

doi: 10.3969/j.issn.1001-2400.2011.03.023

阵列天线相位中心的校准方法及误差分析

陈曦, 傅光, 龚书喜, 阎亚丽, 刘海凤

(西安电子科技大学 天线与微波技术重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 为精确标定阵列天线的相位中心, 提出一种校准阵列天线相位中心的方法. 首先推导出阵列天线相位方向函数与天线位置偏移量的关系式, 再根据阵列天线相位中心的定义和校准步骤, 运用最小二乘法计算出相位中心的精确值, 并对提出的校准方法进行了模拟实验验证. 实验证明该校准方法可以有效地计算出阵列天线相位中心的位置. 对计算结果的误差分析表明, 较宽的阵列天线波束宽度和较高的相位测量精度都可以提高相位中心的校准精度.

关键词: 阵列天线; 相位中心; 视在相心; 校准; 误差分析

中图分类号: TN821 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2011)03-0145-05

Study of calibration of the phase center of array antennas and its error analysis

CHEN Xi, FU Guang, GONG Shuxi, YAN Yali, LIU Haifeng

(Science and Technology on Antenna and Microwave Lab., Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: For calibrating the phase center (PC) of array antennas precisely, a calibration method on the PC of array antennas is proposed. Firstly, the relationship between the phase radiation pattern and the position offset of the array antennas is derived. Secondly, based on the definition of the phase center of the array antennas and the steps of calibration, the precise value of the phase center is calculated by the least square method (LSM). Then, the proposed calibration method is verified by simulation. The error analysis of the simulated results indicates that a wider half power beam width (HPBW) and a higher measurement accuracy can enhance the calibration accuracy of the phase center of array antennas.

Key Words: array antennas; phase center; apparent phase center; calibration; error analysis

阵列天线已经被广泛地应用于各种雷达系统^[1]. 随着对雷达系统的跟踪及定位性能要求的提高, 在某些情况下, 仅靠主瓣波束的幅度特性来搜索、定位已不能满足精度要求, 必须以阵列天线的相位中心为参考基准进行精确定位和测量^[2]. 对于寻找天线相位中心, 前人已进行了一些研究并得出一些有效的结论, 但大多数都是针对单天线的研究^[3,4], 如喇叭天线、对数周期天线等, 而关于阵列天线相位中心的研究甚少, 只有文献[5]稍有提及. 在研究对数周期天线的相位中心时, 笔者对直线阵相位中心存在的条件进行了研究, 得出了一些有意义的结论.

笔者将给出阵列天线的相位方向函数与相位中心的关系式, 并应用最小二乘法得出一套校准阵列天线相位中心的简便方法.

1 基本原理

在图1中, 阵列天线位于位置1和位置2时, 在远场会得到不同的场表达式. 若阵列天线的单元特性都相同, 阵列在无限远场的电场主极化分量均可表示为

收稿日期: 2010-05-04

作者简介: 陈曦(1983-), 男, 西安电子科技大学博士研究生, E-mail: chenxi1223@gmail.com.

$$E_{\text{array}} = C \cdot \bar{F}(\mathbf{r}_0) \cdot \frac{\exp(-jkr)}{r} \sum_{q=1}^n A(q) \cdot \exp\{j[k\rho_q \cdot \mathbf{r}_0 + \varphi(q)]\} \mathbf{u}_0 = |E_{\text{array}}| \exp[j\Psi(\mathbf{r}_0)] \mathbf{u}_0, \quad (1)$$

其中, C 是常数; $A(q)$ 、 $\varphi(q)$ 是阵列单元的加权幅度和相位; $\bar{F}(\mathbf{r}_0)$ 是单元的复方向函数, 包含幅度和相位信息; 波数 $k = 2\pi/\lambda$; r_q 是单元 q 到远场点的距离, \mathbf{r}_0 是 r 方向的单位矢量, \mathbf{u}_0 是电场的主极化方向单位矢量, 且有 $\mathbf{u}_0 \cdot \mathbf{r}_0 = 0$; ρ_q 是第 q 个单元在参考坐标系下的位置矢量; $\Psi(\mathbf{r}_0)$ 即阵列天线的相位方向函数. 设阵列天线从位置 1 到位置 2 的移动量为 \mathbf{M} , 则 $\rho'_q = \rho_q + \mathbf{M}$. 如图 1 所示, 结合表达式(1), 位置 1 和位置 2 的相位方向函数与天线位置的调整量 \mathbf{M} 满足^[6]

$$\Psi_2(\mathbf{r}_0) = \Psi_1(\mathbf{r}_0) + k\mathbf{M} \cdot \mathbf{r}_0. \quad (2)$$

