

# 一种新型相控阵天线校准技术

沈文亮, 杨 忠, 陈建峰, 李艳斌

(中国电子科技集团公司第 54 研究所, 河北石家庄 050081)

**摘 要:** 本文从信号合成原理出发研究了一种基于相位干涉的相控阵天线外场校准新方法, 并结合超定方程组求解推导了相位差公式. 该方法利用移相器进行通道相移特定状态的切换, 通过多通道合成的功率值解算实现了对相位差的求解. 对算法的机理分析和外场实验表明, 这种校准技术正确有效.

**关键词:** 相控阵天线; 校准; 功率测量; 相位干涉

**中图分类号:** TN958      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2011) 12-2820-04

## A New Calibration Method of Phased Array Antennas

SHEN Wen-liang, YANG Zhong, CHEN Jian-feng, LI Yan-bin

(The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang, Hebei 050081, China)

**Abstract:** From the principle of signal synthesis, a new outfield calibration method is presented based on phase interferometric, and phase difference formula is derived with the combination of overdetermined equations solution. Special state shift is realized with phase shifter, and phase difference is obtained by multiple channel power synthesis. The mechanism analysis and the outfield experiments show that this method is efficient and correct.

**Key words:** phased array antenna; calibration; power-measurement; phase interferometric

### 1 引言

目前, 常用的相控阵天线幅相校准方法<sup>[1]</sup>很多, 如 BIT 检测校正法, 天线远场校正法、近场法、阵外校正法等. 这些方法一般需要测量相位信息, 有的需要复杂的开关网络的配合来完成校正. 因此上述方法工程实现较为复杂, 且应用条件苛刻. 如校准时要求单通道必须独立工作、需要测量阵元间的互耦等. 而在大型天线设计中, 考虑到设备量、成本和整体性能的问题, 一般通过多级合成网络实现相控阵天线的波束合成, 相应的各子阵合成网络中单通道不能单独工作. 阵元数较多、单通道不可独立工作等特点使得对这类相控阵天线的校准显得较为困难和复杂. 因此, 开展具有通用性、稳健性的相控阵天线校准方法就显得尤为重要. 针对这一需求背景, 本文研究了一种基于合成信号功率解算相位差的相位干涉校准方法, 且该方法可用于相控阵天线的相移控制检测.

### 2 基于相位干涉的校准技术

#### 2.1 相位干涉校准法理论分析

假设相控阵天线有  $N$  个通道, 每个通路中都有移

相器. 当相控阵天线远场处存在一个频率为  $f$  的单频信号时, 相控阵天线某个天线单元接收的信号如下:

$$S_n = A_n \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \phi_n + H_n) \quad (1)$$

式中,  $A_n$  是第  $n$  个阵元接收的信号幅度,  $\phi_n$  是未知的信号相位,  $H_n$  是已知的相位排列, 可通过改变第  $n$  个通道的离散移相器的状态来改变. 设  $n=1$  的通道为基准信道, 并使  $\phi_1=0$ . 这样,  $\phi_n$  是在  $H_1=0$ 、 $H_n=0$  的条件下的第  $n$  个通道和基准通道之间的相位差.

在多阵元合路端接收的信号总功率可表示如下式所示:

$$P_\Sigma = \left| \sum_n^N A_n \cdot \exp[j \cdot (\phi_n + H_n)] \right|^2 \quad (2)$$

在式(2)的方程中, 有  $2N-1$  个未知数,  $N$  个信号幅度和  $N-1$  个信号相位差. 由解方程知识可知, 若要求解出  $2N-1$  个未知数, 必须有  $2N-1$  个不相关的方程. 分析发现, 通过控制移相器的各种状态, 可获得  $2N-1$  个信号合成功率的值  $P_{\Sigma m} (m=1, 2, \dots, 2N-1)$ . 对应的方程组具体形式如下:

$$P_\Sigma = \left| \sum_n^N A_n \cdot \sin[\phi_n + (H_n)_e] \right|^2 + \left| \sum_n^N A_n \cdot \cos[\phi_n + (H_n)_e] \right|^2 \quad (3)$$

式中,  $(m = 1, 2, \dots, 2N - 1)$ ,  $(H_n)_e$  是在移相器的第  $e$  状态下第  $n$  条信道中的相位排列值,  $e = 1, 2, \dots, L$  ( $L$  是移相器状态数). 这个方程组是超越性(超验的, 超定的)的. 在一般情况下, 只能以数值法求解这样的超越性方程组, 而且这个解对于误差  $(H_n)_e$  是不稳定的, 并且解算的时间较长.

