

# 稀布阵综合脉冲孔径雷达目标距离的精密测量和跟踪<sup>1</sup>

陈伯孝 张守宏

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

**摘要** 本文针对稀布阵综合脉冲孔径雷达 (SIAR) 提出了两种精密测距方法 (分别称为正负频率脉冲综合法和前后脉冲综合法), 它们不需要提高采样频率就可以得到较高的测距精度; 讨论了时空三维匹配滤波时角度误差对测距的耦合影响; 介绍了其跟踪处理过程; 并通过计算机仿真证明了这两种方法的有效性。

**关键词** 稀布阵, 综合脉冲孔径雷达, 距离测量, 跟踪

**中图分类号** TN958, TN953

## 1 引言

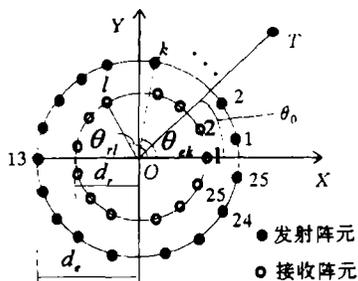


图 1 SIAR 天线阵元分布图

稀布阵综合脉冲孔径雷达 (SIAR)<sup>[1,2]</sup> 采用收发分置的  $N_e (= 25)$  个发射天线阵元和  $N_r (= 25)$  个接收天线阵元均匀分布在两个圆周上, 如图 1 所示。该雷达采用稀布阵列克服了传统米波雷达角分辨率低的固有缺点。由于使用米波波带, 因而具有良好的反隐身性能<sup>[3]</sup>。SIAR 采用全向发射和全向接收工作方式。发射和接收方向图是通过信号处理的方法获得的, 因此它可以集警戒和跟踪于同一系统中, 可以同时作多波束空域搜索和跟踪目标。本文提出了两种 SIAR 精密测距方法, 讨论了时空三维匹配滤波时角度误差对测距的影响, 介绍了其跟踪处理过程。

## 2 信号模型和脉冲综合处理<sup>[4,5]</sup>

SIAR 是一部四座标雷达 (距离、方位、仰角和速度)。它通过多普勒滤波, 按速度对目标进行精确分辨; 然后通过接收 DBF 和脉冲综合处理, 确定目标所在空间单元。综合脉冲的原理是采用 FFT 方法将各发射信号分离-调相-求和处理, 从而得到目标回波的时域窄脉冲。它相当于时空三维匹配滤波, 不仅要信号的延时 (即目标的距离) 匹配, 同时也要对目标方向 (方位和仰角) 匹配。因此在脉冲综合处理的同时, 也完成了发射波束形成。

<sup>1</sup> 1996-05-22 收到, 1997-03-03 定稿  
国防科技预研基金资助课题

假设有一点目标  $T$ , 其方位角为  $\theta_0$ , 仰角为  $\varphi_0$ , 与天线阵列中心的距离为  $R_0$ . 由于发射信号的总带宽远小于其中心载频, 假定窄带处理条件成立, 忽略包络延时差, 在理想情况下, 第  $l$  路接收信号移到基频, 并经正交采样得

$$x_l(n) = \exp(-j2\pi f_0 \tau_0) \exp(j2\pi f_0 \tau_{rl}) \cdot a(nT_s - \tau_0) \times \sum_{k=1}^{N_e} \exp[j2\pi(f_k - f_0)(nT_s - \tau_0)] \exp(j2\pi f_k \tau_{ek}), \quad l = 1 \sim N_r, \quad (1)$$

式中  $a(nT_s - \tau_0) = 1$ , ( $0 \leq nT_s - \tau_0 \leq T_e$ ), 否则为零;  $T_e$  为发射脉冲宽度,  $T_s$  为采样间隔;  $\tau_0 = 2R_0/c$ ,  $c$  为光速;  $\tau_{rl}$ ,  $\tau_{ek}$  为目标与各阵元相对于阵中心的延时差, 在远场情况下,  $\tau_{rl} \approx d_r \cos \varphi_0 \cos(\theta_0 - \theta_{rl})/c$ ,  $\tau_{ek} \approx d_e \cos \varphi_0 \cos(\theta_0 - \theta_{ek})/c$ ,  $d_r$ ,  $d_e$  为阵半径;  $\theta_{rl}$ ,  $\theta_{ek}$  为各阵元的方位角;  $f_k$  表示第  $k$  个阵元发射信号的频率, 当按圆周顺序编码频率发射信号时,  $f_k = f_0 + (k-1)\Delta f$ ,  $f_0$  为中心载频,  $\Delta f$  为各阵元发射信号频率间隔.