阵列天线的相位中心是天上或其周围存在的一个点, 该点可使天线远场主瓣半功率波瓣宽度内的相位分布是一个常数. 实际上天线的相位分布都不会是一个常数, 所以定义一个可使天线远场主瓣半功率波瓣宽度内的相位分布最平坦的点, 称该点为视在相位中心, 简称视在相心. 一个天线不一定有相位中心, 但一定可以求出视在相心.

天线位于位置 1 时, 测量得到相位分布 $\Psi_1(\mathbf{r}_0)$. 将天线阵的几何中心移动 \mathbf{M} 后, 再次测量得到的 $\Psi_2(\mathbf{r}_0)$ 是最平坦的. 根据视在相心的定义, 式(2)中的 $\Psi_2(\mathbf{r}_0)$ 不是常数, 但可求出线性最小二乘意义^[7]下的最平坦值. 将式(2)写为

$$C + \Delta\Psi_2(\mathbf{r}_i) = \Psi_1(\mathbf{r}_i) + k\mathbf{M} \cdot \mathbf{r}_i, \quad (3)$$

其中, \mathbf{r}_i 是主瓣半功率波瓣宽度内的第 i 个方向的位移矢量, $1 \leq i \leq N$; $\Delta\Psi_2(\mathbf{r}_i)$ 是第 i 个方向上相位值的偏差量. 令

$$\varepsilon = \sum_{i=1}^N \Delta\Psi_2(\mathbf{r}_i) = \sum_{i=1}^N [\Psi_1(\mathbf{r}_i) + k\mathbf{M} \cdot \mathbf{r}_i - C]^2, \quad (4)$$

求出使 ε 最小的 \mathbf{M} 值, 即得到视在相心所在. 在图 2 所示的直角坐标系下, 有 $\mathbf{M} = x_m \mathbf{x}_0 + y_m \mathbf{y}_0 + z_m \mathbf{z}_0$, 则在主平面内, 式(4)可写为

$$\varepsilon = \sum_{i=1}^N [\Psi_1(\theta_i) + k(t_m \sin \theta_i + z_m \cos \theta_i) - C]^2, \quad (5)$$

其中, t_m 表示视在相心横向坐标; z_m 表示视在相心纵向坐标; 当 $\phi = 0^\circ$ 时, $t_m = x_m$; 当 $\phi = 90^\circ$ 时, $t_m = y_m$. 式(5)两边分别对 t_m 、 z_m 和 C 求导, 并令其为 0, 可得如下线性方程组:

$$\begin{cases} \frac{\partial \varepsilon}{\partial t_m} = k \sum \Psi_1(\theta_i) \sin \theta_i + t_m k^2 \sum \sin^2 \theta_i + z_m k^2 \sum \sin \theta_i \cos \theta_i - Ck \sum \sin \theta_i = 0, \\ \frac{\partial \varepsilon}{\partial z_m} = k \sum \Psi_1(\theta_i) \cos \theta_i + t_m k^2 \sum \sin \theta_i \cos \theta_i + z_m k^2 \sum \cos^2 \theta_i - Ck \sum \cos \theta_i = 0, \\ \frac{\partial \varepsilon}{\partial C} = \sum \Psi_1(\theta_i) + t_m k \sum \sin \theta_i + z_m k \sum \cos \theta_i - CN = 0, \end{cases} \quad (6)$$

解该方程组可得到视在相心所在.

2 模拟实验

为了验证上述校准方法的有效性和正确性, 在 HFSS 中分别建立了 8 元、14 元和 20 元的泰勒分布直线阵进行模拟仿真实验.

