

# 两维数字阵列雷达的数字单脉冲测角方法

朱 伟, 陈伯孝, 周 琦

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

**摘 要:** 研究了两维数字阵列雷达的数字单脉冲测角方法, 分析了基本单脉冲测角过程中存在的问题, 提出了改进的数字单脉冲测角方法。该方法在差波束形成过程中考虑了不同工作频率、不同波位的天线等效孔径的变化。针对测角误差信号的非线性特征, 在根据误差信号计算目标角度时采用了多阶多项式拟合的方法, 给出了数字阵列雷达中数字单脉冲测角的详细过程。计算机仿真和实测结果表明, 此方法具有良好的测角性能, 减少了对单脉冲测量误差曲线的存储要求, 适合于工程实际应用。

**关键词:** 数字阵列雷达; 数字单脉冲测角; 数字波束形成; 天线阵等效孔径

中图分类号: TN 911.7

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2011.07.14

## Angle measurement method with digital monopulse for 2-dimensional digital array radar

ZHU Wei, CHEN Bai-xiao, ZHOU Qi

(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** The angle measurement method with digital monopulse for 2-dimensional digital array radar is studied. The problems in the process of digital monopulse measurement are analyzed and an improved angle measurement method with digital monopulse is proposed. The variations of equivalent aperture of antenna array with different frequencies and different beam positions are taken into account in the process of difference patterns synthesis. A multi-order polynomial fitting method is adopted to calculate the target's angle according to the angle error signal whose characteristic is nonlinear. The detailed process of angle measurement method with digital monopulse for digital array radar is given. The simulation results and the actual measurements show that the method has a good performance in angle estimate. Because of the less memory needed by the error curves, the method is suitable for the project.

**Keywords:** digital array radar; digital monopulse measurement of angle; digital beamforming; equivalent aperture of antenna array

## 0 引 言

单脉冲偏轴测角是雷达的一项成熟技术。它通常利用一种特殊的天线馈电使得只需一个单脉冲就可产生四个波束, 并通过天线或射频前端的混合器形成“和波束”、“方位差波束”和“仰角差波束”<sup>[1]</sup>。对于两维数字阵列雷达, 天线单元多达数百个, 天线孔径较大, 不能采用微波网络形成单脉冲跟踪和、差波束, 只能通过数字信号处理形成和、差波束, 因此称之为数字单脉冲测量。文献[2-3]对大型阵列天线的单脉冲技术从和、差波束优化照射函数、降低副瓣等方面进行了深入研究。文献[4-6]分别提出了使用邻近分割方法(contiguous partition method, CPM)和树形搜索等

智能算法来优化和差波束。文献[7-8]分析了传统单脉冲测角的角分辨力问题。传统单脉冲测量是通过查找误差曲线表来进行测量, 由于两维数字阵列雷达在方位和仰角两维的波束数较多、工作频点数较多, 各波束天线等效孔径的不同会带来测角误差, 且如果按照传统单脉冲测角方式来进行单脉冲测量, 需要对每一个频点、每一个波束都建立一个单脉冲测角误差曲线表, 势必给雷达数据处理带来很大负荷<sup>[9]</sup>。例如, 美国研制的“猛禽”(F-22)上的 APG-77 多功能相控阵雷达、俄罗斯“顿河”-2 型相控阵雷达等采用频率分组、扫描角分区加修正等处理方法进行折中, 但测角精度均不高。为此本文根据基本单脉冲测角的思想, 考虑到不同频点、不同波束的天线等效孔径的差别和测角误差信

收稿日期: 2010-07-09; 修回日期: 2010-11-24。

基金项目: 国家自然科学基金(61001209); 中央高校基本科研业务费专项资金(JY10000902010); 航空科学基金(20100181010)资助课题

作者简介: 朱伟(1987-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为数字化雷达和阵列信号处理。E-mail: zw02031144@yahoo.com.cn

号的非线性特征,研究了一种改进的两维阵列的全数字化单脉冲测角方法,给出计算机仿真结果,分析其性能,最后给出实测结果。

### 1 两维数字阵列雷达及其基本单脉冲测角过程

对  $M$  行、 $N$  列的两维数字阵列雷达及其数字阵列模块 (digital array module, DAM) 的组成如图 1 所示,包括  $M \times N$  个 DAM,每个 DAM 包括相互独立的射频激励的数字直接产生器 (direct digital synthesizer, DDS)、功放、收发开关、A/D 变换及中频正交采样等, $N$  路基带 I、Q 信号经光电通信模块至一根光纤,再对  $M$  行光纤信号经光复用模块至一根光纤输出。同步、时钟基准、波控信息等经光纤发送给各 DAM。数字接收机将各路天线接收信号经收发开关、滤波后的信号直接进行 A/D 变换、数字正交采样,而不需要混频器。光复用模块将  $M$  路光纤传输的基带 I、Q 信号复用到一根光纤,下传给光端机;同时将一根光纤上传的波控信息等分发给各 DAM。单元天线为水平极化的耦极子天线。通过控制各个 DDS 的初始相位,实现发射波束在两维空间的扫描<sup>[10-11]</sup>。该数字阵列雷达的发射波束是在空间合成的,而不需要大功率的合成器和移相器,这是它与常规相控阵雷达的最主要区别。其接收波束是在信号处理中通过数字波束形成得到的。

