际工作时的结构变形, 其研究结论也没有实验验证。结构设计人员虽然可以研究实际天线变形, 但通常只关心表面精度<sup>[9,10]</sup>, 或是用 Ruze 公式粗略估算增益损失<sup>[11]</sup>, 而不考虑副瓣、方向图等其他电性能指标。现在也有人从软件集成的角度, 使用结构分析软件分析天线实际变形, 然后将变形结果导入电磁分析软件中分析天线电性能<sup>[13]</sup>, 但是结构分析更关心天线的背架并使用有限元法, 反射面天线的电磁分析只关心天线主面而且多使用高频近似方法, 两者的分析方法和模型都有很大差异, 导致实际应用的效果欠佳。

本文针对上述研究的不足之处, 使用结构分析软件分析天线实际变形, 在前人研究的反射面天线的机电耦合模型的基础上, 针对离散形式的实际变形研究相关的数值解法, 同时利用某 3.7 米卡式天线设计了验证实验, 实验结果表明了本文所提分析方法的有效性和正确性。同时与文献[13]所用方法做了对比, 发现本文方法的计算精度和效率都有所提高。

## 1 机电耦合模型

将反射面微小变形转化成电磁波传播距离的变化, 并进一步转化为相位变化<sup>[2]</sup>:

$$\delta = 4 \pi \Delta z(\rho', \phi') \cos^2(\xi/2) \lambda \quad (1)$$

$\Delta z(\rho', \phi')$  是反射面表面的轴向位移。反射面天线的远区电场与口径分布的傅立叶变换成比例,远区电场可以表示为:

$$E(\theta, \phi) = \iint_s f(\rho', \phi') e^{j\delta} e^{j\varphi(\rho', \phi')} \rho' d\rho' d\phi' \quad (2)$$

其中  $f(\rho', \phi')$ ,  $\varphi(\rho', \phi')$  分别表示口径场的幅度和相位分布函数,相关变量如图 1 所示。

未变形的天线,由于没有相位差  $\delta$ , 故不直接求解(2)式的面积分,而是通过级数展开、分离变量<sup>[4-7]</sup>,得到如下形式:

$$E(\theta, \phi) = \int_{\rho'} f_1(\rho') e^{j\varphi_1(\rho')} d\rho' \int_{\phi'} f_2(\phi') e^{j\varphi_2(\phi')} d\phi' \quad (3)$$

再利用旋转抛物面的对称性,引入 Bessel 函数简化计算过程。

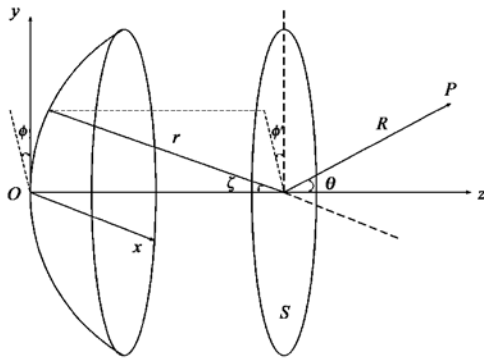


图 1 反射面天线变量示意图  
Fig.1 Variables of reflector antenna

实际的变形函数  $\Delta z(\rho', \phi')$  是由结构分析软件计算出的离散形式,没有具体公式,故难以直接使用上述方法。虽然可以通过曲面拟合得到变形函数<sup>[12]</sup>,但拟合也是一种近似,会引入新的误差,而且不同的拟合方法其精度也有差异,故直接将反射面划分成  $N$  个网格,使用数值积分求解<sup>[4]</sup>,如下式:

$$E(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N f(\rho'_i, \phi'_i) e^{j\varphi(\rho'_i, \phi'_i)} e^{j\delta_i} \Delta\rho'_i \Delta\phi'_i \quad (4)$$

电磁分析软件 FEKO 中的计算也是基于数值积分的,为了满足计算精度,其网格划分的密度要求一般是  $(1/3 - 1/5) \lambda$ 。结构分析的网格密度不能满足 FEKO 电磁分析的精度要求,需要进一步细化网格<sup>[13]</sup>。

