

# 低副瓣有源相控阵天馈系统中的一体化设计<sup>1</sup>

殷连生

(南京电子技术研究所 南京 210013)

**摘要** 该文提出低副瓣有源相控阵天馈系统中的一体化设计方法,从几个主要方面阐述如何进行一体化设计.在  $2 \times 48$  元天线阵上试验,实测波瓣的峰值副瓣电平和差波瓣零深均在  $-31\text{dB}$  以下,当波瓣扫描至  $\pm 60^\circ$  时,其峰值副瓣电平不高于  $-26.5\text{dB}$ ,表明一体化设计的必要性.

**关键词** 有源相控阵,低副瓣,一体化设计

**中图分类号** TN82

## 1 引言

相控阵天线是以阵列天线为基础的,比较复杂,尤其是有源相控阵天线,由于 T/R 组件的加入使问题变得更为复杂,但是它使天线具有更优良的性能和设计灵活性.阵列天馈系统的传统设计方法有 3 个过程:(1)将所需的空域波瓣变换到天线口径上抽样点的电流分布函数;(2)把电流分布函数变换到馈电网络输出端的功率分配函数;(3)用馈电网络实现所需的功率比.影响天线波瓣性能的主要因素是口径上的幅相分布函数及其误差,误差对主瓣影响较小,对副瓣影响较大.引起幅相误差的因素不仅是天线本身,还有馈电系统、T/R 组件等.因此,作为有源相控阵天馈系统必须一体化设计,才能获得满意的性能/价格比.

## 2 一体化设计考虑

不计误差时,阵列天线的波瓣计算公式为

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N I_{mn} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (mdx \sin \theta \cos \varphi + ndy \sin \theta \sin \varphi)} \quad (1)$$

式中  $I_{mn}$  为辐射单元上的电流抽样值;  $dx$ ,  $dy$  为单元间距;  $\lambda$  为工作波长.

由 (1) 式可见,天线口径上的幅度分布函数和相位分布函数直接影响天线的波瓣性能.

考虑误差时,阵列天线的波瓣计算公式为

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N I_{mn} (1 + \Delta m)(1 + \Delta n) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (mdx \sin \theta \cos \varphi + ndy \sin \theta \sin \varphi + \delta_m + \delta_n)} \quad (2)$$

式中  $\Delta m$ ,  $\Delta n$  和  $\delta_m$ ,  $\delta_n$  分别是口径电流的幅相随机误差.

由 (2) 式可见天线口径上的幅相误差也会影响天线的波瓣性能,尤其对副瓣电平的影响非常显著.用统计理论可以预测有误差情况下平均副瓣电平恶化的概率<sup>[1]</sup>,图 1 给出平均副瓣电平恶化的累积概率曲线.由图 1 可见给定平均副瓣电平抬高的分贝值和相应的累积概率就可以确定一个参数  $\sigma'$ ,  $\sigma'$  与天线设计参数 ( $N, \eta$ ) 和口径电流幅相均方根误差 ( $\sigma_A, \sigma_\Phi$ ) 的关系如 (3) 式所示:

<sup>1</sup> 2000-11-24 收到, 2001-04-26 定稿

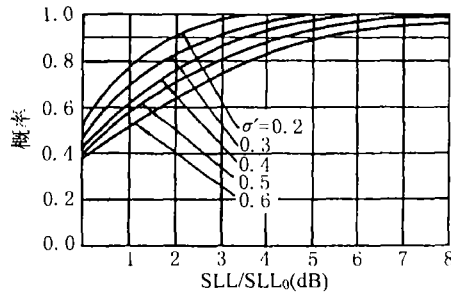


图 1 平均副瓣电平恶化的累积概率曲线

$$\sigma' = \beta^2 \times 10^{\text{SLL}_0/10} / (2N\eta), \quad \sigma_A^2 = (1 + \beta^2)e^{-\sigma'^2} - 1 \quad (3)$$

式中  $\text{SLL}_0$  为无误差时对应的最高平均副瓣电平, 以分贝表示;  $N$  为阵列单元数;  $\eta$  为阵列的口径效率;  $\beta$  为口径电流幅相的总容差。