为获得稳定的解, 必须增加方程的数量, 物理上等效于增加合成功率电平  $P_{\Sigma m}$  ( $m = 1, 2, \dots, M$ ),  $M > 2N + 1$  的测量. 而这一处理方法的实质是通过改变各个通道移相器的状态来实现. 目前, 一般通过换相法和旋转电场矢量法来实现. 在实际应用中, 换相法需要补充辅助方程进行求解, 且存在多解问题. 对于旋转电场矢量法, 最为关键的是测量合成电场功率最大值和最小值之比, 以及对应于这两个值的相位值. 而在具体测试时, 上述值的测量精度一般不能满足系统要求.

深入分析合路信号的功率值的物理意义不难发现, 合路功率为多个同源信号的矢量迭加. 因此, 合路信号的功率值隐含着单路信号的幅度和相位信息. 相位干涉校准算法就是基于信号矢量迭加原理, 通过调整移相器的相移值改变多个同源信号的相位, 得到多个信号的合成功率, 从而由功率值求解出多个信号的相位差. 下面介绍这一方法的实现过程.

为了便于理解, 以两个通道为例进行公式的推导. 假设第一个通道为基准, 通过检测各通道与基准通道的相差来实现相位差的检测. 理论分析<sup>[4]</sup>如下:

设来自通道 1, 2 的两个信号为

$$\begin{aligned} S_1(t) &= A_1 \sin(\omega t) \\ S_2(t, \phi_2) &= A_2 \sin(\omega t + \delta_2 - \phi_2) \end{aligned} \quad (4)$$

式中,  $\delta_2$  表示通道 2 相对通道 1 的相差,  $\phi_2$  为通道 2 移相器附加相移, 它至少可取  $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$  这四种状态.

两信号合成后有

$$P = S_1(t) + S_2(t, \phi_2) = A_1 \sin(\omega t) + A_2 \sin(\omega t + \delta_2 - \phi_2) \quad (5)$$

对信号  $P$  求平均功率  $RP$  为:

$$RP = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T P^2 dt = \frac{A_1^2}{2} + \frac{A_2^2}{2} + A_1 A_2 \cos(\delta_2 - \phi_2) \quad (6)$$

改变通道 2 移相器状态有:

$$\text{当 } \phi_2 = \pi/2 \text{ 时, } RP_1 = \frac{A_1^2}{2} + \frac{A_2^2}{2} + A_1 A_2 \sin(\delta_2);$$

$$\text{当 } \phi_2 = 3\pi/2 \text{ 时, } RP_2 = \frac{A_1^2}{2} + \frac{A_2^2}{2} - A_1 A_2 \sin(\delta_2);$$

$$\text{当 } \phi_2 = 0 \text{ 时, } RP_3 = \frac{A_1^2}{2} + \frac{A_2^2}{2} + A_1 A_2 \cos(\delta_2);$$

$$\text{当 } \phi_2 = \pi \text{ 时, } RP_4 = \frac{A_1^2}{2} + \frac{A_2^2}{2} - A_1 A_2 \cos(\delta_2).$$

对上式求解分别有  $Q$  和  $I$ :

$$\begin{aligned} Q &= RP_1 - RP_2 = 2A_1 A_2 \sin(\delta_2) \\ I &= RP_3 - RP_4 = 2A_1 A_2 \cos(\delta_2) \end{aligned} \quad (7)$$