## 2 快速口径面积分

细化后的网格数量巨大,故考虑在单个结构单元上,使用积分点代替细化网格,积分点的选取可以依据 Gauss 积分公式。这样不但可以免去网格细化的过程,而且由于 Gauss 积分的精度远高于梯形积分,在相同精度要求下,积分点的数量远少于细化网格数。

在结构网格  $\Omega_1$  的基础上,通过矩阵  $[A]$  转换得到电磁分析所需的带积分点的网格  $\Omega_2$ , 则用下面的公式表示:

$$\Omega_2 = \Omega_1 [A] \quad (5)$$

结构网格  $\Omega_1$ : 包含  $n$  个三角形单元及每个单元的三个顶点坐标,写成  $[J]_{n \times 3}$  的矩阵形式。

电磁网格  $\Omega_2$ : 同样包含  $n$  个三角形单元及每个单元内的  $k$  个积分点坐标,写成  $[E]_{n \times k}$  的矩阵形式。积分点数目依据天线工作频率选择,频率越高,积分点越多。

(5)式可以写成:

$$[E]_{n \times k} = [J]_{n \times 3} \times [L]_{3 \times k} \quad (6)$$

将(6)式展开,每个元素为:

$$E_{ij} = J_{i1} L_{1j} + J_{i2} L_{2j} + J_{i3} L_{3j} \quad (7)$$

$$i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, k$$

在口径面上,用  $J_{11}$ 、 $J_{12}$ 、 $J_{13}$  分别表示第一个单元的三个结点在平面上的二维坐标  $(x_1, y_1)$ ,  $(x_2, y_2)$ ,  $(x_3, y_3)$ , 有:

$$E_{11} = \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} L_{11} + \begin{bmatrix} x_2 \\ y_2 \end{bmatrix} L_{21} + \begin{bmatrix} x_3 \\ y_3 \end{bmatrix} L_{31} \quad (8)$$

令  $E_{11}$  表示的坐标为  $(L_{x1}, L_{y1})$ , 有:

$$\begin{aligned} L_{x1} &= x_1 L_{11} + x_2 L_{21} + x_3 L_{31} \\ L_{y1} &= y_1 L_{11} + y_2 L_{21} + y_3 L_{31} \end{aligned} \quad (9)$$

其中,  $(x_1, y_1)$ ,  $(x_2, y_2)$ ,  $(x_3, y_3)$  是三角形单元的三个顶点坐标,  $(L_{11}, L_{21}, L_{31})$  表示该单元内某个计算结点的面积坐标,  $(L_{x1}, L_{y1})$  是该计算结点对应的直角坐标。

Hammer 积分<sup>[14]</sup> 是基于三角形单元的,借用 Hammer 积分的思想,使用面积坐标和 Gauss 积分公式构造  $(L_{11}, L_{21}, L_{31})$ 。

普通二重 Gauss 积分的积分区域是两个方向均为  $[-1, 1]$  的矩形,其积分点坐标为  $\alpha_i, \beta_i, i = 1 \sim$

$n, j = 1 \sim m$ , 积分点总数为  $k = n \times m$ 。将  $\alpha, \beta$  写成矩阵形式:

$$\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n]_n \times [1, 1, \dots]_m \quad (10)$$

$$\beta = [1, 1, \dots]_n \times [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m]_m \quad (11)$$

引入三角形单元面积坐标 ( $L_1, L_2, L_3$ ), 构造变量代换式:

$$L_1 = \frac{1+\alpha}{2}, L_2 = \frac{1-\alpha}{2} \frac{1+\beta}{2} \quad (12)$$