(1) 式求和中有两个指数项表示相位关系, 分别由距离和方向决定. 脉冲综合时与目标  $T$  相匹配的滤波器的冲激响应为

$$h_T(m) = \sum_{k=1}^{N_e} \exp[j2\pi(f_k - f_0)mT_s] \exp(j2\pi f_k \tau_{ek}), \quad 0 \leq m \leq M, \quad (2)$$

式中  $M = \text{int}[T_e/T_s]$ ,  $\text{int}[\cdot]$  表示取其整数.

### 3 SIAR 目标距离的精密测量

SIAR 在搜索并截获目标时, 是以空间分辨单元为准. 例如, 当取样频率  $f_s = 0.64$  MHz 时, 对应距离分辨单元大小为  $d_R = T_s c/2 = 234.375$  m. 令  $R_0 = R_p + \Delta R_0$ ,  $R_p$  表示目标所在距离单元中心与阵中心的距离,  $\Delta R_0$  表示目标相对于所在距离单元中心的距离 (即距离量化误差). 为了提高测距精度, 必须提高取样频率, 但是 SIAR 的取样频率的选取要根据系统整体功能的具体情况而定, 如果提高取样频率, 将大大增加运算量, 增加系统的复杂度, 难以实现实时信号处理. SIAR 为了精确测量目标距离, 关键问题是如何产生距离误差信号. 这里结合 SIAR 的特点, 介绍两种提取误差信号的方法.

#### 3.1 正负频率脉冲综合法 (简称正负脉冲综合法)

由于 SIAR 中各个阵元发射信号的频率不相同, 这使得采用频率分集的方法来提取误差信号成为可能. 由 (1) 式求和中第一个因子可看出,  $f_k < f_0$  和  $f_k \geq f_0$  的信号分量是反相的, 因此对各发射信号分量相位补偿后, 分别将  $f_k < f_0$  和  $f_k \geq f_0$  的信号分量相干相加, 即对正负频率 (以中心频率为基准) 分量分别进行脉冲综合. 令  $F_-$ 、 $F_+$  分别表示二者输出结果, 当  $R = R_p + \Delta R$  ( $\Delta R$  在  $\pm d_R/2$  范围内) 时, 若 (1) 式中与目标方向有关的相位项得到补偿, 则目标所在距离单元对应的输出信号为

$$F_-(\Delta R) = D \sum_{f_k < f_0} \exp[j\omega_k(\Delta R - \Delta R_0)], \quad F_+(\Delta R) = D \sum_{f_k \geq f_0} \exp[j\omega_k(\Delta R - \Delta R_0)], \quad (3)$$

式中  $D = N_r \cdot \exp(-j2\pi f_0 \tau_0)$ ,  $\omega_k = 4\pi(f_k - f_0)/c$ . 然后形成距离“和”“差”通道, 并提取误差信号, 有

$$\Sigma_R(\Delta R) = F_-(\Delta R) + F_+(\Delta R) = D \cdot \left[ 1 + 2 \sum_{f_k > f_0} \cos(\omega_k(\Delta R - \Delta R_0)) \right], \quad (4a)$$

$$\Delta_R(\Delta R) = F_-(\Delta R) - F_+(\Delta R) = D \cdot \left[ -1 - j \cdot 2 \sum_{f_k > f_0} \sin(\omega_k(\Delta R - \Delta R_0)) \right], \quad (4b)$$

$$E_R(\Delta R) = \text{Im} [\Sigma_R \cdot \Delta_R^*] / |\Sigma_R|^2 \approx K_R \cdot (\Delta R - \Delta R_0), \quad (5)$$

其中  $\text{Im}[\cdot]$  表示取其虚部,  $*$  表示共轭,  $K_R = (2/25) \sum_{f_k > f_0} \omega_k$  为误差信号的斜率. SIAR 正负脉冲综合法测距框图如图 2 所示, 图中  $(\theta_p, \varphi_p)$  为目标视向.