工作频率均为 340 MHz, 单元为半波振子, 单元间距为 0.7λ . 半波振子的相位中心位于振子的几何中心, 阵列模型是理想阵列, 不存在各种工程误差, 因此, 天线阵的相位中心应位于其几何中心. 为对计算结果进行比较, 实验前有意将几何

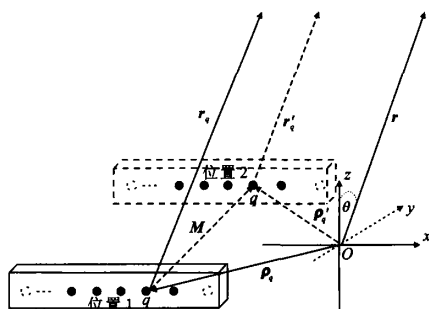


图1 阵列天线位置调整示意图

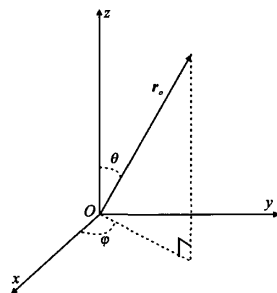


图2 坐标系示意图

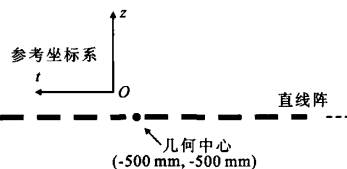


图3 天线阵位置示意图

中心偏离参考系原点,天线位置如图 3 所示. 在初始状态下,阵列天线的几何中心在参考系下的坐标为 $(-500\text{ mm}, -500\text{ mm})$,通过上述的校准方法计算出天线位置的调整量,进而移动天线以消除这一偏离量,使得远场相位分布最平坦.

在实验中,模拟仿真得到的相位值可以精确到 $1^{\circ}\times 10^{-15}$. 在实际测量中,由于受测量精度的限制,读数精度有限,因此读数时取精度为 0.1° 和 $1^{\circ}\times 10^{-3}$ 两种情况来作对比,计算结果记录在表 1 中. 表 1 中校准误差定义为

校准误差 = $[(100 \times | \text{理论值} - \text{计算值} |) / \text{理论值}] \%$,

校准误差越小,校准精度越高.

表 1 相位中心计算记录

阵列单元数	主瓣半功率波瓣宽度/ $(^{\circ})$	精度 0.1°			精度 $1^{\circ}\times 10^{-3}$		
		t_m/mm	z_m/mm	校准误差/ $\%$	t_m/mm	z_m/mm	校准误差/ $\%$
8	11.35	499.9	494.0	1.20	500.006	497.340	0.532
14	6.50	499.7	486.6	2.68	500.007	497.636	0.473
20	4.56	499.3	445.3	10.94	500.009	496.971	0.606

从表 1 中的数据可以看出,当相位值的读数精度为 0.1° 时,阵列单元数较小的阵列校准误差较小. 经过计算,3 种阵列的横向校准误差都远小于纵向校准误差. 当相位值的读数精度为 $1^{\circ}\times 10^{-3}$ 时,3 种阵列的校准误差都很小,且相差不多. 图 4 是 20 元直线阵在校准前和校准后主瓣内相位分布,经校准,主瓣半功率波瓣宽度内相位值的最大最小差仅为 0.1° .

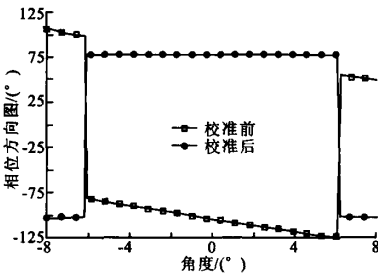


图 4 20 元线阵校准前后主瓣半功率波瓣宽度内相位分布

3 误差分析

3.1 横向分量和纵向分量的校准精度

在上面的实验中,计算值与理论值并不能完全重合,并且横向和纵向的校准精度差别很大,在此对其进行数学分析. 在直角坐标系下,式(2)可表示为

$\Psi_2(\theta) = \Psi_1(\theta) + t_m k \sin \theta + z_m k \cos \theta$, (7)

其中 $\Psi_1(\theta)$ 是已知量. 当相位随角度变化时,式(7)两边对 θ 求导可得

$\frac{d\Psi_2(\theta)}{d\theta} = t_m k \cos \theta - z_m k \sin \theta$. (8)

式(8)两边再分别对 t_m 和 z_m 求偏导可得

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 \Psi_2(\theta)}{\partial \theta \partial t_m} = k \cos \theta \\ \frac{\partial^2 \Psi_2(\theta)}{\partial \theta \partial z_m} = -k \sin \theta \end{cases}$$
 , (9)

式(9)表明 t_m 和 z_m 对 $\Psi_2(\theta)$ 变化量的影响是不一样的. 对于主瓣宽度较窄的阵列天线,即 θ 的取值都较小, t_m 对 $\Psi_2(\theta)$ 变化量的影响要远大于 z_m 对其的影响,即 t_m 对 $\Psi_2(\theta)$ 的变化量是敏感的,而 z_m 相对不敏感;波束宽度越小,这种敏感度的差异越大. 因此,对于窄波束的阵列天线,横向分量 t_m 容易确定,而纵向分量 z_m 不易确定;随着波束的展宽,纵向的校准精度会显著提高.