通过(12)式将矩形中的积分点映射到任意三角形中。利用面积坐标的性质  $L_1 + L_2 + L_3 = 1$ , 求取  $L_3$ , 得到单元内每个积分点  $N$  的面积坐标:

$$N_k = [L_1, L_2, L_3], k = 1 \sim n \times m \quad (13)$$

则矩阵  $A$  写成  $[N_1, \dots, N_k]$ 。

这样,在结构网格的基础上,通过转换矩阵得到电磁分析的网格。网格数量没有增加,同时由于在单个单元上使用 Gauss 积分代替传统的梯形积分,在相同精度下,大大减少了计算量。并且通过改变积分点数目,可以用于不同的工作频率。

### 3 方向图的离散精度

(2)式表示天线远场某一点的场值,在绘制方向图时需要计算多个点,所以方向图的角度范围和离散精度直接影响计算量。故本文提出按照天线波瓣宽度确定方向图的计算范围和离散精度。

由天线的半功率波瓣宽度的公式:

$$\theta_{half} = \frac{(65 \sim 80) \lambda}{D} = \frac{(65 \sim 80) c}{Df} \quad (14)$$

其中  $D$  是天线直径;  $\lambda$  是波长;  $f$  是频率;  $c$  是光速。可知,主瓣宽度与反射面直径和天线频率相关。副瓣宽度也有类似的关系。工程中更加关心主瓣和近副瓣的变化。故方向图的计算角度范围  $\theta_{whole}$  只需包含主瓣和几个近副瓣,为:

$$\theta_{whole} = a \times \theta_{half} \quad (15)$$

其离散点数目为  $Number$ :

$$Number = a \times b \quad (16)$$

其中,  $a$  是系数,在  $6 \sim 10$  中取值时大约有  $4 \sim 8$  个副瓣。 $b$  是每个波瓣的离散点数,数值实验发现取 20 即可。

如果规定了方向图计算的角度范围  $\theta_{whole}$ , 离散点数可以使用下面公式:

$$Number = \frac{b \times \theta_{whole}}{\theta_{half}} \quad (17)$$

依据波瓣宽度离散远场方向图可以将计算量集中于关注的区域,使有限的计算资源得到更加合理的利用。

### 4 实验验证

为了验证本文的方法,与中国电子科技集团第三十九研究所合作,利用某 Ku 波段 3.7 米卡氏通信天线,做了验证实验。实验天线如图 2 所示:

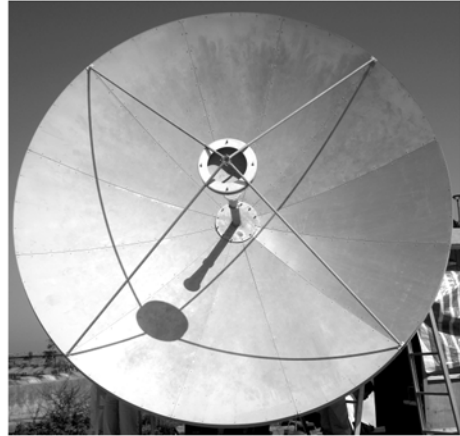


图 2 某 Ku 波段 3.7 米卡氏天线

Fig. 2 The 3.7m Cassegrain antenna in Ku band

天线的主反射面口径 3.7 米,副面 0.44 米,焦距比 0.35,实验时天线作为接收天线,远场测试,工作频率 12.5GHz。

实验步骤:

(1) 模拟主面变形:天线主面由 12 块相同的面板组成,每块面板通过 13 个螺栓与背后的纵向筋连接。在中间 5 个螺栓处垫入不同厚度的垫片,人为造成主面变形。

(2) 面板结构精度测量:垫入垫片前后,分别利用 API 公司的激光测量仪,测量变形前后的面板变形量,测量点有 536 个。

(3) 天线远场测试:垫入垫片前,使用 FSP 公司的频谱仪测量天线远场方向图。加入垫片后,馈源和副面不变,再次测量天线的远场。工程中,该天线仅测试第一副瓣,故实验中也只对比主瓣和第一副瓣。

