

文章编号: 2095-4980(2020)06-1003-07

## 分布式相参雷达多脉冲积累相参参数估计方法

王雪琦, 涂刚毅, 吴少鹏

(中国船舶重工集团公司 第七二四研究所, 江苏 南京 211106)

**摘要:** 分布式相参雷达(DCAR)是目前国内外雷达领域的重要研究方向, 精确的参数估计是实现其良好相参性能的前提和核心。基于动目标模型, 提出一种基于多脉冲积累的相参参数估计方法。该方法通过对多脉冲信号进行快、慢时间匹配滤波处理, 实现多脉冲相参积累; 再利用互相关法进行相参参数估计。仿真分析对比了不同脉冲个数和不同输入信噪比下的参数估计性能和相参性能, 仿真结果表明, 该方法具有可行性, 且可以有效提高低信噪比情况下的参数估计性能和相参性能。

**关键词:** 分布式相参; 参数估计; 动目标; 多脉冲积累

**中图分类号:** TN957.51

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11805/TKYDA2019182

## Coherent parameters estimation method for distributed coherent radar based on multi-pulse accumulation

WANG Xueqi, TU Gangyi, WU Shaopeng

(No.724 Research Institute of CSIC, Nanjing Jiangsu 211106, China)

**Abstract:** Distributed Coherent Aperture Radar(DCAR) is an important research direction in the field of radar at home and abroad. Accurate parameter estimation is the premise and core of good coherence performance. Based on the moving target model, a coherent parameter estimation method based on multi-pulse accumulation is proposed. The method performs fast-time and slow-time match filtering for multi-pulse signals, and obtains the results of multi-pulse coherent accumulation. Then the cross-correlation method is utilized to estimate the coherent parameters. The performance of parameter estimation and correlation under different numbers of pulses and different input signal-to-noise ratios are compared by simulation analysis. The simulation results show that the method is feasible and can effectively improve the performance of parameter estimation and coherence in low signal-to-noise ratio.

**Keywords:** distributed coherence; parameter estimation; moving target; multi-pulse accumulation

分布式相参雷达(DCAR)因具有较好的探测性能、高角度分辨力、灵活性和机动性等一系列技术优势而成为目前国内外雷达领域研究热点<sup>[1-5]</sup>。DCAR 系统由若干具有机动性的单元雷达和一个中心控制系统组成。这些雷达按照一定的阵列形式进行布局, 通过对单元雷达的回波进行信号融合, 达到大孔径雷达的性能<sup>[5]</sup>。

DCAR 主要工作于 3 种模式<sup>[2]</sup>: 独立工作模式、接收相参模式(MIMO 模式)和收发相参模式(全相参模式)。独立工作模式下, 各单元雷达独立进行目标的搜索和截获; 截获目标后转入接收相参模式, 各单元雷达发射正交信号, 波束指向同一区域, 并根据回波信息来估计相参参数; 参数估计达到一定精确度下转入收发相参模式, 各单元雷达发射相同的信号波形, 并以估计得到的相参参数在收发端进行时延和相位的调整, 实现收发全相参。由上述工作过程可知, 相参参数的精确估计是实现良好的相参性能的核心和前提。对于相参参数估计问题, 目前已经取得了一些成果。文献[6-8]推导了不同结构下参数估计的克拉美罗界, 分析了参数估计性能和相参性能; 文献[9]提出了 2 种模式下的相参参数跟踪方法, 分析了 2 种模式的误差影响; 文献[10-11]分析了信号的非理想正交性对参数估计的影响, 并提出一种基于信号重建的相参参数估计算法。目前, 相参参数估计的难点和热点主要

收稿日期: 2019-05-20; 修回日期: 2019-07-21

基金项目: 装备发展部装备预先研究项目(41413010201); 船舶重工联合预先研究项目(61411304010101-06)

作者简介: 王雪琦(1995-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为分布式相参雷达. email:wxq\_08@163.com

