

# 位置误差和相位误差对模块化天线阵的影响\*

方 刚<sup>1</sup>, 王小漠<sup>2</sup>, 高本庆<sup>1</sup>

(1. 北京理工大学电子工程系, 北京 100081; 2. 中国电子科学研究院, 北京 100041)

**【摘要】** 对于采用自定位设计的模块化天线阵, 推导了单元位置误差和子阵位置误差的取值范围与天线副瓣累积概率的关系, 以及相位误差与天线副瓣累积概率的关系。通过实例证明, 欲实现的天线的副瓣值不同, 不同方向的位置误差对天线副瓣累积概率的影响是不同的。

**【关键词】** 自定位结构; 位置误差; 相位误差; 子阵

中图分类号: TN82 文献标识码: A

## Effects of Position and Phase Errors on the Sidelobe Level of an Array Antenna with Subarrays

FANG Gang<sup>1</sup>, WANG Xiao-mo<sup>2</sup>, GAO Ben-qing<sup>1</sup>

(1. Dept. of Electronic Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

(2. China Academy of Electronics and Information Technology, Beijing 100041, China)

**【Abstract】** The sidelobe of an array antenna with self-locating structure is analysed in this paper. The expressions are derived which relate the cumulative probability of sidelobe to the range of element position errors, subarray position errors and a phase error in each element. The computation and simulation results show that the effect of the same position errors on the sidelobe level of an array antenna with subarrays is different when the max sidelobe of the array antenna is different.

**【Key words】** self-locating structure; position errors; phase errors; subarray

## 0 引言

和常规雷达相比, 相控阵雷达在性能上具有无比的优势。但常规体制的相控阵雷达具有功能可重组性差、复杂性大、成本高等缺点。随着数字技术的飞速发展, 数字阵列雷达可以克服常规体制相控阵雷达的缺点, 它是一种收、发均采用数字波束形成技术的全数字化阵列扫描雷达。模块化相控阵雷达就是数字阵列雷达, 它具有积木化拼装结构的特点, 通过采用不同的数字阵列单元拼装形式, 形成不同的阵面大小和形式。为了达到预期的天线副瓣要求, 必须对拼装形成的天线阵面进行误差分析。

国内外学者<sup>[1-4]</sup>研究了阵列天线随机误差和副瓣电平间的关系, 并且分析了单元误差在不独立情况下的副瓣概率。在他们的分析中, 通常假设幅相误差服从某种分布。

就位置误差而言, 一般是假设单元位置误差是独立的, 然后给出单元位置误差方差与副瓣电平的关系<sup>[5-9]</sup>。当阵面的子阵位置误差存在相关性时, 分析

这种情况下的子阵位置误差与副瓣累积概率关系的文章并不多见。在校准方面, 基于噪声子空间的最优化算法<sup>[10]</sup>, 能有效地校正直线阵列的位置误差。为了严格控制模块化阵列天线的位置误差, 达到预期的副瓣电平, 对于采用自定位设计的阵面, 即子阵位置误差存在相关性的阵面, 本文在不知道相位误差服从何种分布的条件下, 推导了阵面沿  $x$ 、 $y$ 、 $z$  三个方向的单元位置误差和子阵位置误差的取值范围与天线副瓣概率的关系。最后, 计算了二维可分离的泰勒分布阵面的位置误差对具有不同副瓣设计值的天线阵的影响。

## 1 理论分析

假设阵列天线是含有  $P$  行  $Q$  列个子阵的矩形平面阵, 每个子阵是含有  $M$  行  $N$  列个单元的矩形平面阵, 并且每个子阵是刚性的。整个阵面位于直角坐标系内。随机变量  $\Delta x_{ab}$ 、 $\Delta y_{ab}$  和  $\Delta z_{ab}$  表示第  $a$  行第  $b$  列个单元沿  $x$ 、 $y$  和  $z$  方向偏离设计位置的大小, 其中  $a = (p-1) \times M + m$ ,  $b = (q-1) \times N + n$ ,  $p, q$  表示第  $a$  行第  $b$  列个单元位于的子阵位置,  $m, n$  表示第  $a$  行第  $b$