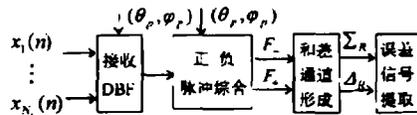


图 2 SIAR 正负脉冲综合法测距原理框图

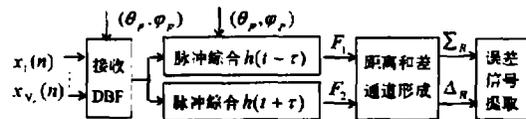


图 3 SIAR 前后脉冲综合法测距框图

### 3.2 前后脉冲综合法

所谓前后脉冲综合, 就是对 (2) 式的匹配滤波函数  $h(t)$  超前和滞后处理后, 分别用  $h(t - \tau)$  和  $h(t + \tau)$  与接收信号进行脉冲综合处理 ( $\tau$  为超前或滞后处理时间), 得到两个时域窄脉冲, 其物理意义相当于前后跟踪波门。再由这两个时域脉冲形成距离“和”“差”通道, 并提取误差信号。SIAR 基于前后脉冲综合法测距框图如图 3 所示。

令  $(\theta_p, \varphi_p) = (\theta_0, \varphi_0)$ ,  $\tau$  对应的距离为  $\delta_R = \tau \cdot c/2 \leq d_R/2$ , 接收信号经接收 DBF 与前后脉冲综合处理后, 目标所在距离单元对应的输出信号为

$$F(\Delta R \pm \delta_R) = D \cdot \sum_{k=1}^{N_c} \exp[j\omega_k(\Delta R - \Delta R_0)] \exp[\mp j\omega_k \delta_R], \quad (6)$$

经近似化简, 距离“和”“差”通道和误差信号分别为

$$\Sigma_R(\Delta R) = F(\Delta R - \delta_R) + F(\Delta R + \delta_R) = 2D \sum_{k=1}^{N_c} \cos(\omega_k \delta_R) \exp[j\omega_k(\Delta R - \Delta R_0)], \quad (7a)$$

$$\Delta_R(\Delta R) = F(\Delta R - \delta_R) - F(\Delta R + \delta_R) = -j2D \sum_{k=1}^{N_c} \sin(\omega_k \delta_R) \exp[j\omega_k(\Delta R - \Delta R_0)], \quad (7b)$$

$$E_R(\Delta R) = (\Sigma_R \cdot \Delta_R^* + \Sigma_R^* \cdot \Delta_R) / |\Sigma_R|^2 \approx K_R \cdot (\Delta R - \Delta R_0) \quad (8)$$

式中  $K_R = (2\delta_R/25) \sum_{k=1}^{N_c} \omega_k^2$  为误差信号的斜率。

由 (5) 式和 (8) 式可看出, 误差信号近似是线性的, 因此当根据误差信号来确定目标距离  $\Delta R_0$  时, 可以采用开环测量方式, 即根据误差信号值直接得出目标距离; 或者采用闭环测量方式, 即通过调节匹配滤波函数使得误差信号为零。

#### 4 角度误差对测距的耦合影响

令  $(\theta_0, \varphi_0) = (\theta_p + \Delta\theta_0, \varphi_p + \Delta\varphi_0)$ , 这时 (3) 式对应的脉冲为

$$F_-(\Delta R) = D \sum_{f_k < f_0} \exp[j\omega_k(\Delta R - \Delta R_0)] \exp[-j(\alpha_{ek}\Delta\theta_0 + \beta_{ek}\Delta\varphi_0)], \quad (9a)$$

$$F_+(\Delta R) = D \sum_{f_k \geq f_0} \exp[j\omega_k(\Delta R - \Delta R_0)] \exp[-j(\alpha_{ek}\Delta\theta_0 + \beta_{ek}\Delta\varphi_0)], \quad (9b)$$

式中  $\alpha_{ek} = 2\pi f_k \cdot d_e \cos \varphi_p \sin(\theta_p - \theta_{ek})/c$ ,  $\beta_{ek} = 2\pi f_k \cdot d_e \sin \varphi_p \cos(\theta_p - \theta_{ek})/c$ 。将 (9) 式代入 (4)、(5) 式, 并取近似化简得距离误差信号为

$$\begin{aligned} E_R(\Delta R) \approx & K_R \cdot (\Delta R - \Delta R_0) + \frac{1}{25} \left( \sum_{f_k < f_0} \alpha_{ek} - \sum_{f_k \geq f_0} \alpha_{ek} \right) \Delta\theta_0 \\ & + \frac{1}{25} \left( \sum_{f_k < f_0} \beta_{ek} - \sum_{f_k \geq f_0} \beta_{ek} \right) \Delta\varphi_0, \end{aligned} \quad (10)$$