是动目标情况下参数估计和低信噪比情况下的参数估计问题,如何在低信噪比环境下实现动目标的相参合成是 DCAR 实现高性能探测的关键技术<sup>[12]</sup>。

本文首先建立动目标情况下信号模型,然后基于该模型提出一种利用脉冲多普勒处理实现多脉冲积累的相参参数估计方法。通过对多脉冲回波信号进行快、慢时间的匹配滤波,实现多脉冲信号相参积累,估计多普勒频率并利用互相关法进行相参参数估计。同时,本文还分析了多脉冲积累情况下的接收相参模式和收发相参模式的信噪比增益。仿真分析不同脉冲个数和输入信噪比情况下的参数估计精确度和相参性能,结果表明,该方法在低信噪比情况下可以提高相参参数估计精确度和相参合成性能。

## 1 信号模型

由  $K$  个发射单元和  $L$  个接收单元组成的一般结构的 DCAR 系统见图 1<sup>[6]</sup>。假设在接收相参模式下一组脉冲宽度为  $T_p$  的窄带正交脉冲信号为  $s_k(t)$  ( $k=1,2,\dots,K$ ),其相关性满足式(1):

$$s_k(t) \otimes s_{k'}^*(-t) = \begin{cases} A_k(t), & k = k' \\ 0, & k \neq k' \end{cases} \quad (1)$$

式中  $A_k(t)$  为  $s_k(t)$  自相关结果。对  $s_k(t)$  以本振信号  $e^{j2\pi f_c t + j\phi_k^1}$  进行上变频之后作为发射信号,可以表示为:

$$x_k(t) = s_k(t) e^{j2\pi f_c t + j\phi_k^1} \quad (2)$$

式中:  $f_c$  为载频;  $\phi_k^1$  为第  $k$  个发射单元雷达上变频时引入的本振相位。

假设发射信号的脉冲重复间隔为  $T_r$ , 相干处理间隔为  $NT_r$ 。为便于分析,假设在相干处理间隔内目标处于同一个距离单元且目标发射和接收方向的径向速度保持不变。根据 DCAR 基线布置准则<sup>[13-14]</sup>,对于不同的发射或接收单元,径向速度认为近似相等。在第  $n$  ( $n=0,1,\dots,N-1$ ) 个脉冲发射时刻,目标到第  $k$  ( $k=1,2,\dots,K$ ) 个发射单元和第  $l$  ( $l=1,2,\dots,L$ ) 个接收单元的距离可以表示为:

$$\begin{cases} R_k^l(n) = R_k^l(0) - nT_r \times \dot{R}^l \\ R_l^r(n) = R_l^r(0) - nT_r \times \dot{R}^r \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $R_k^l(0)$  和  $R_l^r(0)$  分别为目标到第  $k$  个发射单元和第  $l$  个接收单元的初始距离;  $\dot{R}^l$  和  $\dot{R}^r$  分别为发射方向和接收方向的距离变化率。因此,第  $n$  个周期脉冲从第  $k$  个发射单元经目标散射到达第  $l$  个接收单元的时间可以表示为:

$$\tau_{lk}(n) = \tau_l^r(n) + \tau_k^l(n) = \tau_{lk}(0) - nT_r \times \frac{\dot{R}}{c} \quad (4)$$

式中:  $c$  为光速;  $\tau_k^l(n) = R_k^l(n)/c$  和  $\tau_l^r(n) = R_l^r(n)/c$  为第  $n$  个周期发射和接收单程时延;  $\tau_{lk}(0) = [R_k(0) + R_l(0)]/c$  为第 0 个周期脉冲从第  $k$  个发射单元经目标到达第  $l$  个接收单元的时间;  $\dot{R} = \dot{R}^l + \dot{R}^r$  为传播路径的距离变化率。