\* 收稿日期: 2007-08-10 修订日期: 2007-11-26

列个单元在第  $p$  行第  $q$  列个子阵中的位置。随机变量  $x_{pq}$ 、 $y_{pq}$  和  $z_{pq}$  表示拼装成整个阵面以后, 第  $p$  行第  $q$  列个子阵沿  $x$ 、 $y$  和  $z$  方向偏离设计位置的大小。理想情况下单元间距为  $(d_x, d_y, 0)$ , 子阵间距为  $(D_x, D_y, 0)$ , 单元沿  $z$  方向的最大位置偏差为  $d_z$ , 子阵沿  $z$  方向的最大位置偏差为  $D_z$ , 定义相对位置误差、单元间距与子阵间距之比为

$$\begin{cases} x_{ab}^\delta = \frac{\Delta x_{ab}}{d_x}, & y_{ab}^\delta = \frac{\Delta y_{ab}}{d_y}, & z_{ab}^\delta = \frac{\Delta z_{ab}}{d_z} \\ x_{pq}^\delta = \frac{x_{pq}}{D_x}, & y_{pq}^\delta = \frac{y_{pq}}{D_y}, & z_{pq}^\delta = \frac{z_{pq}}{D_z} \\ c_x = \frac{D_x}{d_x}, & c_y = \frac{D_y}{d_y}, & c_z = \frac{D_z}{d_z} \end{cases} \quad (1)$$

一般地, 具有误差的模块化阵列天线的波瓣表达式为

$$\begin{aligned} G(u, v) = & \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^P \sum_{q=1}^Q I_{ab} (1 + \delta_{ab}) \exp(j\beta_{ab}) \times \\ & \exp(jx_{ab}^\delta u + jc_x x_{pq}^\delta u + jy_{ab}^\delta v + \\ & jc_y y_{pq}^\delta v + jk d_z z_{ab}^\delta \cos\theta + \\ & jk D_z z_{pq}^\delta \cos(\theta) \exp[j(au + bv)] \quad (2) \end{aligned}$$

$$u = \frac{2\pi}{\lambda} d_x (\sin\theta \cos\varphi - \sin\theta_0 \cos\varphi_0)$$

$$v = \frac{2\pi}{\lambda} d_y (\sin\theta \sin\varphi - \sin\theta_0 \sin\varphi)$$

$$a = (p-1) \times M + m, \quad b = (q-1) \times N + n,$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

其中:  $\delta_{ab}$ 、 $\beta_{ab}$  表示第  $a$  行第  $b$  列个单元的幅度误差和相位误差;  $\theta$ 、 $\varphi$  表示目标所在角度,  $\theta_0$ 、 $\varphi_0$  表示波束的最大值指向,  $\lambda$  表示波长。当所有的误差为零时, 式(2)就变成了标准的波瓣表达式。

由于误差的随机性, 所以  $G(u, v)$  是一个随机复值函数, 该函数是许多随机变量的和, 每一个随机变量都可以表示为

$$\begin{aligned} G_{ab}(u, v) = & (1 + \delta_{ab}) \exp(j\beta_{ab}) \exp(jx_{ab}^\delta u + jc_x x_{pq}^\delta u + \\ & jy_{ab}^\delta v + jc_y y_{pq}^\delta v + jk d_z z_{ab}^\delta \cos\theta + \\ & jk D_z z_{pq}^\delta \cos\theta) \exp[j(au + bv)] = \\ & X_{ab} + jY_{ab} \quad (3) \end{aligned}$$

所以阵列波瓣可以表示成

$$\begin{aligned} G(u, v) = & g_1(u, v) + jg_2(u, v) = \\ & \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^P \sum_{q=1}^Q I_{ab} X_{ab} + j \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^P \sum_{q=1}^Q I_{ab} Y_{ab} \quad (4) \end{aligned}$$

通常的阵面组成方式是在阵面前方设计框架, 在框架上开设系列孔, 子阵直接固定在框架上, 此时的子

阵位置误差和单元位置误差是独立的。为了达到积木化拼装结构, 这里采用自定位设计, 子阵和子阵之间采用自锁约束固定。自定位设计是指每个子阵外部有一个框架, 通过框架上的箭槽, 子阵之间实现纵向连接, 横向则是通过连接片加固, 这样就省去了天线的大骨架, 缺点是在子阵拼装过程中存在累积误差。假设随机变量  $\Delta x_{pq}$ 、 $\Delta y_{pq}$  和  $\Delta z_{pq}$  表示整个阵面未拼装之前第  $p$  行第  $q$  列个子阵的加工误差, 由于存在累积误差, 所以存在如下关系

$$x_{pq} = \sum_{i=1}^P \Delta x_{iq}; \quad y_{pq} = \sum_{i=1}^P \Delta y_{iq}; \quad z_{pq} = \sum_{i=1}^P \Delta z_{iq} \quad (5)$$

