

反射面天线机电场耦合关系式及其应用

王从思, 段宝岩

(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: 针对反射面天线随机误差和系统误差的特点, 通过对 Ruze 公式、最佳吻合和提出的机电场耦合关系式的分析比较, 从理论上研究了三者的差别. 即 Ruze 公式未考虑反射面的系统误差, 从而导致对天线结构设计和制造精度要求往往过高, 而最佳吻合虽考虑了系统误差, 但未考虑随机误差. 机电场耦合关系式则将两种误差同时考虑进去了, 并将电性能表示为结构设计变量的函数. 三个典型反射面天线的实际计算验证了机电场耦合关系式的正确性与有效性, 同时也表明新的场耦合关系式可综合考虑机械结构与电磁设计, 实现反射面天线的机电集成设计.

关键词: 反射面天线; 随机误差; 系统误差; Ruze 公式; 场耦合模型

中图分类号: TN820.28 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 06-1431-05

On Development and Application of Mechanical-Electromagnetic-Field Coupling Model of Reflector Antennas

WANG Cong-si, DUAN Bao-yan

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

Abstract: Considering surface's random error and systematic error of reflector antenna, the difference of both errors is discussed by comparing Ruze formula, best-fit paraboloid and mechanical-electromagnetic-field coupling model. Since the deformation error is not concerned in Ruze formula, reflector's precision is required too high sometimes so that the difficulty of antenna's design and manufacturing is increased considerably. In contrast, the precision of the reflector required by the developed coupling model could be decreased. For the same surface precision, the higher electronic performance could be obtained by the coupling model than by Ruze formula. The experimental results of three antennas respectively are given to demonstrate the difference between them. In addition, the coupling model also paves a road for realization of mechatronics design of reflector antenna in engineering.

Key words: reflector antenna; random error; systematic error; Ruze formula; coupling model

1 引言

面天线的反射面存在两种误差^[1,2], 一是系统误差, 二是随机误差. 前者由天线所受到的自重、风、热、冰雪等荷载所致, 而后者则由制造、安装等引起.

就随机误差而言, Ruze 最早对此进行了研究^[3], 建立了天线增益下降系数 η_s 与反射面表面半光程差的均方根值 ϵ 之间的关系, 即著名的 Ruze 公式,

$$\eta_s = \frac{G}{G_0} = \exp - \left(\frac{4\pi\epsilon}{\lambda} \right)^2 \quad (1)$$

式中, G 和 G_0 分别为反射面有/无表面误差时的天线增益, λ 为天线波长. 在计算均方根误差 ϵ 过程中, 文献^[3]将反射面分成许多小区域, 假定每个区域中的随机

误差服从正态分布, 且每个区域直径小于波长 λ . 遗憾的是, 它没有考虑反射面的系统误差.

对于系统误差, 最佳吻合抛物面^[4,5]设计方法则主要考虑了它, 即通过求解一个线性代数方程组以得到最佳吻合抛物面, 从而确定反射面系统误差的分布. 但该方法的不足是没有考虑反射面的随机误差.

实际天线的反射面, 在各种荷载作用下会发生系统变形误差, 并考虑到制造装配因素, 两种误差一定是同时存在的. 因此, 要想在较低制造成本的情况下获得高的电性能 (尤其在高频段), 或者对于相同的电性能要求, 降低设计制造成本, 就必须从机电交叉、两场耦合的层面展开研究, 发现它们之间的相互关系, 给出有效的求解策略与方法, 并通过典型工程案例予以验证. 正是

基于这一想法,本文进行了比较系统的讨论和研究.

2 反射面天线的随机误差与系统误差

2.1 天线随机误差

反射面的随机误差包括面板制造误差与安装误差、背架结构的制造误差、中心体制制造误差等,这一误差的特点是小幅快变,可以用概率的方法描述.例如,Ruze^[3,6]先将整个反射面分成若干个小区域,且每个小区域的直径不大于天线的工作波长,从而认为各个小区域之间的随机误差是相互独立的.其次,假定各个小区域内的误差服从正态分布.上述假设可形象地用图1来表示.