有源相控阵天线幅相的均方根误差 ( $\sigma_A, \sigma_\Phi$ ) 中包括: 移相器、衰减器的量化误差和制造误差; 阵面加工误差; 系统匹配误差; 幅相测量与调整误差等。它们之间的关系为

$$\sigma_A = \sqrt{\sum_{i=1}^N (\sigma_{A_i})^2}, \quad \sigma_\Phi = \sqrt{\sum_{i=1}^N (\sigma_{\Phi_i})^2} \quad (4)$$

由此可见有源阵中的一体化设计需在较为全面考虑的基础上, 突出几个重点进行分析。

### 3 天线口径的加权函数

相位加权主要完成波束扫描<sup>[2]</sup>、波束赋形<sup>[3]</sup>和最大旁瓣抑制<sup>[2]</sup>; 幅度加权主要完成天线副瓣电平降低<sup>[4]</sup>。幅度加权函数的确定主要考虑以下 3 点: (1) 口径利用系数; (2) 边缘照射电平; (3) 对系统误差的敏感度和稳定性。理论上, 不同的分布函数都可以实现所要求的副瓣电平, 但口径利用系数、边缘照射电平以及对误差的敏感程度相差较大。用模拟统计及概率计算的方法, 对几种分布函数, 在相同的幅相误差情况下, 对给定的等值副瓣电平计算其概率, 得到图 2 和表 1。由图 2 可见, 汉明分布对误差不敏感, 泰勒分布与其接近, 最差的是切比雪夫分布, 但切比雪夫分布实现相同副瓣电平所需的单元数最少。由表 1 可见, 泰勒分布和常数项加余弦平方分布较好。综合考虑, 泰勒分布是常被选用的一种加权函数。

表 1 不同照射函数的口径效率  $\eta$  和边缘照射电平 (峰值副瓣电平 -40dB)

口径照射函数	$\eta$	边缘照射电平 (dB)
Taylor	0.76	-20
常数项 + 余弦平方	0.75	-20
汉明	0.33	-22
倒置抛物线	0.52	$-\infty$
高斯分布	0.68	-25
余弦立方	0.57	$-\infty$

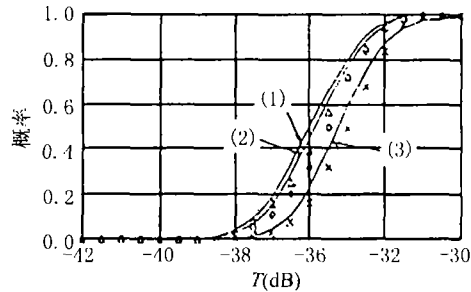


图 2 不同分布函数的等值副瓣电平发生的概率  
(1) 汉明分布 (2) 泰劳分布 (3) 切比雪夫分布

#### 4 量化误差和移相器、衰减器的位数

相控阵雷达中, 多采用数字式移相器以与二进制控制相适应。数字式移相器的分辨率为  $2\pi/(2^N)$ , 量化的均方根误差为  $2\pi/(2^{(N+1)}\sqrt{3})$ ,  $N$  为移相器位数, 它直接决定量化瓣的大小, J.L 艾伦曾作过理论估计, 量化瓣近似为  $-6N\text{dB}^{[5]}$ 。在相控阵天线系统设计中, 其它各种因素对副瓣电平的贡献不应超过量化瓣, 否则移相器最低相移位将失去意义。

为了实现低副瓣天线, 其口径幅度必须加权, 加权的实现方法主要有 3 种, 一种是利用不等功率分配网络实现, 收、发阵与有源、无源阵均可采用。另一种是利用等功率分配网络和数字式衰减器的不同衰减量实现, 只用于有源阵的接收支路。第 3 种是有源阵的发射支路, 一般通过不同品种的功率放大器结合工作电压可控实现所需的幅度加权。无论哪一种加权方法, 其对副瓣电平的影响, 除与选用的加权函数有关外, 量化误差是很主要的因素。数字式衰减器的最大衰减量  $A_{\max}(\text{dB})$  由幅度加权的深度决定, 最小衰减量  $A_{\min}(\text{dB})$  由幅度量化的误差决定。阵面幅度量化的均方根误差为  $A_{\min}/(2\sqrt{3})$ , 应与阵面相位量化误差处于相同水平。根据确定的  $A_{\max}(\text{dB})$  和  $A_{\min}(\text{dB})$  由 (5) 式便可确定数字式衰减器的位数  $N$ 。