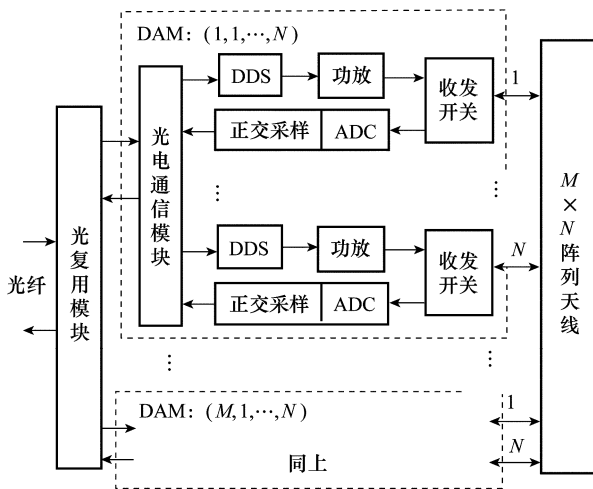


图 1 两维数字阵列雷达及其 DAM 组成示意图

图 2 为垂直放置和倾斜放置的阵列天线的坐标系图。假设天线阵列垂直放置,建立坐标系  $XYZ$ ,坐标系  $X$  轴为阵列的法线方向,坐标系  $YOZ$  平面为阵面,坐标系  $XYZ$  如图 2(a) 所示。对任一目标  $T$ ,其球面坐标 (距离  $R$ ,方位  $\theta$ ,仰角  $\varphi$ ) 对应的直角坐标为

$$\begin{bmatrix} x_T \\ y_T \\ z_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R \cos \varphi \cos \theta \\ R \cos \varphi \sin \theta \\ R \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (1)$$

而实际中由于天线阵面较大,天线阵面通常倾斜一定

角度  $A$ ,因此将坐标系  $XYZ$  沿  $OY$  轴倾斜角度  $A$  得到倾斜坐标系  $X_1Y_1Z_1$ ,倾斜坐标系如图 2(b) 所示。

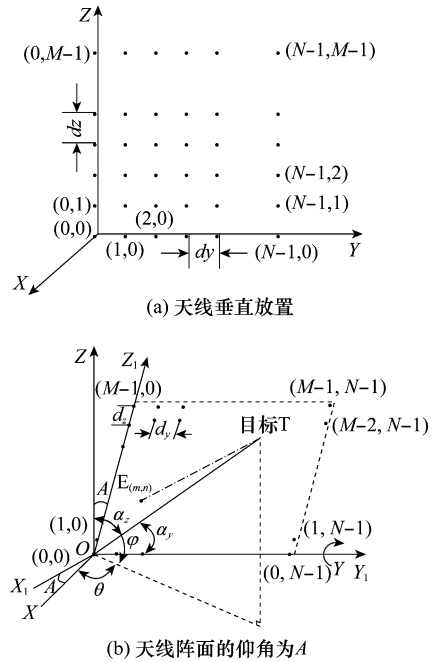


图 2 阵列天线的坐标系

在阵列中第  $(m, n)$  阵元  $E_{(m,n)}$ ,在  $XYZ$  坐标系中的坐标  $(x, y, z)_{(m,n)}$  与在  $X_1Y_1Z_1$  坐标系中的坐标  $(x_1, y_1, z_1)_{(m,n)}$  的对应关系为<sup>[12]</sup>

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}_{(m,n)} = \begin{bmatrix} \cos A & 0 & -\sin A \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin A & 0 & \cos A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix}_{(m,n)} \quad (2)$$

假设阵列天线在水平维和垂直维的间距分别为  $d_y$  和  $d_z$ ,则在  $X_1Y_1Z_1$  坐标系中阵元  $E_{(m,n)}$  的坐标为

$$[x_1, y_1, z_1]_{(m,n)} = [0, nd_y, md_z] \quad (3)$$

式中,  $m=0 \sim M-1, n=0 \sim N-1$ 。

则式 (2) 中阵元  $E_{(m,n)}$  在  $XYZ$  坐标系中的坐标为

$$[x, y, z]_{(m,n)} = [-md_z \sin A, nd_y, md_z \cos A] \quad (4)$$

在远场情况下,目标距离远大于天线阵的孔径,目标  $T$  到达阵元  $E_{(m,n)}$  相对于到达阵列坐标原点  $O$  的波程差为

$$\Delta R_{m,n} = |TO| - |TE_{(m,n)}| =$$

$$R - \sqrt{(x_T - x_{(m,n)})^2 + (y_T - y_{(m,n)})^2 + (z_T - z_{(m,n)})^2} \approx nd_y \cos \varphi \sin \theta + md_z (\sin \varphi \cos A - \cos \varphi \cos \theta \sin A) \quad (5)$$

因此,阵列的导向矩阵可表示为

$$A(\theta, \varphi) = \mathbf{a}_z(\theta, \varphi) \cdot [\mathbf{a}_y(\theta, \varphi)]^T \quad (6)$$

式中

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_y(\theta, \varphi) &= [1, e^{jkd_y \cos \varphi \sin \theta}, \dots, e^{jk(N-1)d_y \cos \varphi \sin \theta}]^T \\ \mathbf{a}_z(\theta, \varphi) &= [1, e^{jkd_z (\sin \varphi \cos A - \cos \varphi \cos \theta \sin A)}, \dots, \\ &\quad e^{jk(M-1)d_z (\sin \varphi \cos A - \cos \varphi \cos \theta \sin A)}]^T \end{aligned}$$

分别为行天线和列天线的方向矢量。  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  为波数,  $\lambda$  为波