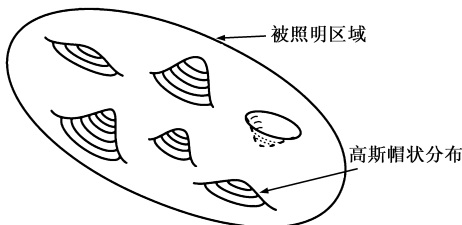


图1 反射面随机误差的Ruze假设示意图

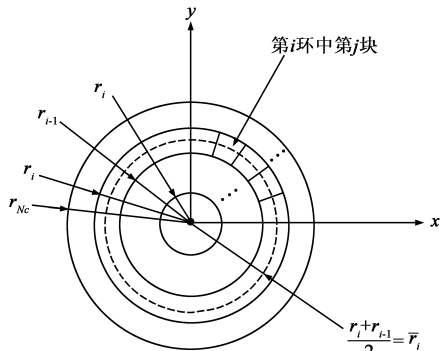


图2 反射面板分环分块示意图

本文确定随机误差的方法是,先假设面板被分为 N_c 环,每一环又被分为若干块,比如第 i 环分为 N_i 块(图2).基于反射面天线的面板加工方法和工程实际,认为随机误差在同一环内具有相同的分布,即同一环内随机误差的均值和方差是相同,从而第 i 环第 j 块内的随机误差可表示为,

$$\xi_{ji} = E_i + \alpha_{ji} D_i, \quad j = 1, 2, \dots, N_i; i = 1, 2, \dots, N_c \quad (2)$$

式中, E_i 为第 i 环的均值, D_i 为第 i 环的方差, α_{ji} 为计算机自动产生的随机数.

对不同的环,假定均方差 $\sigma_i(\sqrt{D_i})$ 沿径向由里到外是逐渐减少的,并服从线性关系,即

$$\sigma_i = \sigma_1 + \frac{\sigma_{N_c} - \sigma_1}{r_{N_c} - r_1} (r_i - r_1), \quad i = 1, 2, \dots, N_c \quad (3)$$

其中, σ_1 和 σ_{N_c} 的确定与反射面结构形式(实板与网面)、天线性能要求与制造装配要求等有关.

2.2 天线系统误差

反射面的系统误差来源于天线所受到的各种荷

载,如地球引力、热、风等.其特点是,变化幅度大但频率低,因为它包含了反射体的刚体位移.而刚体位移的结果是导致馈源位置的改变.所以,可通过调整馈源位置的办法来部分消除系统误差带来的影响.正是基于这一想法,文献[7]在文献[4]的基础上,作了进一步的研究(图3),并将求解最佳吻合抛物面转化为一个线性代数方程组的求解.该方法在大型天线保型设计中发挥了重要作用.

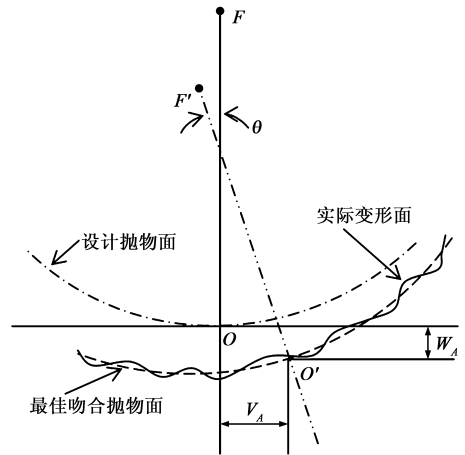


图3 反射面天线变形的最佳吻合抛物面

3 新的场耦合关系式及其计算方法

工程中常以增益下降系数 η_p 来衡量反射面存在系统误差和随机误差时天线电性能衰减的程度,令

$$\eta_p = \frac{G}{G_0} = \frac{\frac{4\pi}{\lambda^2} A \cdot \eta}{\frac{4\pi}{\lambda^2} A \cdot \eta_0} = \frac{\eta}{\eta_0} \quad (4)$$

其中, A 为天线口径面积, η 为实际反射面天线的增益因数, η_0 为理想反射面天线的增益因数,具体为

$$\eta_0 = \frac{\left| \int_0^{\theta_m} (f_E + f_H) \tan \frac{\theta}{2} d\theta \right|^2}{\int_0^{\pi} (|f_E|^2 + |f_H|^2) \sin \theta d\theta} \quad (5)$$

式中, f_E 与 f_H 分别为馈源 E 面和 H 面的方向图函数, θ_m 为反射面天线的最大半张角.