$$A_{\max}(\text{dB})/A_{\min}(\text{dB}) \leq 2^N \quad (5)$$

#### 5 移相器和衰减器的精度

低副瓣有源相控阵天线, 单靠控制阵面的加工误差和提高组成系统的各种部件的要求, 是难以保证的, 也是不经济的。利用等效平面波照射被测天线口径, 进行口径幅相分布测量与调整是行之有效的办法。为了获得较好的结果和较快的调整速度, 移相器和衰减器应具备足够的精度, 因为它们的功能不仅是完成波束扫描和波束赋形, 而且还要参与完成口径场幅相调整, 起执行元件的作用。但是过高的幅相精度, 除工程上难以实现外, 成本也会大幅度增加, 比较合理的办法是让它们在各种工作状态下的偏差接近最小移相位和最小衰减位的一半。如因系统匹配不够理想或阵面幅相需要调整到更高水平, 可在移相器和衰减器中加进专用的调整位, 调整位的步进量应比原最低位低一些或相当。

#### 6 口径幅相测量与调整

为了实现低副瓣有源相控阵天线的设计特性, 必须对天线的近场或口径场进行幅相测量与调整, 单把馈电网络的幅相调整好, 接上天线单元测量波瓣, 是早期相控阵天线常用的方法<sup>[6,7]</sup>。

对低副瓣有源相控阵天线来说, 这样做是不可取的, 因为它不仅要有一定的范围内扫描, 而且要达到低副瓣电平, 口径的幅相要求非常严格, 需对天线口径的幅相进行测量与调整。为了准确地测出天线口径场的幅相并对其进行调整, 实现所需的幅相分布, 对测试场地、所用测试设备和测试方法等都应认真考虑, 以使它们引入的幅相误差小于量化误差。

## 7 校正系数测量

低副瓣有源相控阵天线调试成功后, 其性能保持多久, 更换 T/R 组件等微波元件后, 性能如何保证等, 均是应解决的问题。尽管更换 T/R 组件或微波元件可以通过建表并扣除幅相差值的办法解决, 但它只适用于一般副瓣电平的天线, 对低 (或极低) 副瓣电平的天线不适用, 因为更换 T/R 组件等微波元件后, 系统匹配改变也会引起较大的幅相变化。为了解决这一问题, 测量并存储校正系数是必须的。传输校正信号的校正线在天线单元的下面 (也可以在上面<sup>[8]</sup> 或侧面), 它与天线单元馈电线间的耦合度为  $-40\text{dB}$  左右, 终端接匹配负载。

对一个已满足设计要求的有源相控阵天线, 通过阵面控制, 使其只有一个通路处于接收 (或发射) 状态, 经校正线注入 (或提取) 射频信号, 该路从校正线耦合出信号送往幅相测试设备, 进行幅相测试, 依次测出阵面所有通路的幅相, 便可获得相对的校正系数  $c_i$  :

$$c_i = (A_i/A_1)e^{j(\Phi_i - \Phi_1)}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6)$$

对未调整好的有源相控阵天线, 校正系数的测量可与天线幅相测量和调整同步进行。在近场 (或口径场) 测量 (图 3) 时, 利用近场测试采样架安装采样探头, 逐个将探头对准被测天线的每个单元, 由于控制器件的工作, 全阵只有被对准的天线单元工作并输出信号, 供测试幅相, 随后关闭探头, 换由校正线注入信号, 测出相应的幅相, 两次测量结果的比即为该路的校正系数。在中场测量校正系数时, 除需对源天线发出的球面波程差和方向图 (源天线和被测单元) 引起的幅度差进行修正外, 也可测得校正系数。测量校正系数的方法有多种, 不论哪一种方法, 都是创造条件 (包括进行修正) 实现平面波照射被测天线孔径。