设  $\Phi_{\Delta x_{pq}}$ 、 $\Phi_{\Delta y_{pq}}$ 、 $\Phi_{\Delta z_{pq}}$  表示随机变量  $\Delta x_{pq}$ 、 $\Delta y_{pq}$  和  $\Delta z_{pq}$  的特征函数, 在完成整个阵面拼装之前, 每个独立的子阵沿  $x$ 、 $y$  和  $z$  方向的位置误差是独立的, 所以有

$$\Phi_{\Delta x_{pq}} = \Phi_{\Delta x}; \quad \Phi_{\Delta y_{pq}} = \Phi_{\Delta y}; \quad \Phi_{\Delta z_{pq}} = \Phi_{\Delta z} \quad (6)$$

运用概率统计方法推导出  $g_1(u, v)$  和  $g_2(u, v)$  的均值与方差, 结果如下

$$\begin{aligned} \overline{g_1(u, v)} = & \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^P \sum_{q=1}^Q I_{ab} \Phi_{bab}(1) \Phi_{xab}(u) \times \\ & \Phi_{yab}(v) \Phi_{zab}(kd_z \cos\theta) [\Phi_{\Delta x}(c_x u) \Phi_{\Delta y}(c_y v) \times \\ & \Phi_{\Delta z}(kd_z \cos\theta)]^p \cos(au + bv) \quad (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{g_2(u, v)} = & \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^P \sum_{q=1}^Q I_{ab} \Phi_{bab}(1) \Phi_{xab}(u) \times \\ & \Phi_{yab}(v) \Phi_{zab}(kd_z \cos\theta) [\Phi_{\Delta x}(c_x u) \Phi_{\Delta y}(c_y v) \times \\ & \Phi_{\Delta z}(kd_z \cos\theta)]^p \sin(au + bv) \quad (8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 = & \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^P \sum_{q=1}^Q I_{ab}^2 [A + B \cos(2au + 2bv)] + \\ & \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^P \sum_{q=1}^Q I_{ab}^2 [C + D \cos(2au + 2bv)] \times \\ & \cos[(au + bv) - (du + b'v)] \quad (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma_2^2 = & \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^P \sum_{q=1}^Q I_{ab}^2 [A - B \cos(2au + 2bv)] + \\ & \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^P \sum_{q=1}^Q I_{ab}^2 [C - D \cos(2au + 2bv)] \times \\ & \cos[(au + bv) - (du + b'v)] \quad (10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A = & 1 + \sigma_{ab}^2 - \Phi_{bab}^2(1) \Phi_{xab}^2(u) [\Phi_{\Delta x}^2(c_x u)]^p \Phi_{yab}^2(v) \times \\ & [\Phi_{\Delta y}^2(c_y v)]^p \Phi_{zab}^2(kd_z \cos\theta) [\Phi_{\Delta z}^2(kd_z \cos\theta)]^p \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B = & (1 + \sigma_{ab}^2) \Phi_{bab}(2) \Phi_{xab}(2u) \Phi_{yab}(2v) \Phi_{zab}(2kd_z \cos\theta) \\ & [\Phi_{\Delta x}(2c_x u) \Phi_{\Delta y}(2c_y v) \Phi_{\Delta z}(2kd_z \cos\theta)]^p - \\ & \Phi_{bab}^2(1) \Phi_{xab}^2(u) [\Phi_{\Delta x}^2(c_x u)]^p \Phi_{yab}^2(v) \times \\ & [\Phi_{\Delta y}^2(c_y v)]^p \Phi_{zab}^2(kd_z \cos\theta) [\Phi_{\Delta z}^2(kd_z \cos\theta)]^p \quad (12) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C &= I_{ab} I'_{a'b'} \Phi_{ab}(1) \Phi_{a'b'}(1) \Phi_{xab}(u) \Phi_{xa'b'}(u) \times \\ &\quad \Phi_{ya'b'}(v) \Phi_{yab}(v) \Phi_{zab}(kd_z \cos\theta) \times \\ &\quad \Phi_{za'b'}(kd_z \cos\theta) \{ [\Phi_{\Delta x}(c_x u) \Phi_{\Delta y}(c_y v) \times \\ &\quad \Phi_{\Delta x}(kd_z \cos\theta)]^{p-p'} - [\Phi_{\Delta x}(c_x u) \times \\ &\quad \Phi_{\Delta y}(c_y v) \Phi_{\Delta x}(kd_z \cos\theta)]^{p+p'} \} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} D &= I_{ab} I'_{a'b'} \Phi_{ab(1)} \Phi_{a'b'}(1) \Phi_{xab}(u) \Phi_{xa'b'}(u) \times \\ &\quad \Phi_{ya'b'}(v) \Phi_{yab}(v) \Phi_{zab}(kd_z \cos\theta) \times \\ &\quad \Phi_{za'b'}(kd_z \cos\theta) \{ [\Phi_{\Delta x}(c_x u) \Phi_{\Delta y}(c_y v) \times \\ &\quad \Phi_{\Delta x}(kd_z \cos\theta)]^{\min(p, p')} - [\Phi_{\Delta x}(c_x u) \times \\ &\quad \Phi_{\Delta y}(c_y v) \Phi_{\Delta x}(kd_z \cos\theta)]^{p-p'} - \\ &\quad [\Phi_{\Delta x}(c_x u) \Phi_{\Delta y}(c_y v) \Phi_{\Delta x}(kd_z \cos\theta)]^{p+p'} \} \end{aligned} \quad (14)$$