3.2 主瓣宽度对校准精度的影响

在实验中,不同单元数阵列天线的校准误差差别较大,笔者推断是由主瓣半功率波瓣宽度不同造成的,以下给出分析过程. 若在位置 1 时,阵列的相位中心位于参考系原点,则有 $\Psi_1(\theta) = C$, 式(7)可化为

$\Psi_2(\theta) = C + t_m k \sin \theta + z_m k \cos \theta$. (10)

分别考虑 t_m 及 z_m 对 $\Psi_2(\theta)$ 相位值的影响,得

$$\begin{cases} \Psi_2(\theta) = t_m k \sin \theta, \\ \Psi_2(\theta) = z_m k \cos \theta, \end{cases} \quad (11)$$

可知 t_m 主要造成主瓣内相位方向图的倾斜, z_m 主要造成主瓣内相位方向图的凹凸. 在半功率波束宽度 θ_{3dB} 范围内, 由 t_m 和 z_m 引起的 $\Psi_2(\theta)$ 的最大最小值的差 Δ 可分别表示为

$$\begin{cases} \Delta = t_m k \sin(\theta_{3dB}/2) - t_m k \sin(-\theta_{3dB}/2), \\ \Delta = z_m k (1 - \cos \theta_{3dB}/2), \end{cases} \quad (12)$$

因此, 可以推导出

$$\begin{cases} t_m = \frac{\Delta}{k \cdot 2 \sin(\theta_{3dB}/2)}, \\ z_m = \frac{\Delta}{k \cdot [1 - \cos(\theta_{3dB}/2)]}. \end{cases} \quad (13)$$

根据式(13), 得出在不同的 Δ 下 t_m 和 z_m 随 θ_{3dB} 的变化规律示于图5和图6.

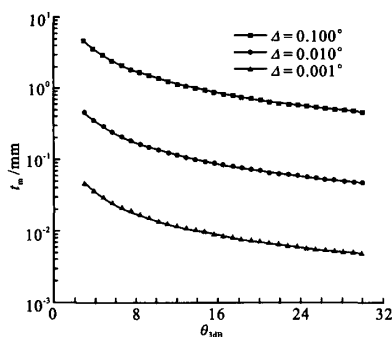


图5 t_m 随 θ_{3dB} 的变化规律

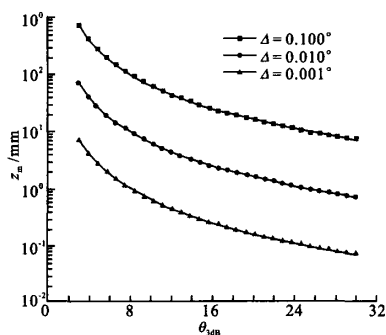


图6 z_m 随 θ_{3dB} 的变化规律

Δ 与测量精度和读数精度有关. 从图5和图6可以看出, 当 Δ 不为零时, 求出的相位中心并不是一个确定的点, 而是一个范围, 定义其为“视在相心区”, 只要相位中心的偏差不出这个范围, 都可满足相位值的平坦分布. 例如前节实验中的20元直线阵, 主瓣宽度为 4.56° , 若要求 $\Delta \leq 0.1^\circ$, 则 t_m 小于3.12 mm, z_m 小于304 mm即可. 实验中得到的 t_m 和 z_m 均可较好地落入此区域, 校准后的相位差也证明了这一点. 此外, 从图5和图6中还可看出, 随着主瓣半功率波束宽度的展宽以及 Δ 减小, 视在相心区都会逐渐缩小. 可以预见, 当 Δ 趋于0时, 这个范围将缩小为一个点, 即理想的相位中心.