假设目标只包含单个散射点,且在相干处理间隔内目标对于不同路径电磁波的复散射系数相等,记为  $\bar{\xi}$ 。每个接收单元收到的回波信号都是  $K$  个发射信号的混合回波。在第  $l$  个接收单元处将接收的第  $n$  个周期的混合回波信号以本振信号  $e^{j2\pi f_c t - j\phi_l^r}$  进行下变频处理,  $\phi_l^r$  为第  $l$  个发射单元下变频时引入的本振相位。下变频处理后的信号可以表示为:

$$r_l(t, n) = \sum_{k=1}^K \bar{\xi} s_k [t - \tau_{lk}(n)] e^{-j2\pi f_c \tau_{lk}(n) + j\phi_k^l + j\phi_l^r} + w_l(t, n) \quad (5)$$

式中:  $t$  为快时间;  $n$  为慢时间(周期脉冲);  $w_l(t, n)$  为第  $l$  个接收单元第  $n$  个周期脉冲回波的噪声信号,是零均值的复高斯过程,且满足

$$E[w_l(t, n)w_l^*(t', n')] = \sigma_w^2 \delta(l-l') \delta(t-t') \delta(n-n') \quad (6)$$

式中:  $\sigma_w^2$  为噪声信号的平均功率;  $\delta(\cdot)$  为狄拉克函数。

假设所有的接收信号都以第 1 个发射单元发射经目标散射到第 1 个接收单元的传播路径作为参考标准,则令  $\xi_0 = \bar{\xi} e^{-j2\pi f_c \tau_{11}(0) + j\phi_1^l + j\phi_1^r}$ ,  $\Delta\tau_k^l(n) = \tau_k^l(n) - \tau_1^l(n)$ ,  $\Delta\tau_l^r(n) = \tau_l^r(n) - \tau_1^r(n)$ ,  $\Delta\phi_k^l = \phi_k^l - \phi_1^l$ ,  $\Delta\phi_l^r = \phi_l^r - \phi_1^r$ ,  $\Delta\theta_k^l(n) = -2\pi f_c \Delta\tau_k^l(n) + \Delta\phi_k^l$ ,  $\Delta\theta_l^r(n) = -2\pi f_c \Delta\tau_l^r(n) + \Delta\phi_l^r$ 。同时,由于假设目标在相干处理间隔内位于同一个距离单元,对于所有  $n=0,1,\dots,N-1$ ,

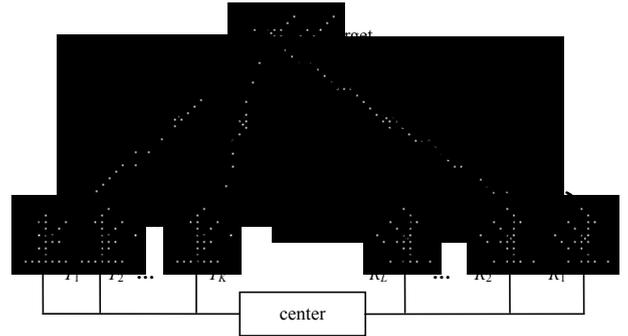


Fig.1 General architecture for DCAR  
图 1 一般结构的分布式相参雷达

令  $\tau_{lk}(n) = \tau_{lk}$ ，则式(5)可以写为：

$$r_l(t, n) = \sum_{k=1}^K \xi_0 s_k \left[ t - \tau_{l1} - \Delta\tau_l^r(n) - \Delta\tau_k^t(n) \right] e^{j\Delta\theta_l^r(n) + j\Delta\theta_k^t(n) + j2\pi f_d n T_r} + w_l(t, n) \quad (7)$$