式中: $\sigma_{ab}$ 表示第  $a$  行第  $b$  列个单元的激励幅度误差的标准差; $\Phi_{bab}$  表示第  $a$  行第  $b$  列个单元的相位误差的特征函数; $\Phi_{xab}$ 、 $\Phi_{yab}$ 、 $\Phi_{zab}$  表示第  $a$  行第  $b$  列个单元沿  $x$  方向、 $y$  方向和  $z$  方向位置误差的特征函数。

由于每个单元具有相同的相位误差和位置误差概率密度函数,所以

$$\begin{aligned} \sigma_{ab} &= \sigma, \quad \Phi_{bab} = \Phi_\beta, \quad \Phi_{xab} = \Phi_x, \\ \Phi_{yab} &= \Phi_y, \quad \Phi_{zab} = \Phi_z \end{aligned} \quad (15)$$

对于实空间辐射来说, $|u| < \pi, |v| < \pi$ ,因此  $B$  很小,近似为零,所以副瓣电平与各种误差的关系为

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= \sigma_2^2 = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P \sum_{q=1}^Q I_{mn}^2 A = \\ &\quad \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^P \sum_{q=1}^Q I_{ab}^2 \{ 1 + \sigma^2 - \Phi_\beta^2(1) \times \\ &\quad \Phi_x^2(u) [\Phi_{\Delta x}^2(c_x u)]^p \Phi_y^2(v) [\Phi_{\Delta y}^2(c_y v)]^p \times \\ &\quad \Phi_z^2(kd_z \cos\theta) [\Phi_{\Delta x}^2(kd_z \cos\theta)]^p \} \end{aligned} \quad (16)$$

此时的辐射波瓣幅度的概率密度函数满足 Rician 分布,即

$$P(R) = \frac{R}{\sigma_1} \exp \left\{ \frac{[R^2 + g_1(u, v)]^2}{2\sigma_1^2} \right\} I_0 \left[ \frac{R g_1(u, v)}{\sigma_1^2} \right] \quad (17)$$

式中: $R = \sqrt{g_1^2 + g_2^2}$  是辐射波瓣的幅度; $I_0(x)$  是零阶修正贝塞尔函数。

相位误差是一个随机变量,很难确定它的概率密度服从何种分布。在以往的分析中,假设相位误差的概率密度服从均匀分布,这种假设对超低副瓣阵列天线不够准确,因为辐射元间的互耦效应、不同的加工工艺和水平都会影响相位误差的分布。为了达到超低副瓣,阵列天线的相位误差的方差一般较小,以此为出发点,推导了相位误差与特征函数的关系,即

$$\Phi_\beta(1) \geq 1 - \frac{\sigma_\beta^2}{2} \quad (18)$$

式中: $\sigma_\beta^2$  为相位误差的方差。

位置误差也是一个随机变量,当子阵中单元数较少,或者整个阵面子阵数较少时,用位置误差方差就不能很好地表征位置误差对副瓣电平的影响。因为超低副瓣阵列天线的位置误差一般较小,所以由此得出,单元位置误差和子阵位置误差与特征函数的关系为