由第2节可知,Ruze公式仅能考虑反射面的随机误差,而最佳吻合仅能考虑反射面的系统误差,但实际工程中两种误差是同时存在的.为克服上述两种途径和方法的不足,文献[8]从机电交叉学科与场耦合的角度推导出了新的反射面天线电磁场与结构位移场耦合关系式,将天线增益下降系数 η_p 表示为机械结构设计变量的函数:

$$\eta_p(\mathbf{d}, \boldsymbol{\beta}) = \frac{\left| \iint_s |f| \exp[j\varphi - jk\Delta r(\boldsymbol{\beta}) \cdot (1 + \cos\theta) - jk(d_x \sin\theta \cos\varphi + d_y \sin\theta \sin\varphi + d_z \cos\theta)] \cdot \tan \frac{\theta}{2} d\theta d\varphi \right|^2}{\pi^2 \left| \int_0^{\theta_m} (f_E + f_H) \tan \frac{\theta}{2} d\theta \right|^2} \quad (6)$$

式中

$$f = f_E \cos^2 \varphi + f_H \sin^2 \varphi + \left(f_E \cos^2 \varphi \sin\theta \frac{\partial \Delta r}{\partial \theta} - f_H \sin\theta \cos\varphi \frac{\partial \Delta r}{\partial \varphi} \right) \frac{1}{r_0} \quad (7)$$

这里, $\mathbf{d} = d_x \hat{x}_0 + d_y \hat{y}_0 + d_z \hat{z}_0$ 为馈源相位中心相对于理论位置的矢量偏移量, 其中 d_z 是馈源轴向偏移, d_x 和 d_y 是馈源横向偏移; $\boldsymbol{\beta}(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_i, \dots, \beta_R)$ 为天线机械结构设计变量, 包括尺寸、形状、拓扑以及类型等四类; Δr 为实际反射面 r 相对于理论反射面 r_0 的径向位移量; k 为空气介质传播常数。

分析式(6)可知, 其关键在于将反射面天线的增益下降系数与机械结构设计变量之间的关系建立起了量的联系, 从而可直接对实际的反射面进行操作, 而不用对天线反射面区分系统误差与随机误差, 当然也不用再对变形反射面进行拟合。

依据新的电磁场与结构位移场耦合关系式(6), 由结构变形求天线增益下降系数的步骤如下: ①根据天线的几何与物理参数, 建立用于反射面变形计算的网格 Γ_1 和用于电性能计算的网格 Γ_2 , 后者比前者要来得密. 若后者为三角形网格, 则其边长一般为工作波长的 $1/5$. ②根据天线所受荷载, 分析反射面各节点的法向或轴向位移, 得到系统误差, 并在该误差基础上叠加随机误差, 进而通过影射矩阵可求得 Γ_2 上各节点的坐标. ③对于给定的馈源初级方向图, 依据新的关系式(6)求得相应的反射面天线增益下降系数。

此外, 还可以建立基于关系式(6)的各种优化模型, 进行反射面天线机电综合优化设计, 以直接得到满足反射面天线电性能要求的机械结构设计方案, 以指导实际天线工程。

4 实验验证与典型应用

下面先说明新的场耦合关系式的有效性, 再通过两个天线工程实际应用, 来验证其相对于 Ruze 公式的优越性. 需说明的是在三个案例验证应用中只考虑反射面误差对天线电性能的影响, 而没有考虑副面和馈源的误差, 即假设馈源是理想的。

例 1 某 3.7m 反射面天线实验验证

为验证机电耦合关系式, 下面先对某研究所 C/Ku 波段 3.7m 卡氏通信天线进行实际测量(图 4). 该天线副面为 0.44m, 焦径比为 0.35, 工作频率为 12.5GHz, 馈源为介质加载喇叭. 天线主面由 12 块相同的分面板组成, 背架包括 12 根纵向筋、1 根环向筋和中心体. 面板

与每根纵向筋通过 13 个螺栓连接.