式中第二、三项分别是由于方位和仰角测量误差耦合到误差信号中, 从而引起测距误差。为直观起见, 图 4 的距离与方位模糊图可看出, 其等高线图近似为椭圆形, 但其长轴偏离两坐标轴而倾斜一个角度, 表明存在角度与距离之间的耦合影响。其实质是由于三维匹配滤波时距离与角度不可分而造成的。这与常规测距雷达不同, 由于常规雷达的距离和角度是分开的, 因而不存在耦合影响。但 SIAR 可通过合理分配各阵元发射信号的频率, 使得以上两项近似为零。限于篇幅, 关于这方面的研究将另文发表。

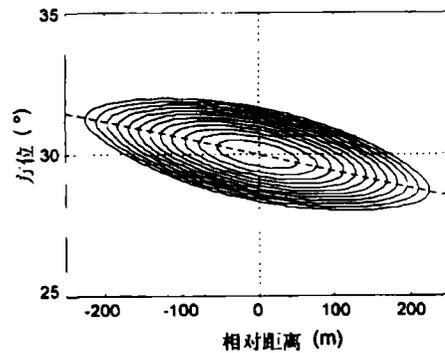


图 4 距离与方位模糊图的 -6dB 切割等高线图

#### 5 SIAR 距离跟踪处理

第 3 节给出的测距结果是单次测量值, 实际中由于噪声的影响, 使得误差信号出现零点漂移, 从而引起测距误差。经推导其测距精度为

$$\sigma_{\Delta R} = 1/(25 \cdot K_R \cdot \sqrt{2 \cdot \text{SNR}}), \quad (13)$$

式中  $K_R$  为误差信号的斜率, SNR 是指单个脉冲在输入端的信噪比。为了提高测距精度, SIAR 首先进行多普勒滤波, 通过多个脉冲积累以提高信噪比。另外, 为了减小噪声的影响, 通常要

经多次测量借助滤波平滑处理来减小测量误差,并形成跟踪轨迹。因此 SIAR 距离跟踪处理主要包括以下五个步骤: (1) 预测,即根据警戒提供的目标初始距离通过 Kalman 滤波得到目标的预测距离。(2) 多普勒滤波。(注: SIAR 中多普勒速度与距离之间不存在模糊。)(3) 接收 DBF 与正负频率脉冲综合处理或前后脉冲综合处理。(4) 误差信号的提取(本文仅介绍距离的测量,关于目标方向的测量见文献 [6])。(5) 根据测量提供的信息,对目标位置进行校正,并形成跟踪轨迹。

## 6 计算机仿真

(1) 假设目标方向  $(\theta_0, \varphi_0) = (2^\circ, 5^\circ)$ , 图 5 给出了采用以上两种方法测距时同一距离单元内不同距离目标的距离误差信号,其中目标距离分别为 90km(实线)、90.05km(虚线)、89.95km(点划线),横坐标表示相对于距离单元中心的距离。根据误差信号为零时对应的距离就可以得到目标的距离  $\Delta R_0$  分别为 0m、+50m、-50m。图 6 给出了 SNR 与测距精度  $\sigma_{\Delta R}$  之间的关系曲线,这里是取 50 次独立实验的平均结果,SNR 是指输入端的信噪比,未考虑多普勒积累对信噪比的改善。