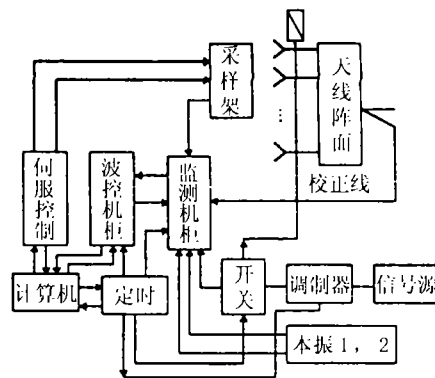


图 3 天线口径幅相测量与调整框图

## 8 T/R 组件与馈电网络的统一设计

在固态有源相控阵天线中, 每个天线单元接一个 T/R 组件, 由比较复杂的收、发馈电网络

将它们组合在一起,阵面的通风、散热很困难。为了减小固态有源阵的重量和体积,给 T/R 组件通风散热创造条件和减小列馈网络的加工量,所以将收发列馈网络合并,进行统一设计<sup>[9]</sup>。

为了便于描述,令:天线要求的发射分布函数为  $T(n)$ ,相应馈电网络分布函数为  $T_N(n)$ ,接收天线  $\Sigma$  波束要求的分布函数为  $R_\Sigma(n)$ ,相应馈电网络的分布函数为  $R_{\Sigma N}(n)$ ,这些分布函数均是电流(或电压)分布函数, $n$ 代表天线单元的序号。

发射功率电平高一些,所以先按  $T(n)$  设计列馈网络,即满足:  $T_N(n) = T(n)$ 。 $R_\Sigma(n)$  比较接近  $T(n)$ ,所以将接收和波束形成网络同发射列馈网络共用,即满足:  $R_{\Sigma N}(n) = T_N(n)$ ,通过 T/R 组件中的收发开关转换工作状态。为了实现  $R_\Sigma(n)$ ,通过 T/R 组件接收支路中数字式衰减器衰减量的设置使  $R_\Sigma(n) = T_N(n) \cdot R_A(n)$ ,故可获得数字式衰减器衰减量的分布函数  $R_A(n)$ 。接收俯仰差 ( $\Delta\beta$ ) 波束要求的分布函数  $R_{\Delta\beta}(n)$  由 T/R 组件的数字式衰减器衰减量的分布函数  $R_A(n)$  和列馈网络形成的分布函数  $R_{\Delta\beta N}(n)$  实现,故有  $R_{\Delta\beta N}(n) = R_{\Delta\beta}(n)/R_A(n)$ 。为了简化列馈网络的设计,俯仰接收波束的和、差形成采用部分独立的办法,选择和差独立点数尽可能最少的 Baliss 分布来设计<sup>[10]</sup>。

### 9 $2 \times 48$ 有源天线阵(工作在 L 波段)的部分实测波瓣

作为举例,在一平面阵上,选择  $2 \times 48$  个振子作为有源单元。T/R 组件的移相器收发共用,采用 6 位,衰减器采用 6 位,最低位为 0.5dB。接收和波瓣采用峰值副瓣电平为  $-40$ dB 的修正泰勒分布,差波瓣采用中心对称、左右四点和差独立、峰值副瓣电平为  $-36$ dB 的 Baliss 分布。在近场幅相测量与调整(图 3)后,测试天线波瓣图,图 4 给出部分实测结果。