由  $Q, I$  的正负号以及  $Q/I$  的比值可得出两通道的相位差  $\delta_2$  为

$$\delta_2 = \text{atan}(\sin(\delta_2)/\cos(\delta_2)) \quad (8)$$

因此, 按照上述方法就实现了对通道间相位差的测量. 同理, 推导出多个通道(大于 4 个通道)相位差的求解公式如下:

$$\phi_i = \text{atan} \frac{C_i}{D_i} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \text{式中, } C_i &= -(\bar{P}'_2 - \bar{P}_2) - (\bar{P}'_3 - \bar{P}_3) - \dots \\ &\quad + (N-4)(\bar{P}'_i - \bar{P}_i) - \dots - (\bar{P}_N - \bar{P}_N), \\ D_i &= -(P'_2 - P_2) - (P'_3 - P_3) - \dots \\ &\quad + (N-4)(P'_i - P_i) - \dots - (P'_N - P_N). \end{aligned}$$

在式(9)中, 移相器的状态  $(H_n)_1 = 0; (H_n)_2 = \pi/2; (H_n)_3 = \pi; (H_n)_4 = 3\pi/2$ .  $P_i, P'_i, \bar{P}_i, \bar{P}'_i$  对应于移相器状态  $H_n, n = 1, 2, \dots, N$  时的功率电平. 在实际使用时, 按照上述相移值有规律的改变移相器的各种状态, 即可求解出  $N-1$  个未知的相移  $\phi_2, \phi_3, \phi_i, \dots, \phi_n$ . 当某一路通道(非参考通道)发生故障时, 对于合成信号功率而言, 类似于该故障通道不参与信号的矢量迭加. 因此该算法仍然有效.

## 2.2 相位差求解

由正切函数的性质可知, 按上述相位差公式求解的结果存在多值性. 因此, 需对结果进行修正. 考虑到求解的多值性, 式(9)通道间相位差  $\phi_i$  表示成如下形式:

$$(1) D_i > 0, \text{ 则 } \phi_i = \text{atan} \frac{C_i}{D_i}.$$

$$(2) D_i = 0; \text{ 当 } C_i > 0, \phi_i = 90^\circ; \text{ 当 } C_i < 0, \phi_i = -90^\circ.$$

$$(3) D_i < 0, C_i \geq 0, \text{ 则 } \phi_i = \text{atan} \frac{C_i}{D_i} + \pi.$$

$$(4) D_i < 0, C_i \leq 0, \text{ 则 } \phi_i = \text{atan} \frac{C_i}{D_i} - \pi.$$

由上述相位差公式可知, 移相器在  $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$  状态时的调整精度会影响相位差  $\phi_i$  的精度. 结合常用的移相器相移指标, 工作频率在 1.5GHz 时, 移相器量化步进一般为  $3^\circ$  左右. 按照这一相移精度对相位差估计精度的影响作了模拟. 结果表明, 在移相器移相精度为  $\pm 3^\circ$  时, 功率测量精度为 10% 时, 相位差的计算精度约为  $6^\circ$ . 因此, 完全可以满足大型相控阵天线波束合成和指向精度的要求.

## 3 性能分析

### 3.1 算法特点

由推导出的相位差式(9)可知, 校准方法没有涉及

不同通道幅度值的测量,而只是需要测量合路信号功率;并且合成功率也只需测量相对电平,而不用测量其绝对值.这些特点使得校准方法在实际应用时较为简单,易于工程实现.同时,这种校准方法的实质是通过合路信号的功率值求解通道间的相位差,无需进行相位的直接测量.而功率测量一般较为稳定可靠.因此,通过功率间接求解相位差使得校准算法较为稳健,这也是该方法可提高超越性方程组式(3)解稳定性的重要因素之一.值得一提的是,基于功率测量的相位校准方法在某些通道发生失效时(只要不是参考通道),校准获取的其他通道的相位差依然是正确的,不会发生故障扩散.因为发生故障的通道对合成信号功率无贡献.这样类似于合成通道减少了,测量的功率只是无故障通道的合路信号功率值.即故障通道对其他通道相位差的解不产生影响.因此该方法具有较强的鲁棒性.