图 4 某 C/Ku 波段 3.7m 口径反射面天线

为使主反射面变形, 在面板与纵向筋连接的螺栓处, 垫入不同厚度的垫片. 考虑到该天线口径场的幅度分布是“双峰”形式, 即单块面板的中间部分幅度最大, 故垫片垫在 13 个螺栓的中间 5 处. 这里使用了三种厚度的垫片, 分别为 1.5mm、2mm 和 3mm. 测试现场温度是 25℃, 风速为 4m/s. 在机电耦合计算中, 由制造、装配等导致的反射面随机误差相关参数为: 环数 $N_c = 1$, 块数 $N_l = 12$, 相关长度是 24mm. 整个天线结构有限元模型由 7569 个节点和 1237 个单元组成, 其中单元包括 252 个梁单元和 985 个壳单元. 表 1 中给出了未施加垫片和施加不同厚度垫片时机电耦合计算数据和实际测试结果的对比情况。

由表中数据可知, 各种变形情况下天线增益、最大副瓣电平和波瓣宽度的最大相对误差分别为 1.15%、5.65% 和 2.63%. 可见, 机电耦合的计算值与实际测量的结果颇为接近, 这验证了机电耦合关系式的正确性。

表 1 3.7m 天线变形后的主要电参数

天线工况	计算方法	增益(dB)	最大副瓣(dB)	3dB 波瓣宽度(deg)
无垫片	机电耦合	52.8	-14.33	0.390
	实际测试	52.2	-14.54	0.380
1.5mm 厚垫片	机电耦合	52.7	-14.50	0.399
	实际测试	52.1	-15.24	0.396
2mm 厚垫片	机电耦合	52.5	-14.02	0.403
	实际测试	52.8	-14.86	0.408
3mm 厚垫片	机电耦合	51.9	-14.56	0.403
	实际测试	51.8	-14.81	0.408

例 2 某 7.3m 船载抛物反射面天线

7.3m 口径圆抛物面天线是某研究所的定型产品(图 5), 被应用于船载测控站、卫星通信地面站、车载通信站等, 视工作状况, 要求其兼备单收站、收发站两种功能. 天线工作频率为 2GHz, 焦径比为 0.347. 工作风速

为 20m/s, 生存风速为 55m/s, 工作环境温度范围为 -45℃至 60℃, 表面法向精度指标是 0.5mm. 天线反射面是实板型, 背架属桁架类, 整个天线沿中心体圆周均匀布有 16 片辐射梁. 沿天线弦杆的圆周布有三圈环形梁, 即每两片辐射梁之间有三根环形梁, 整个天线共有 48 根环形梁. 环形梁采用无缝钢管制成, 两端通过单螺栓与辐射梁相连. 反射面由 2mm 厚的硬铝板 (LY12-M) 拉制而成, 整个天线使用 16 片扇形反射面, 是典型壳结构, 视为壳单元 (在 ANSYS 中取 shell63). 为提高反射面刚度, 在反射面的背面布有 Z 型铝型材加强筋. 机电耦合计算中用到的随机误差相关参数为: 环数 N_c 是 4, 由内向外每环的块数都是 16, 相关长度是 150mm. 整个天线结构有限元模型由 25427 个节点和 4705 个单元组成, 其中单元包括 896 个梁单元和 3809 个壳单元.



图5 某船载7.3m口径反射面天线

天线分为 6 种工况计算: 第一种工况为天线仰天且仅考虑自重, 第二种工况为天线仰天并同时受到自重和 20m/s 的风侧吹, 第三种工况为天线仰天并同时受到自重和 30m/s 的风侧吹, 第四种工况为天线指平且仅考虑自重, 第五种工况为天线指平并同时受到自重和 20m/s 的风正吹, 第六种工况为天线指平并同时受到自重和 30m/s 的风正吹. 应用机电场耦合关系式和 Ruze 公式分别得到了天线的增益下降系数, 结果见表 2.