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_x(u) \geq 1 - \frac{u^2 d_1^2}{2} \\ \Phi_y(v) \geq 1 - \frac{v^2 d_2^2}{2} \\ \Phi_z(kd_z \cos\theta) \geq 1 - \frac{(kd_z \cos\theta)^2 d_3^2}{2} \\ \Phi_{\Delta x}(c_x u) \geq 1 - \frac{c_x^2 u^2 D_1^2}{2} \\ \Phi_{\Delta y}(c_y v) \geq 1 - \frac{c_y^2 v^2 D_2^2}{2} \\ \Phi_{\Delta z}(kd_z \cos\theta) \geq 1 - \frac{(kd_z \cos\theta)^2 D_3^2}{2} \end{array} \right. \quad (19)$$

令  $d_1 > 0, d_2 > 0, d_3 > 0, D_1 > 0, D_2 > 0, D_3 > 0$ , 因为  $x_{ab}^\delta, y_{ab}^\delta, z_{ab}^\delta, x_{pq}^\delta, y_{pq}^\delta, z_{pq}^\delta$  均表示相对位置误差,故  $d_1 \in (0, 1), d_2 \in (0, 1), d_3 \in (0, 1), D_1 \in (0, 1), D_2 \in (0, 1), D_3 \in (0, 1)$  所以  $x_{ab}^\delta \in (-d_1, d_1), y_{ab}^\delta \in (-d_2, d_2), z_{ab}^\delta \in (-d_3, d_3), x_{pq}^\delta \in (-D_1, D_1), y_{pq}^\delta \in (-D_2, D_2), z_{pq}^\delta \in (-D_3, D_3)$ 。

二维可分离的矩形平面阵的理想阵列波瓣是沿两个正交主平面的线阵波瓣之积,所以较高电平副瓣位于两个正交主平面内。在口径分布具有激励误差的条件下,峰值副瓣不一定位于主平面内。对于超低副瓣阵列来说,其偏离主平面的角度较小,在数值上峰值副瓣电平与主平面内峰值副瓣电平相差较小,可以用主平面内峰值副瓣电平代替偏移的峰值副瓣电平。该主平面内每个副瓣是独立的,故所有副瓣小于给定电平的概率就等于每个副瓣小于给定电平的概率之积。

## 2 计算仿真

计算实例是含有 1 680 个单元的矩形平面阵,它由 30 个子阵组成,每个子阵是由  $4 \times 14$  个单元组成的, $d_x = d_y = 0.48\lambda, D_x = D_y = 4\lambda$ , 单元沿  $z$  方向的最大位置偏差  $d_z = 0.1\lambda$ , 子阵沿  $z$  方向的最大位置偏差  $D_z = 0.1\lambda$ 。阵面位于  $xoy$  平面, 阵中心位于原点, 整个阵面关于  $x$  轴和  $y$  轴对称。阵列口径激励为二维可分离的加权泰勒分布,要求两个正交主平面内峰值副瓣不超过  $-40$  dB, 以 90% 作为成功准则。由于两个正交

主平面内的峰值副瓣概率问题类似,所以只计算沿轴主平面内的峰值副瓣概率情况就可以说明问题。所得结论同样适用于 $y$ 轴方向的副瓣概率分析。这里假设阵面的纵向就是 $x$ 轴所在的方向。

由式(16)、式(17)可知,影响副瓣大小的因素很多,包括激励幅度误差、相位误差、扫描角和位置误差,为了分析位置误差对天线副瓣的影响,这里假设 $\sigma^2 = 0.0036$ , $\sigma_\beta^2 = 1^\circ$ ,扫描角 $\theta_0 = 0$ 。程序中采用嵌套来表示 $x$ 方向单元位置误差、 $x$ 方向子阵位置误差、 $z$ 方向单元位置误差、 $z$ 方向子阵位置误差对副瓣产生的影响。由于目前还无法生成五维图,所以用最直观的二维图来说明问题。其中横坐标表示计算点,每一个计算点对应一个 $d_1, d_3, D_1, D_3$ ,纵坐标表示副瓣概率值。