另外,从校准原理可知,这种校准算法的处理速度较快,运算量较小,整个校准过程占用系统的时间开销很小.算法的校准精度与其他一些高精度方法<sup>[5]</sup>(如FFT方法)相比可能偏低,但足以满足一般相控阵天线的校准精度要求.由于校准方法是通过测量合成功率求解通道相位差,所以对相控阵天线的单通道是否可以独立工作没有要求.因此,相比于其他校准方法,相位干涉校准技术具有很好的通用性.

### 3.2 相移控制检测

在相控阵天线校准过程中,当对移相器控制相移

后,无法进行相移的确认(即无法判断控制的移相值和实际移相器的相移是否一致).从校准算法的角度出发,对相移控制后的通道再次进行功率法求解相位差,则可以实现对移相器相移值的检测控制.只是精度受限于移相器的量化误差,以及功率法测量的精度.另外,基于校准算法对相位差的可测量性,可以通过相移控制检测以实现设备的自检.因为当某个通道存在故障时,相应的相位差值会发生变化.当设备某个通道发生故障时,前后求解的相位差值存在较大差异性.因此,在设备自检处理时,可通过多次相位差的比较实现对通道是否正常工作的判别.

## 4 实验验证

实验验证采用8阵元的线阵进行相位干涉校准方法的外场试验.校准时系统工作频率为1.5GHz,移相器在该频点的相移步进为2.8°.天线与发射信号间距1.5km,满足校准的远场条件.通过功率测量设备获取8阵元合路后的信号功率.系统通道的幅度误差为1dB.选择通道1为参考通道.实验时先通过校准算法获取各个通道与参考通道的相位差;然后通过移相器进行相位的补偿,再进行功率测量以求解相位补偿后的通道相位差.实验过程中,为了降低测量误差,对相位差进行了三次测量.需要注意的是,本文提及的相位差为信道相位误差、阵元安装造成的相位误差、天线幅相响应引起的相位误差之和.相控阵校准前后的相位差值比对如表1所示,天线方向图如图1所示.

表1 校准前后的相位差表

相位差		$\phi_{21}$	$\phi_{31}$	$\phi_{41}$	$\phi_{51}$	$\phi_{61}$	$\phi_{71}$	$\phi_{81}$	
实验状态	校准前	No.1	4.9496	-27.3824	-12.6812	-29.2891	13.4575	0.3210	-5.2072
	相差(°)	No.2	10.7483	-26.6791	-10.7186	-32.6966	15.7540	10.7645	-8.7184
		No.3	12.1425	-19.7764	-7.4030	-27.7291	19.0292	8.9040	-10.1509
均方差(°)			3.8146	4.2030	2.6678	2.5404	2.8001	5.5707	2.5436
校准后	校准后	No.1	0.2955	-5.3800	-1.4142	2.5696	2.9957	-1.3637	4.2706
	相差(°)	No.2	1.8221	-4.8426	-4.6657	0.2413	1.4704	-6.3038	1.1785
		No.3	4.5555	0.1164	-3.5715	5.1001	5.5433	-1.4870	2.3477
均方差(°)			2.1583	3.0302	1.6545	2.4301	2.0577	2.8172	1.5613

由表1校准前相位差数据可得,校准前的相位差较大,最大的达到了32°.通过相位干涉校准法获取的三次相位差值相对较为一致,均方差较小,最大的仅为5.57°.采用外场校准方法进行相控阵天线相位差的测量,均方差小于6°的测量精度完全可以满足一般系统的要求.因此,采用相位干涉校准法获取相位差是可行的,且算法稳定性和相位差测量精度较高.而对校准后通道相位差数据分析可知,校准后的通道相位差都为很小的值,大部分都小于移相器的相移步进.所以进行相位补偿后实现了通道间的相位一致性.出现校准后

相位差大于相位的补偿步进的原因是功率测量误差所致.综上所述,相位干涉校准方法是正确的.

由图1可知,由于通道相位差的存在,校准前的天线方向图明显恶化.波束主瓣被展宽,波束指向和副瓣位置也发生了偏移,天线的零深值也出现了较大的浮动和改变.旁瓣电平被抬高到-8.2dB.而校准后的天线方向图明显改善,且指向和主旁瓣位置都较为精确,旁瓣电平只为-14.9dB.因此,采用相位校准对方向图的改善效果较为显著.这也有力的佐证了相位干涉校准方法可实现相控阵天线的相位高精度校准.