在实际测量中, 测量精度是有限的, 并且存在测量误差. 对于阵列天线的窄波束, 相位中心很难惟一确定, 但通过文中测量方法得到的相位中心已经可使远场相位分布很平坦. 若要提高校准精度, 在波束宽度不再改变时, 提高测量精度是关键.

4 总 结

通过理论推导, 笔者提出了一种根据相位测量值校准阵列天线相位中心的方法, 并通过仿真实验对该方法进行了验证. 实验结果表明, 该方法可以有效地计算出相位中心的位置. 对实验结果的误差分析表明, 阵列天线相位中心的横向分量 (t_m) 比纵向分量 (z_m) 难确定, 这主要是由阵列天线的窄波束造成的, 但随着主瓣宽度的增加, 校准精度会提高, 同时, 提高测量精度和读数精度也可以提高校准精度.

参考文献:

- [1] 袁宏伟, 龚书喜, 王文涛. 一种分析大型阵列天线散射的新方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2010, 37(1): 113-118.
Yuan Hongwei, Gong Shuxi, Wang Wentao. New Method for Analysis of Scattering of the Large Array Antenna [J]. Journal of Xidian University, 2010, 37(1): 113-118.
- [2] 尚军平, 傅德民, 邓颖波. 天线相位中心的精确测量方法研究[J]. 西安电子科技大学学报, 2008, 35(4): 673-677.

- Shang Junping, Fu Demin, Deng Yingbo. Research on the Accurate Measurement Method for the Antenna Phase Center [J]. Journal of Xidian University, 2008, 35(4): 673-677.
- [3] Cruz J L, Gimeno B, Navarro E A, et al. The Phase Center Position of a Microstrip Horn Radiating in an Infinite Parallel-Plate Waveguide [J]. IEEE Trans on AP, 1994, 42(8): 1185-1188.
- [4] 唐璞, 李欣, 王建, 等. 计算天线相位中心的移动参考点法[J]. 电波科学学报, 2005, 20(6): 725-728.
Tang Pu, Li Xin, Wang Jian, et al. Calculation of Phase Center for the Antenna with the Method of Moving Reference Point [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(6): 725-728.
- [5] 金元松, 任晓飞, 冀海鸣, 等. 对数周期偶极子天线全空间可变相位中心[J]. 电波科学学报, 2007, 22(2): 229-233.
Jin Yuansong, Ren Xiaofei, Ji Haiming, et al. Variable Phase Center of the Log-periodic Dipole Antenna in Full Space [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2007, 22(2): 229-233.
- [6] 陈曦, 傅光, 龚书喜, 等. 阵列天线相位中心的计算与分析[J]. 电波科学学报, 2010, 25(2): 330-335.
Chen Xi, Fu Guang, Gong Shuxi, et al. Calculation and Analysis of Phase Center on Array Antennas [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2010, 25(2): 330-335.
- [7] 梁昌洪. 从实验数据处理谈起[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1996: 18-19.

(编辑: 郭 华)

(上接第139页)

- [3] Wang Y, Yedidia J S, Draper S C. Construction of High-Girth QC-LDPC Codes [C]//5th International Symposium on Turbo Codes and Related Topics. Lausanne: IEEE, 2008: 180-185.
- [4] Tao Xiongfei, Liu Weizhong, Zou Xuecheng. On the Construction of Low-Density Parity-Check Codes with Girth 10 [J]. International Journal of Electronics and Communications, 2009, 63(8): 689-694.
- [5] O'Sullivan M E. Algebraic Construction of Sparse Matrices with Large Girth [J]. IEEE Trans on Inform Theory, 2006, 52(2): 718-727.
- [6] Hagiwara M, Nuida K, Kitagawa T, et al. On Minimal Length of Quasi Cyclic LDPC Codes with Girth 6 [C]//Proc IEEE ISITA. Seoul: IEEE, 2006: 103-108.
- [7] Hagiwara M, Fossorier M P C, Kitagawa T, et al. Smallest Size of Circulant Matrix for Regular $(3, L)$ and $(4, L)$ Quasi-Cyclic LDPC Codes with Girth 6 [J]. IEICE Trans on Fundamentals, 2009, E92-A(11): 2891-2894.
- [8] Colbourn C J, Dinitz J H. Handbook of Combinatorial Designs [M]. Second Ed. Boca Raton: CRC Press, 2006.

(编辑: 高西全)

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)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)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力和专注于微波、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)，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>