30个子阵有以下几种排列方式: $1 \times 30, 2 \times 15, 3 \times 10, 5 \times 6, 6 \times 5, 10 \times 3, 15 \times 2$  和  $30 \times 1$ 。这里只分析 $5 \times 6$  和  $6 \times 5$  两种排列方式下的副瓣概率值,图1~图2表示两种排列方式下,位置误差对副瓣概率值的影响。计算参数如下:设计副瓣值是-50 dB,要实现的副瓣值是-40 dB, $d_1 \in (0, 0.1)$ , $d_3 \in (0, 0.1)$ , $D_1 \in (0, 0.03)$ , $D_3 \in (0, 0.03)$ 。图3~图4表示的是同一种排列方式、同样位置误差值情况下,不同方向的位置误差对副瓣概率值的影响。其中图3表示的是只有 $x$ 方向存在位置误差时,天线的副瓣累积概率值,图4表示的是只有 $z$ 方向存在位置误差时,天线的副瓣累积概率值。计算参数如下:设计副瓣值是-50 dB,要实现的副瓣值是-40 dB, $d_1 \in (0, 0.2)$ , $d_3 \in (0, 0.2)$ , $D_1 \in (0, 0.02)$ , $D_3 \in (0, 0.02)$ 。从图中可以得出以下两个结论:

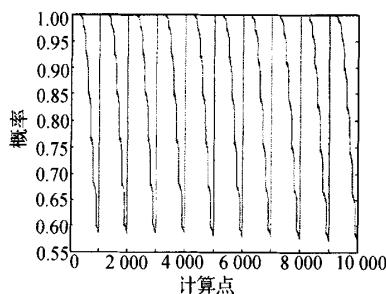


图1  $5 \times 6, -40$  dB

(1)  $x$ 轴方向和 $z$ 轴方向的位置误差对天线副瓣的影响都是至关重要的。一旦某个方向的位置误差超过预定值,即使其它方向不存在位置误差,也不能按成功准则实现预期的副瓣。

(2) 在同样排列方式、同样位置误差情况下, $z$ 方向位置误差对天线副瓣的影响比 $x$ 方向位置误差对天

线副瓣的影响要大。

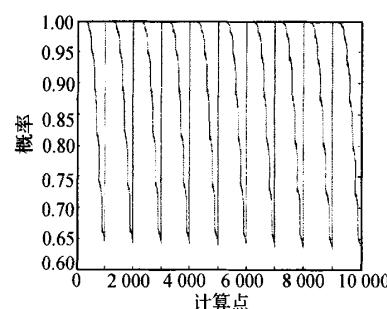


图2  $6 \times 5, -40$  dB

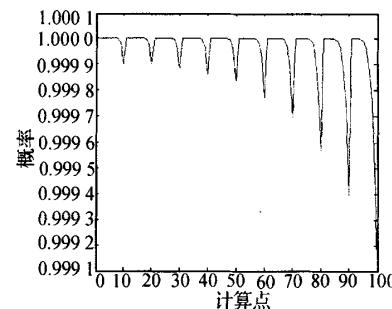


图3  $5 \times 6, -40$  dB

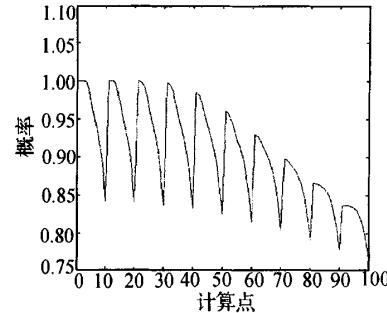


图4  $5 \times 6, -40$  dB

### 3 结语

$x, y, z$ 三个方向中的任何一个方向的位置误差对天线副瓣概率都起着决定性的作用,应严格控制每个方向的位置误差范围。

天线副瓣累积概率对不同方向的位置误差的敏感程度是不同的。在同样排列方式、同样位置误差情况下,天线副瓣对 $z$ 方向的位置误差更敏感。

### 参 考 文 献

- [1] Hsiao J K. Effects of errors on the sidelobe level of a low sidelobe array antenna [R]. Washington: Naval Research Laboratory, 1981.