长;  $[\ ]^T$  表示转置。

在数字波束形成(digital beamforming, DBF)过程中, 整个阵列的加权矩阵为

$$\mathbf{W}(\theta, \phi) = [\mathbf{w}_z \mathbf{w}_y^T] \odot \mathbf{A}(\theta, \phi) = [\mathbf{w}_z \odot \mathbf{a}_z(\theta, \phi)] \cdot [\mathbf{w}_y \odot \mathbf{a}_y(\theta, \phi)]^T \quad (7)$$

式中,  $\mathbf{w}_z$ 、 $\mathbf{w}_y$  分别为控制仰角维和方位维副瓣电平的窗函数矢量, 通常采用泰勒函数;  $\odot$  表示点积。

根据单脉冲测角原理<sup>[1]</sup>, 在方位维进行单脉冲测量时, 需要在  $(\theta + \delta_\theta, \varphi)$  和  $(\theta - \delta_\theta, \varphi)$  方向形成两个波束, 再相减得到差波束, 因此方位差波束的加权矩阵为

$$\mathbf{W}_{\theta, \Delta}(\theta, \phi) = [\mathbf{w}_z \mathbf{w}_y^T] \odot [\mathbf{A}(\theta - \delta_\theta, \phi) - \mathbf{A}(\theta + \delta_\theta, \phi)] \quad (8)$$

式中,  $\delta_\theta$  通常为方位波束宽度的一半。天线水平维的孔径为  $L = N \cdot d_y$ , 则在波束指向为  $(\theta, \varphi)$  方向的等效孔径为  $L \cdot \cos \theta \cos \varphi$ , 则两个波束的交叉角  $\delta_\theta$  应取

$$\delta_\theta \approx \frac{0.443 \cdot \lambda}{L \cdot \cos \theta \cdot \cos \varphi} \quad (9)$$

另外, 形成差波束的两个波束指向为  $(\theta + \delta_\theta, \varphi)$  和  $(\theta - \delta_\theta, \varphi)$ , 图 3 中虚线给出了  $\theta = 40^\circ$  时形成的差波束, 可知差波束的零点不在波束指向中心方向, 这将带来测角误差。这种现象产生的机理是这两个波束的等效孔径不同造成的。为了保证差波束的零点在波束中心, 在这种等距线阵的阵列数字波束形成过程中差波束的两个波束指向不应该以  $\theta$  为中心对称, 假定两个波束指向分别为  $(\theta + \delta_{\theta, 1}, \varphi)$  和  $(\theta - \delta_{\theta, 2}, \varphi)$ , 其中

$$\delta_{\theta, 1} = \delta_\theta - D_\theta, \quad \delta_{\theta, 2} = \delta_\theta + D_\theta \quad (10)$$

式中,  $D_\theta$  表示上述差波束零点偏离波束中心的程度, 主要取决于波束指向偏离阵列法线方向的大小。从图 3 中虚线可得出  $D_\theta = 0.1^\circ$ 。图 3 中实线给出了修正后的差波束, 可见修正后的差波束零点指向波束中心。

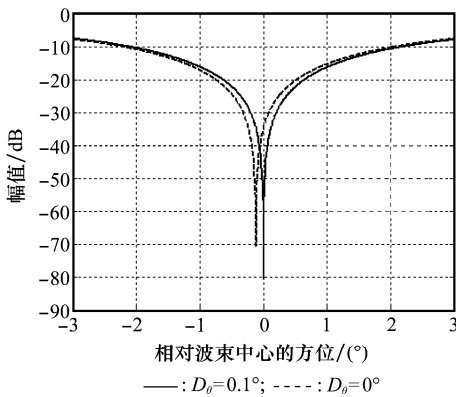


图 3 某一波束指向对应的差波束

由此可见, 在两维面阵中, 若采用基本的单脉冲测角原理进行方位测量, 方位差波束的加权矩阵需要在  $(\theta + \delta_\theta, \varphi)$  和  $(\theta - \delta_\theta, \varphi)$  两个方向计算, 并且在不同的方向、不同的工作频段  $\delta_\theta$  的取值也不完全相同。

## 2 基于窗函数的单脉冲测角方法

在天线设计中, Bayliss 分布是一种典型的差分布<sup>[13]</sup>。它让阵列左右两边单元的相位互相反相形成差波瓣, 同时降低差波瓣的副瓣电平。因此, 工程实现时采用不同的窗函数形成和、差波束。和波束、方位差波束、仰角差波束的加权矩阵可分别表示为

$$\mathbf{W}_z(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} \cdot & & & \cdot \\ & \tau w_{m,n}^z & & \\ & & \cdot & \\ \cdot & & & \cdot \end{bmatrix}_{M \times N} = [\mathbf{w}_z \odot \mathbf{a}_z(\theta, \phi)] \cdot [\mathbf{w}_y \odot \mathbf{a}_y(\theta, \phi)]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{W}_{\theta, \Delta}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} \cdot & & & \cdot \\ & \tau w_{m,n}^{\theta, \Delta} & & \\ & & \cdot & \\ \cdot & & & \cdot \end{bmatrix}_{M \times N} = [\mathbf{w}_z \odot \mathbf{a}_z(\theta, \phi)] \cdot [\mathbf{w}_{y, \Delta} \odot \mathbf{a}_y(\theta, \phi)]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{W}_{\phi, \Delta}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} \cdot & & & \cdot \\ & \tau w_{m,n}^{\phi, \Delta} & & \\ & & \cdot & \\ \cdot & & & \cdot \end{bmatrix}_{M \times N} = [\mathbf{w}_{z, \Delta} \odot \mathbf{a}_z(\theta, \phi)] \cdot [\mathbf{w}_y \odot \mathbf{a}_y(\theta, \phi)]^T \quad (13)$$