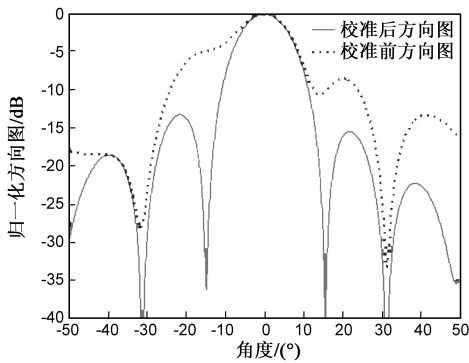


图1 校准前后的天线方向图

## 5 结论

通过深入分析相控阵天线的信号合成原理,本文研究了一种新的相控阵天线外场校准方法.从超定方程组求解的角度出发,推导了相位差的求解公式.该校准方法不用测量所有通道的幅相值,而只需对信号合成功率进行测量求解便可实现对通道相位差的测量,极大的提高了校准方法的工程实现性.对该校准方法的性能分析和外场实验表明,新校准方法可对天线系统的相位误差进行补偿,精度和可靠性较高,且具有很好的通用性.另外,采用该校准方法可实现对相控阵天线的故障检测和波束控制中的相位控制检测.因此,基于功率测量的相位干涉校准技术为实现相控阵天线的高精度波束指向、高增益提供了有力的技术支撑,是提升相控阵天线性能的一种重要手段.

## 参考文献

- [1] 李杰,高火涛,郑霞.相控阵天线的互耦和近场校准[J].电子学报,2005,33(1):119-122.  
LI Jie, GAO Huo-tao, ZHENG Xia. Mutual coupling analysis and calibration method of phased array antenna in near field [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(1): 119-122. (in Chinese)
- [2] 左平.有源相控阵雷达多通道幅相校准研究[J].现代雷

达,2009,31(10):14-16.

- ZUO Ping. A study on errors of multi-channel amplitude and phase calibration for active phased array antenna [J]. Modern Radar, 2009, 31(10): 14-16. (in Chinese)
- [3] 刘明昱,冯正和.分组旋转矢量法校正大规模相控阵天线[J].电波科学学报,2007,21(3):380-384.  
LIU Ming-gang, FENG Zheng-he. Combined rotating-element electric-field vector method for calibration of large-scale phased array antenna [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2007, 21(3): 380-384. (in Chinese)
- [4] 尚军平,傅德民,兰关军.相控阵天线换相测量方程解的不唯一性分析[J].电子测量与仪器学报,2008,22(3):1-4.  
Shang Junping, Fu Demin, Lan Guanjun. Analysis of un-unique solutions of phase-shift measurement equation for phased array antenna [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2008, 22(3): 1-4. (in Chinese)
- [5] 鲁加国,吴曼青,陈嗣乔.基于FFT的相控阵雷达校准方法[J].电波科学学报,2000,15(2):221-224.  
LU Jia guo, WU Man qing, CHEN Si qiao, FANG Zheng xin. A calibration method of phased array radar based on FFT [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2000, 15(2): 221-224. (in Chinese)

## 作者简介

沈文亮 男,1981年生于江苏淮安.现为中国电子科技集团公司第54研究所工程师,主要研究方向为阵列信号处理技术.目前在电子学报等核心刊物上发表多篇文章. E-mail: huaiyinshi1@sina.com

杨忠 男,1971年生于江苏徐州.现为中国电子科技集团公司第五十四研究所高级工程师.主要研究方向为信号处理技术.

陈建峰 男,1973年生于安徽灵璧.现为中国电子科技集团公司第五十四研究所高级工程师.主要研究方向为阵列信号处理技术.

李艳斌 男,1966年生于河北石家庄.现为中国电子科技集团公司第54研究所副总工程师,中国电子学会电子对抗分会高级会员.主要研究方向为电子对抗总体技术.