(下转第 89 页)

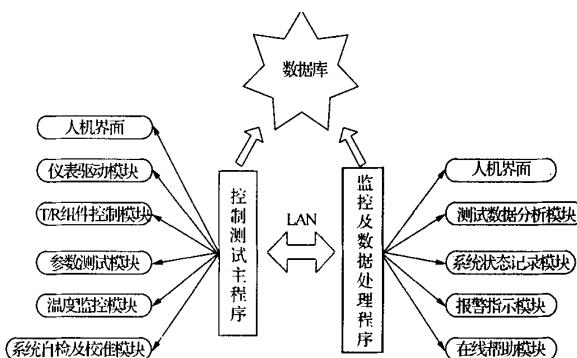


图3 软件构架框图

控制测试主程序依靠仪表驱动模块和T/R组件控制模块实现组件工作环境的仿真,通过参数测试模块完成测试任务和系统调度,通过温度监控模块和系统自检校准模块保障系统测试精度和设备安全。局域网实现了所有测试信息共享,监控及数据处理程序则利用数据分析模块、系统状态记录模块、在线帮助以及人机界面完成操作人员与整个测试系统的交互对话。

还需要考虑到的一点,在考机过程中必然会出现一些例如组件损坏需要维修、维修好了需要再次测试这样的情况,有可能每个组件考机的累计时间和工作状态都不一样,因此要对被测组件的各种数据协调管理。系统软件利用数据库为所有组件建立了“个体档案”。每一个组件都有独立的时间记录、故障记录和测试数据记录,所有这些信息在测试主控计算机和远程监控计算机上同时刷新。系统软件依据组件“个体档案”统筹分配测试资源,实时向技术人员发出各种操作提示。利用专门的测试数据分析程序,技术人员可以调用单个组件的各个时段的测试记录,查看性能

时间曲线,如图4所示。

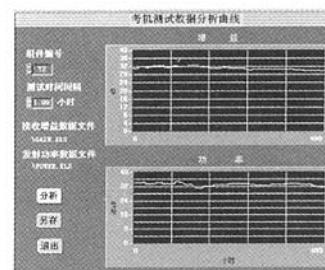


图4 组件性能时间曲线分析图

#### 4 结语

本文的考机系统实现了对相控阵天线T/R组件高可靠性和性能长时间稳定性的测试验证,并提供了完善灵活的测试管理和数据分析功能,系统应用前景广阔。伴随着T/R组件考机系统的研制应用,有源相控阵雷达T/R组件的研制生产自动化程度得到了进一步提高,组件的测试手段更加丰富。

#### 参 考 文 献

- [1] 卢晨. T/R组件自动测试技术研究[J]. 电子工程师, 2003, 29 (9):35~36,42.
- [2] 戴其龙. 星载SAR相控有源阵列的可靠性分析[J]. 现代雷达, 2000, 22 (3):11~16.

侯 飞 男,1977年生,工程师。研究方向为雷达测试技术。

柏 利 女,1978年生,硕士。研究方向为雷达检测维护设备。

in two dimensional antenna array [J]. IEEE AP - S, 1989, 31(1):408~411.

- [9] 魏文元, 张晓苗, 焦永昌, 等. 超低副瓣相控阵天线设计中的几个问题[J]. 电子学报, 1994, 22(12):28~34.
- [10] 熊立志, 漆兰芬, 张元培. 一种新的天线阵列位置误差校正算法[J]. 电波科学学报, 2004, 19(2):192~194.

方 刚 男,1979年生,博士研究生。研究方向为超低副瓣相控阵天线的误差分析。

王小漠 男,1938年生,雷达工程专家,电子科学研究院常务副院长,中国工程院院士。研究方向为雷达工程。

高本庆 男,1936年生,教授,博士生导师。研究方向为微波毫米波技术、计算电磁学、电磁兼容等。

(上接第86页)

- [2] 邵江达, 郭燕昌. 激励误差对子阵阵列天线副瓣电平的影响[J]. 系统工程与电子技术, 1992(4):15~24.
- [3] 钟顺时. 随机误差对线阵天线性能的影响[J]. 西北电讯工程学院学报, 1975(1):77~98.
- [4] 向广志. 超低副瓣阵列天线的公差分析[J]. 现代雷达, 1996, 18(6):39~48.
- [5] 郭燕昌, 钱继曾, 共富雄. 相控阵和频率扫描天线原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1978.
- [6] 冯祖伟. 极低副瓣阵列天线的互耦和制造误差[R]. 南京: 南京电子技术研究所, 1989.
- [7] Robert S. Elliott. mechanical and electrical tolerances for two-dimensional scanning antenna arrays [J]. IRE Trans. AP, 1958, 1(1):114~120.
- [8] Choi S, Sarkar T K. Statistical observations of position error

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…

---



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

---

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>

---



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com))，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>