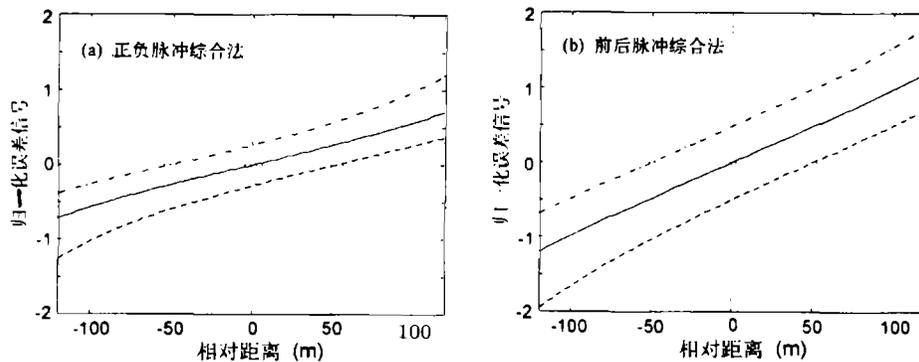


图 5 SIAR 距离误差信号

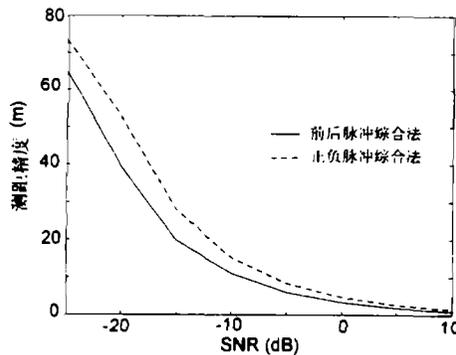


图 6 SNR 对测距精度的影响

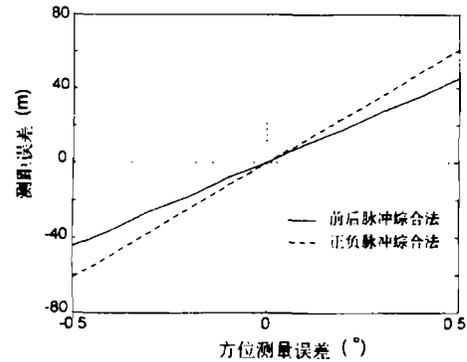


图 7 角度误差及其引起的测距误差

(2) 假设  $(\theta_p, \varphi_p) = (2^\circ, 5^\circ)$ , 并按顺序编码频率发射信号, 图 7 给出了角度误差及其引起的测距误差之间的关系曲线。从图中可看出, 当测角误差为  $0.5^\circ$  时, 由此而引起的测距误差达 45m 或 60m。因此必须采取措施克服三维之间的耦合影响。

## 7 结束语

本文提出了两种 SIAR 精密测距方法, 讨论了时空三维匹配滤波时角度误差对测距的耦合影响, 介绍了其跟踪处理过程。SIAR 与传统测距雷达相比, 它不要求提高采样频率, 只需按本文提出的两种方法来提取距离误差信号, 就可以精确测量目标的距离; 并且只要将匹配滤波系数预先存入权值 ROM 中, 亦便于工程上实时实现。

## 参 考 文 献

- [1] Thierry C. Realtime surveillance processor for synthetic pulse and antenna radar. International Conference on Radar. Paris: 1989, 364-369.
- [2] 保 铮, 张庆文. 一种新型的米波雷达——综合脉冲与孔径雷达. 现代雷达, 1995, 17(1): 1-13.
- [3] 吴剑旗, 阮信畅. 稀布阵综合脉冲孔径雷达主要性能分析. 现代电子, 1994(3): 1-6.
- [4] 张庆文, 保 铮, 张玉洪. 综合脉冲与孔径雷达时空三维匹配滤波及性能分析. 电子科学学刊, 1994, 16(5): 481-489.
- [5] 张庆文, 保 铮, 张玉洪. 一种在接收端综合发射阵列波束的新方法. 现代雷达, 1992, 14(1): 41-51.
- [6] 陈伯孝, 张守宏. 稀布阵综合脉冲孔径雷达基于单脉冲测角方法的研究. 现代雷达, 1996, 18(5): 12-20.
- [7] 丁鹭飞, 张平. 雷达系统. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1984, 第二章.

## PRECISE MEASUREMENT AND TRACKING OF DISTANCE FOR SPARSE-ARRAY SYNTHETIC IMPULSE AND APERTURE RADAR

Chen Baixiao      Zhang Shouhong

(Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an 710071)

**Abstract** Two methods of distance measuring for sparse-array Synthetic Impulse and Aperture Radar(SIAR) are described, by which a high precision is obtained without high frequency sampling. The effect of errors in angle measuring on distance measuring is discussed in the process of time-space 3D matched filtering. Computer simulation results show these methods are effective.

**Key words** Sparse array, Synthetic impulse and aperture radar, Distance measuring, Tracking

陈伯孝: 男, 1966 年生, 博士, 目前主要从事雷达信号处理、目标跟踪等方面的研究。

张守宏: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 长期从事雷达系统和雷达信号处理等领域的研究工作。