式中

$$\mathbf{w}_y = [\omega_y(1), \omega_y(2), \dots, \omega_y(N)]^T$$

$$\mathbf{w}_z = [\omega_z(1), \omega_z(2), \dots, \omega_z(M)]^T$$

分别为和波束在方位维和仰角维控制副瓣电平所采用的泰勒窗函数矢量<sup>[13]</sup>, 以  $\mathbf{w}_y$  为例

$$\omega_y(k) = 1 + 2 \sum_{m=1}^{n-1} F_m \cos \left[ \pi m \left( \frac{2k - N - 1}{N - 1} \right) \right], \quad 1 \leq k \leq N \quad (14)$$

式中

$$F_m = F_{-m} = \frac{0.5 (-1)^{m+1}}{\prod_{n=1}^{n-1} (1 - m^2/n^2)}$$

$$\prod_{n=1}^{n-1} \left[ 1 - \frac{m^2}{\delta^2 (A^2 + (n - 1/2)^2)} \right], \quad 0 < m < \bar{n}$$

否则为零;  $\bar{n}$  为等副瓣电平个数;  $N$  为天线个数;  $\delta$  为膨胀系数,  $\delta = \frac{\bar{n}}{\sqrt{A^2 - (\bar{n} - 0.5)^2}}$ ;  $A = \frac{1}{\pi} \text{arcosh } \xi$ ,  $\xi$  为主副瓣比。

$$\mathbf{w}_{y, \Delta} = [\omega_{y, \Delta}(1), \omega_{y, \Delta}(2), \dots, \omega_{y, \Delta}(N)]^T$$

$$\mathbf{w}_{z, \Delta} = [\omega_{z, \Delta}(1), \omega_{z, \Delta}(2), \dots, \omega_{z, \Delta}(M)]^T$$

分别为形成方位差波束、仰角差波束所采用的 Bayliss 窗函数矢量<sup>[13]</sup>, 以方位为例

$$\omega_{y, \Delta}(k) = \sum_{m=0}^{n-1} B_m \sin \left[ \pi \cdot (m + 0.5) \cdot \left( \frac{2k - N - 1}{N - 1} \right) \right] \quad 1 \leq k \leq N \quad (15)$$

$\bar{n}$  为副瓣区内零点个数

$$\sigma = \frac{\bar{n} + 0.5}{\sqrt{A^2 - (\bar{n})^2}}, \quad z_n = \begin{cases} \pm \Omega_n, & n = 1, 2, 3, 4 \\ \pm (A^2 + n^2)^{1/2}, & n = 5, 6, \dots \end{cases}$$

$B_m$  如下所示

$$B_m = \begin{cases} \frac{1}{2^j} (-1)^m (m+0.5)^2 \frac{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left\{ 1 - \frac{[m+0.5]^2}{[\sigma z_n]^2} \right\}}{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left\{ 1 - \frac{[m+0.5]^2}{[n+0.5]^2} \right\}}, & m = 0, 1, 2, \dots, \bar{n}-1 \\ 0, & m \geq \bar{n} \end{cases}$$

系数  $A$  和  $\Omega_n$  无法用闭式表达, Bayliss 将这 5 个系数用一个针对副瓣电平  $SL_{dB}$  的五阶多项式表示

$$A = \sum_{n=0}^4 C_n [-SL_{dB}]^n \quad \Omega_m = \sum_{n=0}^4 C_n [-SL_{dB}]^n, \quad m = 1, 2, 3, 4$$

表 1 多项式系数表

| 多项式系数      | $C_0$        | $C_1$         | $C_2$         | $C_3$         | $C_4$        |
|------------|--------------|---------------|---------------|---------------|--------------|
| $A$        | 0.303 875 30 | -0.050 429 22 | -0.000 279 89 | -0.000 003 43 | -0.000 000 2 |
| $\Omega_1$ | 0.985 830 20 | -0.033 388 50 | 0.000 140 64  | 0.000 001 90  | 0.000 000 1  |
| $\Omega_2$ | 2.003 374 87 | -0.011 415 48 | 0.000 415 90  | 0.000 003 73  | 0.000 000 1  |
| $\Omega_3$ | 3.006 363 21 | -0.006 833 94 | 0.000 292 81  | 0.000 001 61  | 0.000 000 0  |
| $\Omega_4$ | 4.005 184 23 | -0.005 017 95 | 0.000 217 35  | 0.000 000 88  | 0.000 000 0  |

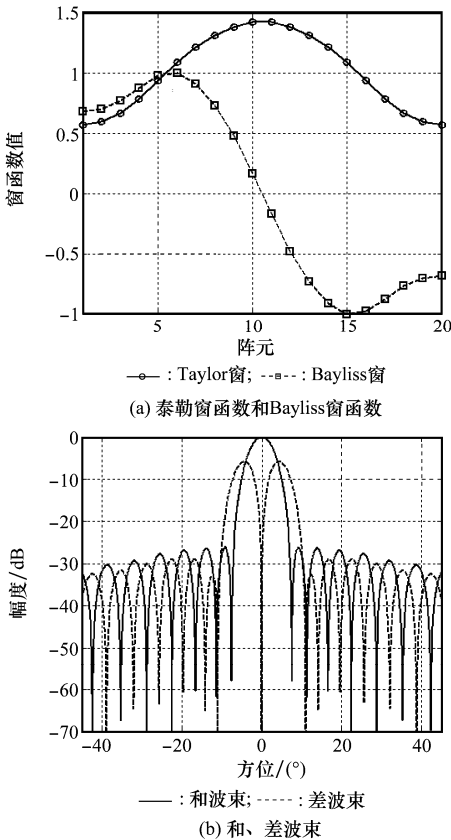


图 4 不同阵元数时的泰勒窗函数和 Bayliss 窗函数

假设第  $(m, n)$  阵元接收信号为  $s_{m,n}(t)$ , 则 DBF 输出的和波束、方位差波束信号分别为

$$x_{\Sigma}(t; \theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \omega_{m,n}^{\Sigma} \cdot s_{m,n}(t) \quad (16)$$

$$x_{\theta,\Delta}(t; \theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \omega_{m,n}^{\theta,\Delta} \cdot s_{m,n}(t) \quad (17)$$