(4) 分别使用本文的机电耦合分析方法和 FE-KO 软件计算天线远场分布,将两种计算结果与实测结果对比。

共使用了三种不同厚度垫片,分别为  $T_1 = 1.5$  mm、 $T_2 = 2$  mm、 $T_3 = 3$  mm。API 测量的天线主面均方根误差如表 1 所示:

表 1 天线变形前后的表面均方根误差(rms)

	未垫片	T1	T2	T3
rms(mm)	0.513	0.902	1.005	1.219

由表 1 可见,随着垫片厚度的增加,均方根误差也增大。同时未加入垫片时均方根误差为 0.513 mm,这是初始的随机加工误差和安装误差造成的。

图 3 为测试垫片厚度为 3mm 时的表面变形图。图中深色环形为垫片造成的系统变形,但随机误差的干扰也十分明显。故在变形后的天线电性能计算时应该加入未垫片时的随机误差。

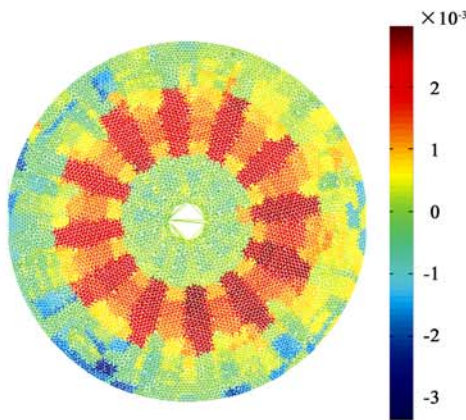


图 3 T3 时的天线表面变形图 (m)

Fig.3 Error distribution of reflector surface in T3 (m)

机电耦合分析步骤:

(1) 结构分析:利用 ANSYS 软件建立该天线的有限元模型。在相应的螺栓处位置加入位移载荷,模拟垫片,计算得出整个主面的变形。由于测试时天线近似指平,此时重力变形较为明显,天线还要加上近似指平的重力载荷。

(2) 电磁分析:ANSYS 得出的主面变形数据,利用本文的方法,即可计算出远场方向图。与实际测试的方向图对比,结果示于图 4。

图 4 是天线未垫垫片时的计算和测试方向图对比,可见使用本文方法得到的方向图在主瓣和近副瓣范围内与测试值十分接近。加入 T1、T2、T3 垫片时的第一副瓣值如表 2 所示。

FEKO 软件分析步骤<sup>[13]</sup>:

(1) 结构分析:同机电耦合分析步骤 1。

(2) 电磁分析:将变形的结构网格导入电磁分析软件 FEKO,根据频率要求细化网格。馈源使用矩量法单独计算,结果直接加到主面模型中。选择

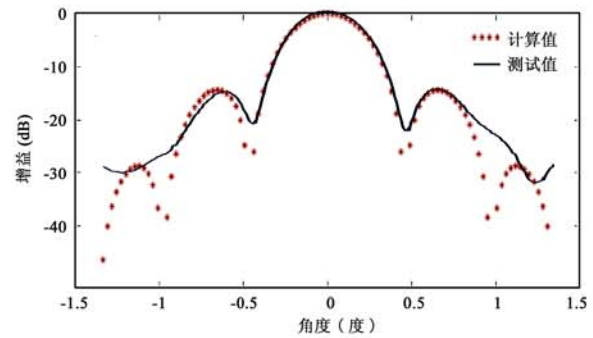


图 4 天线变形后的远场方向图比较

Fig.4 Far field patterns of undistorted reflector

同样的远场计算范围,使用物理光学法完成计算。同样将未垫片(T0)和 T1、T2、T3 垫片时的第一副瓣值列在表 2 中:

表 2 天线变形后的副瓣电平

Table 2 Sidelobe level of distorted reflector

	左一副瓣 (dB)	误差	右一副瓣 (dB)	误差
T0 计算值	-14.33	1.44%	-14.33	1.06%
T0FEKO	-14.65	0.76%	-14.65	3.31%
T0 测试值	-14.54		-14.18	
T1 计算值	-14.50	4.86%	-14.67	4.80%
T1FEKO	-14.0	8.14%	-17.3	12.26%
T1 测试值	-15.24		-15.41	
T2 计算值	-14.02	5.65%	-15.07	6.63%
T2FEKO	-13.8	7.13%	-17.1	5.95%
T2 测试值	-14.86		-16.14	
T3 计算值	-14.56	1.69%	-14.07	4.22%
T3FEKO	-15.4	3.98%	-13.2	10.14%
T3 测试值	-14.81		-14.69	

由表 2 可见,天线未变形时机电耦合和 FEKO 的计算结果都十分接近实测值。加入垫片后,方向图变化,此时大多数机电耦合分析的误差要小于 FEKO 软件。

需要说明的是机电耦合分析和 FEKO 软件分析的输入和输出是相同的。输入为 ANSYS 导出的天线结构变形网格数据文件,输出的方向图范围和离散精度也是一致的。两者计算效果的对比见表 3。

表 3 两种分析方法计算效果对比

Table 3 Comparison of simulate efficiency by two methods

	本文方法	FEKO 软件
处理步骤	直接导入	导入后细化
网格	17576×9	1259446
时间(秒)	大约 10	大约 1000
平均误差	3.79%	6.46%

由表3可见,机电耦合方法处理步骤简单,省略了网格细化处理;机电耦合的网格是单个结构网格内选取9个积分点,而满足FEKO计算要求的细化网格数量大于结构网格;同时机电耦合模型使用口径场法,数学处理上也比FEKO使用的面电流法简单;这两点导致FEKO计算时间过长,时间包含网格细化的时间,不包含初级馈源计算时间;表中的计算误差是第一副瓣的平均误差,机电耦合的误差小于FEKO软件的误差。可见本文方法的计算效果明显优于软件集成的分析方法。