式中  $f_d = f_c \dot{R} / c$  为目标多普勒频率。由于假设目标在相干处理间隔内接收方向和发射方向的距离变化率保持不变，因此各单元在接收方向和发射方向的距离差保持不变，故令  $\Delta\tau_k^t(n) = \Delta\tau_k^t$ ， $\Delta\tau_l^r(n) = \Delta\tau_l^r$ 。由于  $\Delta\theta_k^t(n)$  和  $\Delta\theta_l^r(n)$  与  $\Delta\tau_k^t(n)$  和  $\Delta\tau_l^r(n)$  成线性关系，故令  $\Delta\theta_k^t(n) = \Delta\theta_k^t$ ， $\Delta\theta_l^r(n) = \Delta\theta_l^r$ 。 $\{\Delta\tau_k^t, \Delta\theta_k^t, \Delta\tau_l^r, \Delta\theta_l^r\}$  统称为相参参数，其中  $\Delta\tau_k^t$  和  $\Delta\theta_k^t$  称为发射时延差和发射相位差， $\Delta\tau_l^r$  和  $\Delta\theta_l^r$  称为接收时延差和接收相位差。显然， $\Delta\tau_1^t = \Delta\tau_1^r = \Delta\theta_1^t = \Delta\theta_1^r = 0$ 。根据上述相参参数的定义，单元雷达  $l$  接收的第  $n$  个周期回波信号可以表示为：

$$r_l(t, n) = \sum_{k=1}^K \xi_0 s_k (t - \tau_{l1} - \Delta\tau_l^r - \Delta\tau_k^t) e^{j\Delta\theta_l^r + j\Delta\theta_k^t + j2\pi f_d n T_r} + w_l(t, n) \quad (8)$$

对相参参数进行估计并以估计参数对信号进行调整和相参融合就可以实现高的相参性能。

## 2 相参参数估计

### 2.1 快时间匹配滤波

对式(8)信号以匹配滤波器  $h_k(t) = s_k^*(-t)$  进行快时间匹配滤波处理，匹配滤波输出结果  $y_{lk}(t, n)$  可以表示为：

$$y_{lk}(t, n) = r_l(t, n) \otimes h_k(t) = \xi_0 A_k (t - \tau_{l1} - \Delta\tau_l^r - \Delta\tau_k^t) e^{j\Delta\theta_l^r + j\Delta\theta_k^t + j2\pi f_d n T_r} + w_{lk}(t, n) \quad (9)$$

式中  $w_{lk}(t, n) = w_l(t, n) \otimes h_k(t)$  为噪声的匹配滤波输出。

### 2.2 慢时间匹配滤波

对快时间匹配滤波之后的信号作慢时间周期采样，得到慢时间采样序列  $\mathbf{Y}_{lk}$ ，表示如下：

$$\mathbf{Y}_{lk} = [y_{lk}(t, 0)^T, y_{lk}(t, 1)^T, \dots, y_{lk}(t, N-1)^T]^T \quad (10)$$

对采样序列做慢时间匹配滤波(离散时间傅里叶变换)，得到时间—多普勒二维域的输出结果为：

$$Y_{lk}(t, f) = \sum_{n=0}^{N-1} y_{lk}(t, n) e^{-j2\pi f n T_r} = \xi_0 A_k (t - \tau_{l1} - \Delta\tau_l^r - \Delta\tau_k^t) e^{j\Delta\theta_l^r + j\Delta\theta_k^t} \frac{\sin[\pi(f - f_d) N T_r]}{\sin[\pi(f - f_d) T_r]} e^{-j\pi(N-1)(f - f_d) T_r} + \sum_{n=0}^{N-1} w_{lk}(t, n) e^{-j2\pi f n T_r} \quad (11)$$

式中  $f$  为慢时间匹配滤波得到的频域变量。由于离散时间傅里叶变换(DTFT)得到的频率变量是连续的，不能直接计算得出。因此，以离散傅里叶变换(DFT)作为替代。由于 DFT 是 DTFT 结果在频域的采样，为了尽量减小多普勒频率和相参参数估计误差，应该尽可能增加 DFT 点数。