然后提取归一化方位误差信号

$$E_{\theta} = \frac{\text{imag}[x_{\Sigma} \cdot x'_{\theta,\Delta}]}{|x_{\Sigma}|^2} \quad (18)$$

多项式系数  $C_n$  见表 1<sup>[14]</sup>, 这里  $SL_{dB}$  只取 {15, 20, 25, 30, 35, 40}。图 4 给出了阵元数为 20, 副瓣电平分别为 25 dB、20 dB 的泰勒窗函数和 Bayliss 窗函数, 由图 4(a) 的窗函数分别形成的和、差波束如图 4(b) 所示。

式中,  $\text{imag}[\ ]$  表示取信号的虚部; 上标 ' 表示取共轭。图 5 为在不同波束指向(方位  $\theta = -45^\circ, -30^\circ, 0^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ , 仰角  $\varphi = 15^\circ$ ) 时的归一化方位误差曲线, 其中图 5(a) 给出了使用式(18)计算的归一化误差曲线。从图可见, 在不同波束指向, 误差信号的斜率不同, 这是由于在不同方向的天线等效孔径不同而造成的。

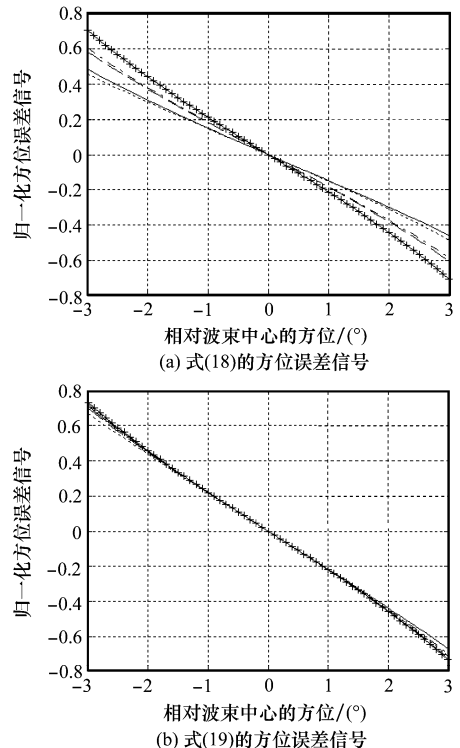


图 5 方位误差曲线

工程实际中将采用两种方法得到目标的方位: 一是查表法, 即预先根据不同的频点、不同的波束指向, 建立误差电压表, 再根据误差电压值查表得到目标相对于波束中心  $(\theta, \varphi)$  的方位  $\Delta\theta$ , 这种方法需要大量的存储空间而且存在由于量化而带来的测角误差; 二是近似计算法, 即根据误差曲线的近似

线性关系, 得到误差信号与误差电压的数学关系, 再根据误差电压计算目标相对于波束中心  $(\theta, \varphi)$  的方位  $\Delta\theta_0$ , 从而得到目标的方位, 这种方法由于误差曲线的非线性而存在测量误差。

针对二维数字阵列而言, 阵元数有数百个, 在两维空间也有数百个波束, 并且雷达一般有数十个频点。对第一种方法而言, 需要存储数万条甚至几十万条误差曲线, 例如: 假设在方位维有 19 个波束, 在仰角维有 10 个波束, 雷达波束宽度为  $5^\circ$ , 按  $0.1^\circ$  量化间隔存储误差曲线, 对 43 个频点误差曲线共需要存储 408 500 个数据, 需要的存储量较大, 而且由于量化间隔较大造成的测角误差也较大。所以在工程上常采用第二种方法, 只需要存储每条误差曲线的斜率。

为了减少工程实际时需要存储的误差曲线表, 根据式(9)和式(18), 提取误差信号时考虑到等效孔径的变化, 一种改进的归一化方位误差信号提取方法为

$$E_\theta = \frac{\text{imag} [x_\Sigma \cdot x'_{\theta,\Delta}]}{\cos \theta \cos \phi \cdot |x_\Sigma|^2} \quad (19)$$

式中,  $(\theta, \varphi)$  为目标所在波位的波束指向。在不同波束指向使用式(19)计算的归一化误差曲线如图 5(b) 所示, 在不同方向的误差信号基本重叠, 在工程上可以近似用一条误差曲线(如阵列法线方向)表示。根据误差信号的近似线性关系, 假设误差信号的斜率的倒数为  $K_\theta$ , 则根据误差电压  $E_\theta$  计算相对于波束中心  $(\theta, \varphi)$  的方位

$$\Delta\theta_0 = K_\theta \cdot E_\theta \quad (20)$$

从而得到目标的方位  $\theta_0 = \theta + \Delta\theta_0$ 。这种方法由于误差曲线的非线性而存在较小的测量误差。为了进一步减小测角误差, 对误差曲线取三阶拟合, 可以利用 MATLAB 中的 polyfit() 函数, 得到误差信号的多项式拟合系数  $\{K_1, K_2, K_3, K_4\}$ 。然后根据误差电压  $E_\theta$  计算目标的相对方位

$$\Delta\theta_0 = K_1 E_\theta^3 + K_2 E_\theta^2 + K_3 E_\theta + K_4 \quad (21)$$