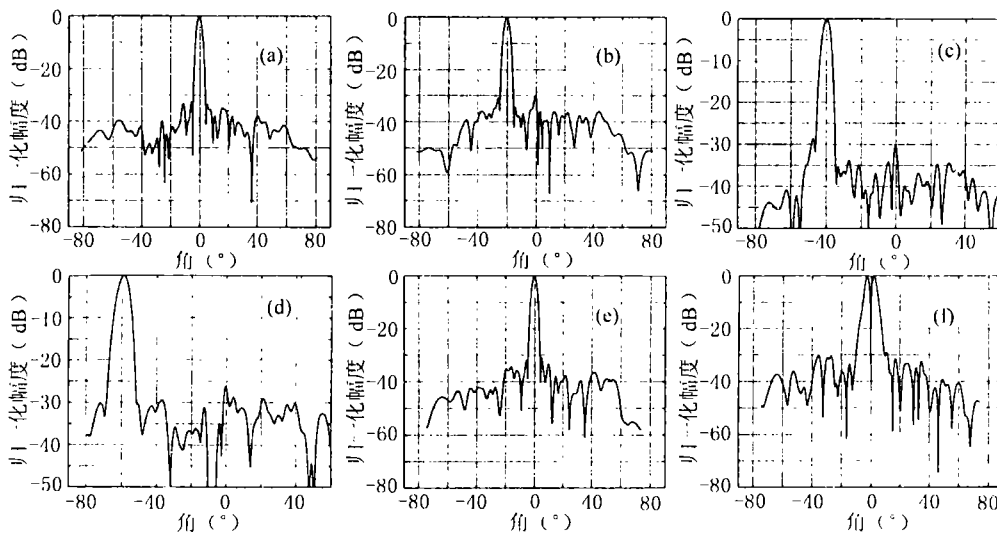


图 4  $2 \times 48$  有源天线阵的部分实测波瓣

- (a)  $f=1363$ MHz, 和波瓣(法向), (b)  $f=1363$ MHz, 和波瓣(扫描至  $-20^\circ$ )  
 (c)  $f=1363$ MHz, 和波瓣(扫描至  $-40^\circ$ ), (d)  $f=1363$ MHz, 和波瓣(扫描至  $-60^\circ$ )  
 (e)  $f=1400$ MHz, 和波瓣(法向), (f)  $f=1400$ MHz, 差波瓣(法向)

## 10 结 束 语

至此可见, 为了实现有源相控阵天线的低副瓣电平, 在设计天馈系统时, 应按照实际要求, 设计关键部件, 如 T/R 组件等, 进行阵面幅相测试与调整, 并分析考虑使天线性能稳定可靠的条件与方法, 以综合出先进、合理、工程上可实现的方案, 并在实施中严格控制每个环节, 以确保有源相控阵天线低副瓣电平, 使之符合实际使用要求。

## 参 考 文 献

- [1] J. J. Lee, Sidelobes control of solid-state array antennas, IEEE Trans. on Antennas and Propagat, 1988, 36(3), 339-344.
- [2] 郭燕昌等编, 相控阵和频扫天线原理, 北京, 国防工业出版社, 1978年3月, 9-17, 102-106.
- [3] 殷连生, 航管二次雷达发射天线方向图综合, 电子与信息学报, 2002, 24(2), 238-242.
- [4] T. T. Taylor, Design of circular aperture for narrow beam width and low side lobes, IRE Trans., Antennas Propagat, 1960, AP-8(5), 485-490.
- [5] J. L. Allen, Phased Array Radar Studies, AD271724, 123-152.
- [6] Yin Liansheng, A precise method of phase shift measurement of large microwave systems, 11th European Microwave Conference, Amsterdam, Netherlands 1981, 9, 523-528.
- [7] 殷连生, 微波大系统相移精确的交叉换位法, 电子学报, 1987, 15(2), 93-97.
- [8] Shii-Shyong Wang, Ruey-Shichu, Near field transmission lines feed linearly polarized array antenna for built-in test, IEEE, Antenna and Propagation Society International Symposium, London, Ontario, Canada, 1991, Vol.1, 195-198.
- [9] Yin Liansheng, Integralization design of T/R modules and feeding networks for solid-state active phased array, URSI, Ann Arbor, Michigan, U.S.A, 1993, 286-289.
- [10] E. T. Bayliss, Design of monopulse antenna difference pattern with low side lobe, The Bell System Technical Journal, 1968, 47(5), 623-650.

## INTEGRALIZATION DESIGN IN ANTENNA AND FEED SYSTEM OF ACTIVE PHASED ARRAY FOR LOW SIDE LOBE

Yin Liansheng

(Nanjing Research Institute of Electronic Technology, Nanjing 210013, China)

**Abstract** An integralization design method in the antenna and feed system of active phased array for low side lobe is presented in this paper. From some main respects detail how to do the integral design. Some experiments have been done on the  $2 \times 48$  elements antenna array. The measured peak side lobe level and the zero depth of the difference pattern are all lower than  $-31\text{dB}$ . When the pattern scan to  $\pm 60^\circ$ , the peak side lobe level is not higher than  $-26.5\text{dB}$ . It is shown that the integralization design is necessary.

**Key words** Active phased array, Low side lobe, Integralization design

殷连生: 男, 1940年生, 研究员, 从事微波元件与电路研究, T/R组件与微波测量的研究, 近十年来从事有源相控阵天馈线系统研究。