## 5 结束语

实验结果表明本文方法是正确和有效的,但实验中还存在一些需要改进的地方。

一是实验中还有随机误差的干扰,如表面加工误差、面板安装误差等,导致实验结果与计算结果还有一定的误差。如何克服这些随机的干扰因素,是实验设计时应该仔细考虑的。

二是由于试验条件的限制,主要测试了远场方向图中的第一副瓣,而对于最大增益、指向精度等指标未能测量。在后续的工作中要考虑。

本文方法在大口径高频段的反射面天线上可望有更大的应用。同时也可应用于星载大型可展开反射面天线的机电耦合性能分析。

## 参考文献:

- [1] RUZE J. Antenna tolerance theory—A review[J]. Proc. IEEE, 1966, 54: 633–640.
- [2] RAHMAT-SAMII Y. Effects of deterministic surface distortions on reflector antenna performance[J]. Annales des Telecommunications, 1985, 40(7–8):350–360.
- [3] 王五兔,徐国华. 反射面变形对天线辐射方向图的影响[J]. 电子学报, 1994, 22(12):46–49. [WANG W T, XU G H. The effect of reflector surface distortion on the antenna radiation pattern[J]. Acta Electronica Sinica, 1994, 22(12):46–49.]
- [4] WILLIAM T S, RICHARD J B. An approximation of the radiation integral for distorted reflector antennas using surface-error decomposition[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1997, 45(1):5–10.
- [5] 刘少东,焦永昌,张福顺. 表面误差对侧馈偏置卡塞格伦天线辐射场的影响[J]. 西安电子科技大学学报, 2005, 32(6):865–868. [LIU Shao-dong, JIAO Yong-chang, ZHANG Fu-shun. Effects of random surface errors on radiation characteristics of the side-fed offset cassegrain antenna[J]. Journal of Xidian University, 2005, 32(6): 865–868.]
- [6] SINTON S, RAHMAT-SAMII Y. Radom surface error effects on offset cylindrical reflector antennas[J]. IEEE Trans on Antennas Propagation, 2003, 51(6): 1331–1337.
- [7] BAHADORI K, RAHMAT-SAMII Y. Characterization of effects of periodic and aperiodic surface distortions on membrane reflector antennas[J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2005, 53(9): 2782–2791.
- [8] 段宝岩. 我国天线结构机电一体化设计的现状与发展[J]. 电子机械工程, 1999, 79(3):2–6. [DUAN Bao-yan. Review of multidisciplinary Optimization of Antenna Structures in China[J]. Electronics Machinery Engineering, 1999, 79(3):2–6(in Chinese).]
- [9] 朱敏波,刘明治,徐海强. 基于在轨热环境的可展开天线反射面精度调整技术[J]. 宇航学报, 2007, 28(3):727–730. [ZHU Min-bo, LIU Ming-zhi, XU Hai-qian. The precision of adjustment technique for deployable truss antenna reflector based on orbital thermal environment[J]. Journal of Astronautics, 2007, 28(3):727–730(in Chinese).]
- [10] 王伟,段宝岩,马伯渊. 一种大型反射面天线面板测试与调整方法及其应用[J]. 电子学报, 2008, 36(6):1114–1118. [WANG Wei, DUAN Bao-yan, MA Bo-yuan. A method for panel adjustment of large reflector antenna surface and its application[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(6):1114–1118(in Chinese).]
- [11] 张巨勇,施浒立,陈志平,等. 大口径天线电性能风振响应的时域分析[J]. 应用力学学报, 2008, 25(1):84–88. [ZHANG Ju-yong, SHI Hu-li, CHEN Zhi-ping, et al. Time domain wind buffeting response of large-diameter antenna electric performances[J]. Chinese Journal of Applied Mechanics, 2008, 25(1):84–88(in Chinese).]
- [12] 王从思,段宝岩,仇原鹰,等. 面向大型反射面天线结构的机电综合设计与分析系统[J]. 宇航学报, 2008, 29(6):2041–2049. [WANG Cong-si, DUAN Bao-yan, QIU Yuan-ying, et al. Large reflector antenna structures oriented integrated mechatronic design and analysis system platform[J]. Journal of Astronautics, 2008, 29(6):2041–2049(in Chinese).]
- [13] 兰佩锋,仇原鹰,邵晓东. 一种反射面天线机电耦合分析的新方法[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(2):296–299. [LAN Pei-feng, QIU Yuan-ying, SHAO Xiao-dong. Novel approach to electromechanical coupling analysis of reflector antennas[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(2):296–299.]
- [14] LAGUE G, BALDUR R. Extended numerical integration method for triangular surfaces[J]. International Journal for Numerical Method in Engineering, 1977, 11:388–392.

作者简介:李鹏(1981–),男,博士研究生,研究方向电子装备机电热多场耦合问题及其数值求解。

通信地址:西安电子科技大学191信箱(710071)

电话:(029)88203040

E-mail:yinhong0523@163.com

## The Electromechanical Coupling Analysis of Reflector Antennas and Its Experimental Verification

LI Peng<sup>1</sup>, WANG Wei<sup>1</sup>, ZHOU Sheng-huai<sup>2</sup>, ZHENG Fei<sup>1</sup>

(1. School of Electromechanical Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China;

2. The Northwest China Research Institute of Electronic Equipment, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** In the electromechanical coupling analysis of reflector antennas, structural deformation is obtained by structure analysis software, deformation was introduced in the formula of antenna's far field patterns by phase difference. Based on structure mesh, far field patterns of antenna is calculated through the mesh transformation matrix and the beam breadth of half power is used to estimate the calculation range and the discrete precision of far field patterns. A verification experiment has been designed for verifying the new method via a 3.7m Cassegrain antenna in Ku band. Results of experiment indicate that: the method in this paper is valid. Compared with integrated software method, the electromagnetic analysis precision improved computing time reduced.

**Key words:** Reflector antennas; Electromechanical coupling; Mesh transformation matrix; Numerical calculation; Verification experiment