作为平面阵列雷达, 方位需要在  $\pm 45^\circ$  或  $\pm 60^\circ$  范围内工作, 可以根据波束宽度划分为若干个波位; 并且雷达通常有多个工作频点。这里假设在方位维有  $J$  个波位和  $K$  个频点, 因此共有  $(J \cdot K)$  组多项式拟合系数。根据波束在方位上的指向, 计算各波位的差波束修正角  $D_\theta$ 。综上所述, 平面阵列雷达的全数字单脉冲测角过程如下:

(1) 初始化: 针对各个频点、各个波位, 事先计算好误差信号的多项式拟合系数。输入某一波束指向角(方位, 仰角)为  $(\theta, \varphi)$  和某一频点对应的波长  $\lambda_k$ ;

(2) 根据方位  $\theta$  设置的  $D_\theta$ , 按式(9)和式(10)计算形成差波束的两个波束指向角  $(\theta + \delta_{\theta,1}, \varphi)$  和  $(\theta - \delta_{\theta,2}, \varphi)$ ;

(3) 针对不同的波束指向, 按式(11)~式(13)计算和波束、方位差波束、仰角差波束的权值;

(4) 对接收信号, 按式(16)和式(17)形成和波束、方位差波束、仰角差波束, 然后对和、差波束的输出分别进行脉压、MTI/MTD 等处理, 再对和通道进行目标检测;

(5) 按式(19)对目标所在距离单元计算归一化误差信号, 按式(21)计算目标的相对方位  $\Delta\theta_0$ , 则目标的实测方位为  $\theta_0 = \theta + \Delta\theta_0$ 。

以上主要讨论方位维的测量。对仰角, 在高仰角区也可以采用类似的方法形成仰角差波束, 并提取仰角误差信号, 从而对目标的仰角进行数字单脉冲测量, 而在低仰角区, 由于多径的影响, 需要采用超分辨、波瓣分裂等方法进行仰角和目标高度的测量。

### 3 性能分析与计算机仿真

影响数字单脉冲测角性能<sup>[15-16]</sup>的主要因素是信噪比(signal noise ratio, SNR)和各通道间的幅相误差。参照常规单脉冲雷达, 数字单脉冲测角精度<sup>[1]</sup>为

$$\delta_{\Delta\theta} = \frac{\theta_{3\text{dB}}}{2 \sqrt{(M \cdot N) \cdot \text{SNR}}} \quad (22)$$

式中,  $\theta_{3\text{dB}}$  为半功率波束宽度; SNR 为单元天线接收信号的信噪比;  $(M \cdot N)$  表示整个阵列 DBF 处理的增益。

假设波束指向角  $(\theta, \varphi) = (45^\circ, 2^\circ)$ , 目标的相对方位  $\Delta\theta_0$  分别为  $-2.5^\circ$  和  $-1.5^\circ$ 。图 6 给出了在不同 SNR 下对方位 100 次独立测量的均方根误差, 横坐标 SNR 为单元天线接收信号的信噪比(没有考虑脉压等处理对 SNR 的增益)。从图中可以看出, 本文提出的改进单脉冲测角方法的均方根误差要比基本单脉冲测角方法的均方根误差小, 并且只要各接收通道的 SNR 达到 5 dB, 改进方法的方位测量精度小于  $0.2^\circ$ , 可以满足米波雷达对方位测量精度的要求。

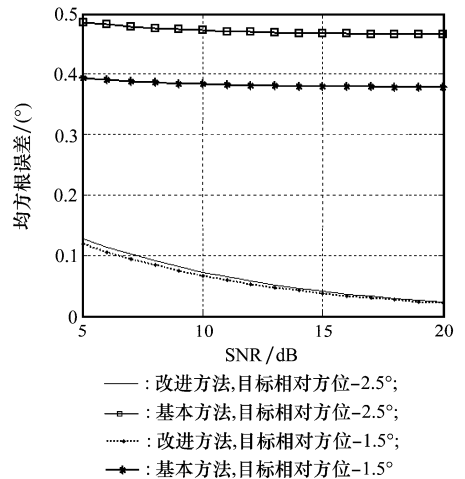


图 6 不同 SNR 下测量的均方根误差

图 7 给出了各接收通道幅相误差对改进方法测角性能的影响, 在此主要考虑相位误差对单脉冲测角的影响, 相位误差为均匀分布。可见接收校正后只要通道的相位误差不超过  $7^\circ$ , 方位测量的均方根误差就不超过  $0.01^\circ$ 。

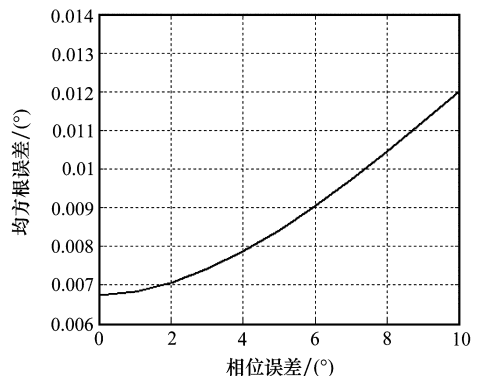


图 7 幅相误差对数字单脉冲测量的影响

### 4 实际测试结果

图 8 给出了某雷达采用本文给出的单脉冲测角方法,

得到的目标方位和仰角实际测量结果。以二次雷达给出的目标方位和仰角为真值,经计算,该航线目标的方位和仰角测量的均方根误差分别为  $0.43^\circ$  和  $0.17^\circ$ 。需要注意的是,