由表 2 可见, 在仰天状态, 即第 1 至第 3 工况下, 随着因风荷加大而导致的系统误差的增加, 随机误差在总误差中所占比重的下降, 机电耦合与 Ruze 公式计算所得增益下降系数的相对差越来越大, 从 0.07% 到 2.15%, 进而直至 9.56%. 当天线处于指平状态时, 即第 4 至第 6 工况下, 随着因风荷加大而导致的系统误差的增加, 随机误差在总误差中所占比例的下降, 机电耦合与 Ruze 公式计算所得增益下降系数的相对差越来越大, 从 0.21% 到 9.18%, 进而直至 55.83%. 显然, 在相同系统误差与随机误差的情况下, 应用机电场耦合关系式而得到的天线增益下降系数高于应用 Ruze 公式而得到的.

表 2 7.3m 抛物面天线增益下降系数计算结果

	天线工况	机电场耦合关系式	Ruze 公式	相对误差
仰天	①自重	99.990	99.918	0.07%
	②自重 + 20m/s 侧吹风	99.455	97.360	2.15%
	③自重 + 30m/s 侧吹风	97.565	89.049	9.56%
指平	④自重	99.963	99.753	0.21%
	⑤自重 + 20m/s 正吹风	98.115	89.865	9.18%
	⑥自重 + 30m/s 正吹风	90.814	58.277	55.83%

例 3 某 40m 陆基抛物反射面天线

该天线口径为 40m, 反射面呈旋转抛物面状 (图 6). 工作频率是 2GHz, 焦距比为 0.33. 工作风速为 20m/s, 生存风速为 40m/s, 工作温度范围为 -10℃至 50℃, 表面法向精度指标是 0.5mm. 天线反射面是实板型和网格型组合而成, 主反射面分为 9 圈 464 块. 背架与中心体属桁架类, 整个天线沿中心体圆周均匀布有 16 片辐射梁, 6 道平面桁架式环梁与交叉杆相连. 反射面板采用拉伸蒙皮、刚性拉伸筋条铆接而成, 网状反射面采用刚性背架铆接网面的方法成型. 机电耦合计算中用到的随机误差相关参数为: 环数 $N_c = 9$, 由内向外每环块数 $N_1 = 16, N_2 = N_3 = 32, N_4 = N_5 = N_6 = N_7 = N_8 = N_9 = 64$, 相关长度是 150mm. 整个天线结构有限元模型由 65475 个节点和 143259 个单元组成, 其中单元包括 16917 个梁单元和 126342 个壳单元.



图6 某40m口径反射面天线

与前面 7.3m 天线案例的 6 种工况一样, 对该 40m 天线进行计算, 应用机电场耦合关系式和 Ruze 公式分别得到的天线增益下降系数见表 3.

由表 3 可知, 对天线仰天状态, 从第 1 种工况至第 3 种工况, 机电耦合与 Ruze 公式计算所得增益下降系数的相对差越来越大, 从 2.20% 到 4.45%, 进而直至 14.66%. 对于指平天线, 天线增益下降系数的相对差也越来越大, 从 2.87% 到 11.84%, 直至 61.78%. 出现上述情况是因为 Ruze 公式没有考虑系统误差所致, 类似的情况也出现在 7.3m 天线中. 这与理论上的分析是一

致的。

需要指出的是,实际工程中,天线增益下降系数做不到这么高.上述 7.3m 和 40m 两个天线增益下降系数之所以高,是由于只考虑了反射面的系统变形误差与随机误差,而没有考虑馈源等其他误差,因为本文的目的是比较机电场耦合关系式与 Ruze 公式的不同。