米波雷达由于多径的影响,利用单脉冲测量仰角时只适合于对仰角大于一个波束宽度以上目标进行测量<sup>[17]</sup>,低仰角需要采用其他方法<sup>[18-20]</sup>进行测量。

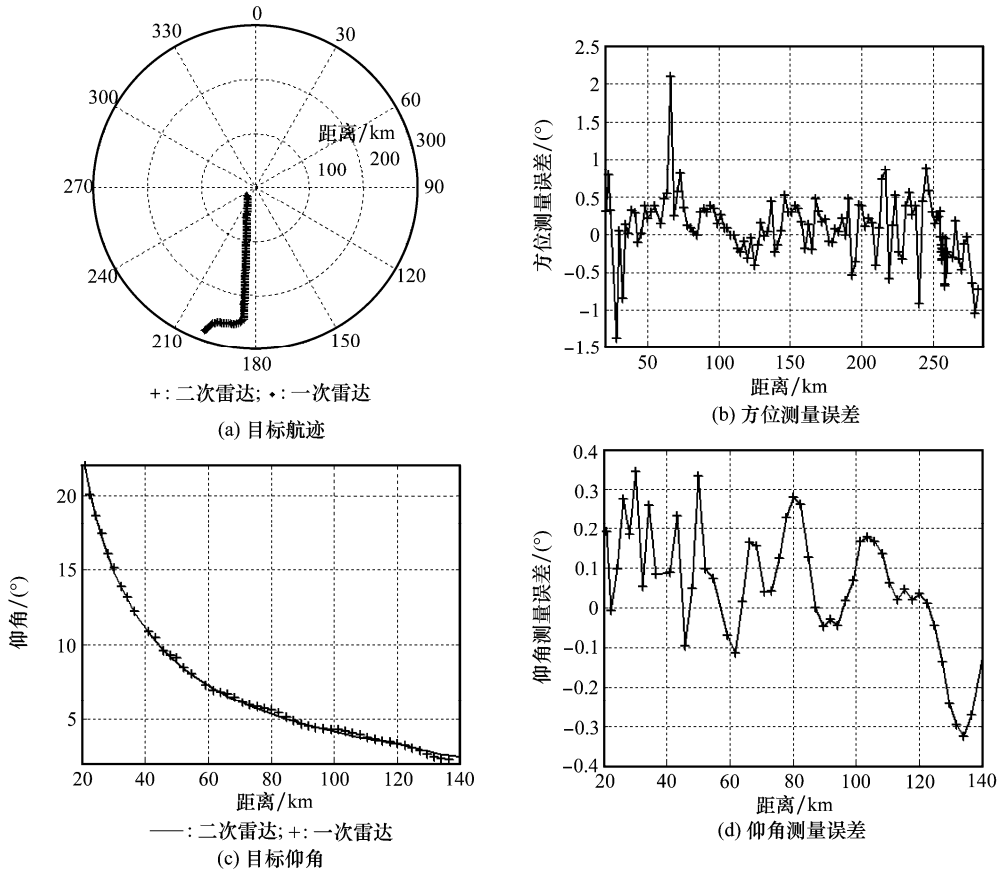


图 8 某目标方位和仰角的实际测量结果

## 5 结束语

本文详尽阐述了一种改进的基于窗函数的二维数字阵列雷达单脉冲测角方法。该方法考虑了等效孔径的影响,不仅减少了单脉冲误差曲线的数目,而且简化了数据处理中大量的数据存储和查表的运算,便于工程实现,更重要的是消除了建立误差曲线时的量化误差和减小了线性近似时的测量误差。计算机仿真结果和实测结果表明本文方法的有效性。该方法已经应用于某型号数字阵列雷达,在其他阵列雷达中也可以借鉴。

## 参考文献:

[1] Merrill I S. *Radar handbook* [M]. New York: McGraw-Hill, 1990.

[2] Manica L, Rocca P, Martini A, et al. An innovative approach based on a tree-searching algorithm for the optimal matching of independently optimum sum and difference excitations[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2008, 56(1): 58 - 66.

[3] Lee T S, Dai T Y. Optimum beamformers for monopulse angle

estimation using overlapping subarrays[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1994, 42(5): 651 - 657.

[4] Rocca P, Manica L, Martini A, et al. Design of compromise sum-difference patterns through the iterative contiguous partition method[J]. *The Institution of Engineering and Technology Microwaves, Antennas and Propagation*, 2009, 3(2): 348 - 361.

[5] McNamara D A. Direct synthesis of optimum difference patterns for discrete line arrays using zolotarev distribution[J]. *IEE Proceedings Part H: Microwaves, Antennas and Propagation*, 1993, 140(6): 445 - 450.

[6] Caorsi S, Massa A, Pastorino M, et al. Optimization of the difference patterns for monopulse antennas by a hybrid real / integer-coded differential evolution method[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2008, 56(1): 58 - 66.

[7] Manica L, Rocca P, Martini A. On the synthesis of sub-arrayed planar array antennas for tracking radar applications[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2008, 7: 599 - 602.

[8] Nickel U. Performance of corrected adaptive monopulse estimation[J]. *IEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation*, 1999, 146(1): 17 - 24.

[9] 牛宝君,李延波. 二维相控阵单脉冲跟踪测角方法的研究与应

- 用[J]. 现代雷达, 2003, 25(5): 16-18. (Niu B J, Li Y B. Study and application of angle measurement for 2-D phased array monopulse tracking[J]. *Modern Radar*, 2003, 25(5): 16-18.)
- [10] 朱庆明. 数字阵列雷达述评[J]. 雷达科学与技术, 2004, 2(3): 136-141. (Zhu Q M. An overview of digital array radar development[J]. *Radar Science and Technology*, 2004, 2(3): 136-141.)
- [11] 何明友. 数字阵列雷达和软件化雷达[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008. (He M Y. *Digital array radar and software radar*[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008.)
- [12] Burrell R H. Granularity of beam positions in digital phased arrays[J]. *Proceedings of IEEE*, 1968, 56(11): 1795-1800.
- [13] Robert J M. *Phased array antenna handbook* [M]. London: Artech House, 2005.
- [14] Shelton J P, Kelleher K S. Multiple beams from linear arrays[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1961, 9: 154-161.
- [15] Richard O N. Accuracy of angle estimation with monopulse processing using two beams[J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2001, 37(4): 1419-1423.
- [16] Zhen W, Abhijit S, Peter W, et al. Angle estimation for two unresolved targets with monopulse radar[J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2004, 40(3): 998-1019.
- [17] Jérôme G, Eric C, Pascal L. Joint detection estimation problem of monopulse angle measurement[J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(1): 397-413.
- [18] 陈伯孝, 胡铁军, 郑自良, 等. 基于波瓣分裂的米波雷达低仰角测高方法及其应用[J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1021-1025. (Chen B X, Hu T J, Zheng Z L, et al. Method of altitude measurement based on beam split in VHF radar and its application[J]. *Acta Electronic Sinica*, 2007, 35(6): 1021-1025.)
- [19] Chen B X, Zhao G H, Zhang S H. Altitude measurement based on beam split and frequency diversity in VHF radar[J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(1): 3-13.
- [20] 赵光辉, 陈伯孝, 吴向东, 等. 基于差分预处理的米波雷达低仰角处理算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(2): 363-365. (Zhao G H, Chen B X, Wu X D, et al. An algorithm based on differential preprocessing of low elevation estimation in VHF radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(2): 363-365.)

(上接第 1457 页)

## 参考文献:

- [1] Bar-Shalom Y, Li X R. *Estimation with applications to tracking and navigation*[M]. New York: Wiley, 2001: 381-395.
- [2] Grewal M S, Andrews A P. *Kalman filtering: theory and practice using matlab*[M]. 2nd ed. New York: Wiley, 2001: 169-200.
- [3] Lefebvre T, Bruyninckx H, Schutter J D. Kalman filters for non-linear systems: a comparison of performance[J]. *International Journal of Control*, 2004, 77(7): 639-653.
- [4] Julier S J, Uhlmann J K, Durrant-Whyte H F. A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimations[J]. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 2000, 45(3): 472-482.
- [5] Julier S J, Uhlmann J K. Unscented filtering and nonlinear estimation[J]. *Proceeding of the IEEE*, 2004, 92(3): 401-422.
- [6] Norgaard M, Poulsen N K, Ravn O. New developments in state estimation for nonlinear systems[J]. *Automatica*, 2000, 36: 1627-1638.
- [7] Šimandl M, Dunik J. Derivative-free estimation methods: new results and performance analysis[J]. *Automatica*, 2009, 45(7): 1749-1757.
- [8] Merwe R V D. Sigma-point filters for probabilistic inference in dynamic state-space models[D]. America: Oregon Health & Science University, 2004.
- [9] Gordon N J, Salmond D J, Smith A F M. Novel approach to nonlinear/non-Gaussian Bayesian state estimation [J]. *IEE Proceeding of F*, 1993, 140(2): 107-113.
- [10] Arulampalam S, Askeel S, Gordon N, et al. A tutorial on particle filters for online nonlinear/non-Gaussian Bayesian tracking [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(2): 174-188.
- [11] Fu X Y, Jia Y M. An Improvement on resampling algorithm of particle filters[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2010, 58(10): 5414-5420.
- [12] Kabaoglu N. Target tracking using particle filters with support vector regression[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2009, 58(5): 2569-2573.
- [13] Ito K, Xiong K. Gaussian filters for nonlinear filtering problems[J]. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 2000, 45(5): 910-927.
- [14] Arasaratnam I, Haykin S, Elliott R J. Discrete-time nonlinear filtering algorithms using Gauss-Hermite quadrature[J]. *Proceeding of the IEEE*, 2007, 95(5): 953-977.
- [15] Arasaratnam I, Haykin S. Cubature Kalman filters[J]. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 2009, 54(6): 1254-1269.
- [16] Arasaratnam I, Haykin S, Hurd T R. Cubature Kalman filtering for continuous-discrete systems: theory and simulations[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2010, 58(10): 4977-4993.
- [17] Li X R, Jilkov V P. A survey of maneuvering target tracking—part II: ballistic target models[C]//*Proc. of Signal and Data Processing of Small Targets*, 2001: 559-581.
- [18] Frina A, Ristic B, Benvenuti D. Tracking a ballistic target: comparison of several nonlinear filters[J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2002, 38(3): 854-867.
- [19] Ristic B, Farina A, Benvenuti D, et al. Performance bounds and comparison of nonlinear filters for tracking a ballistic object on re-entry[J]. *IEE Proceeding of Radar Sonar and Navigation*, 2003, 150(2): 65-70.