表 3 40m 抛物面天线增益下降系数计算结果

	天线工况	机电场耦合关系式	Ruze 公式	相对误差
仰天	①自重	99.880	97.730	2.20%
	②自重 + 20m/s 侧吹风	99.463	95.229	4.45%
	③自重 + 30m/s 侧吹风	97.575	85.099	14.66%
指平	④自重	99.784	97.004	2.87%
	⑤自重 + 20m/s 正吹风	98.251	87.850	11.84%
	⑥自重 + 30m/s 正吹风	92.268	57.032	61.78%

5 结束语

通过理论分析与实际计算分析,可以得到如下体会:

(1)因为机电耦合关系式从根本上统一考虑了天线反射面的系统误差和随机误差,故对相同的反射面系统误差与随机误差,应用机电耦合模型得到的电性能(如增益下降系数)要好于应用 Ruze 公式得到的,三个不同口径天线的实际计算验证了这一点.反过来,当对电性能的要求相同时,应用机电耦合模型比应用 Ruze 公式而提出的反射面精度要求要来得低,从而降低天线的制造成本.这对反射面天线的设计与制造具有比较大的理论意义和应用价值。

(2)机电耦合关系式的意义,还在于它将天线电性能直接表示成为机械结构变量(包括尺寸、形状、拓扑以及类型)的函数,也就是说,建立起了结构设计与电磁设计的桥梁,为反射面天线的机电集成设计奠定了理论基础。

(3)机电耦合关系式虽说考虑了馈源的位置偏差,但结构变形还可能引起馈源的方向偏差,以及副面的整体位置变化(其口径小刚度大表面变形小),这需要在以后的工作中做更深入的研究。

致谢

本文撰写过程中,得到了雷飞、兰佩锋、王伟、李申、邵晓东、李鹏等同志的帮助,他们参与了部分有限元分析、电性能计算、实验测试、图的收集以及讨论等.在此向他们一并表示诚挚的谢意!

参考文献

- [1] Y Rahmat-Samii. Effects of deterministic surface distortions on reflector antenna performance[J]. *Annals of Telecommunications*, 1985, 40(7-8): 350-360.
- [2] K Bahadori. Characterization of effects of periodic and a periodic surface distortion on membrane reflector antenna[J]. *IEEE Trans Antennas Propagat*, 2005, 53(9): 2782-2791.
- [3] J Ruze. The effect of aperture errors on the antenna radiation pattern[J]. *Suppl Nuovo Cimento*, 1952, 9(3): 364-380.
- [4] S Von Hoerner. Homologues deformations of tiltable telescopes [J]. *ASCE J Structural Division*, 1967, 93(ST5): 461-485.
- [5] C S Wang, B Y Duan, Y Y Qiu. On distorted surface analysis and multidisciplinary structural optimization of large reflector antennas[J]. *Int J Structural and Multidisciplinary Optimization*, 2007, 33(6): 519-528.
- [6] J Ruze. Antenna tolerance theory — A review[J]. *Proc IEEE*, 1966, 54(4): 633-642.
- [7] 叶尚辉,李在贵. 天线结构设计[M]. 西安:西北电讯工程学院出版社,1986.
Ye Shanghui, Li Zaigui. *Antenna Structural Design*[M]. Xi'an: Northwest Institute of Telecommunication Engineering Press, 1986. (in Chinese)
- [8] B Y Duan, Y H Qi. Study on optimization of mechanical and electronic syntheses for antenna structures[J]. *Int J Mechatronics*, 1994, 4(6): 553-564.

作者简介



王从思 男,1980 年生于安徽省,博士,西安电子科技大学副教授、硕士生导师.中国电子学会高级会员,中国机械工程学会会员,中国宇航学会会员,IEEE 会员.主要研究方向为天线电磁与结构综合设计、有源相控阵天线机电热耦合技术等.

E-mail: congswang@163.com



段宝岩 男,1955 年生于河北省,西安电子科技大学电子机械学科教授、博士生导师,中国电子学会会士、电子机械工程分会主任委员,《电子学报》(英文版)副主编,《电子机械工程》编委会主任,《Journal of Mechatronics and Applications》编委,《计算力学学报》编委.主要研究领域为电子机械工程、电子装备机电耦合、工程结构优化设计等.