对所有快时间匹配滤波分离的  $L \times K$  路信号都作相同的处理。由式(11)可知， $Y_{lk}(t, f)$  信号峰值对应的频率为多普勒频率。取每一路最大值所对应的频率作为多普勒频率估计值，为了减小误差，对所有路径求得的多普勒频率估计值取平均：

$$\hat{f}_d = \frac{1}{LK} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \arg \max_f [Y_{lk}(t, f)] \quad (12)$$

式中  $\arg \max_f(\cdot)$  为“ $\cdot$ ”取得最大值所对应频率。

假设多普勒频率估计不存在误差，则相参积累结果可表示为：

$$Y_{lk}(t, \hat{f}_d) = N \xi_0 A_k (t - \tau_{l1} - \Delta\tau_l^r - \Delta\tau_k^t) e^{j\Delta\theta_l^r + j\Delta\theta_k^t} + \sum_{n=0}^{N-1} w_{lk}(t, n) e^{-j2\pi f_d n T_r} \quad (13)$$

由式(13)可知， $N$  脉冲信号相参积累，信号功率增大为单脉冲情况下的  $N^2$  倍，而噪声功率根据其分布特性只能增大为  $N$  倍，因此信噪比提高为原来的  $N$  倍，减小了噪声的影响。

### 2.3 互相关法参数估计

$Y_{l1}(t, \hat{f}_d)$  和  $Y_{lk}(t, \hat{f}_d)$  相参积累的结果为：

$$Y_{l1}(t, \hat{f}_d) = \xi_0 N A_1 (t - \tau_{l1} - \Delta\tau_l^r) e^{j\Delta\theta_l^r} \quad (14)$$

$$Y_{lk}(t, \hat{f}_d) = \xi_0 N A_k (t - \tau_{l1} - \Delta\tau_k^t) e^{j\Delta\theta_k^t} \quad (15)$$

对相参积累结果运用互相关法进行参数估计。

对  $Y_{lk}(t, \hat{f}_d)$  和  $Y_{l1}(t, \hat{f}_d)$  做互相关运算:

$$X_{lk}(t) = Y_{lk}(t, \hat{f}_d) \otimes Y_{l1}^*(-t, \hat{f}_d) = |\bar{\xi}|^2 e^{j\Delta\theta_k^t} \delta(t - \Delta\tau_k^t) \otimes A_k(t) \otimes A_k^*(-t) \quad (16)$$

取  $X_{lk}(t)$  的峰值时刻作为发射时延差的估计值, 峰值相位作为发射相位差的估计值。为了减小误差, 降低干扰和噪声的影响, 对所有  $L$  组发射参数估计值取平均, 得到发射参数估计值:

$$\begin{cases} \Delta\hat{\tau}_k^t = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \arg \max_t [X_{lk}(t)] \\ \Delta\hat{\theta}_k^t = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \text{phase}\{\max[X_{lk}(t)]\} \end{cases} \quad (17)$$

式中:  $\arg \max(\cdot)$  为 “ $\cdot$ ” 取得最大值所对应时间变量;  $\max(\cdot)$  为 “ $\cdot$ ” 的最大值;  $\text{phase}(\cdot)$  为对 “ $\cdot$ ” 取相位。

对  $Y_{lk}(t)$  和  $Y_{lk}(t)$  做互相关运算:

$$Z_{lk}(t) = Y_{lk}(t, \hat{f}_d) \otimes Y_{lk}^*(-t, \hat{f}_d) = |\bar{\xi}|^2 e^{j\Delta\theta_l^r} \delta(t - \Delta\tau_l^r) \otimes A_k(t) \otimes A_k^*(-t) \quad (18)$$

取  $Z_{lk}(t)$  的峰值时刻作为接收时延差的估计值, 峰值相位作为接收相位差的估计值。为了减小误差, 降低干扰和噪声的影响, 对所有  $K$  组接收参数估计值取平均, 得到接收参数估计值:

$$\begin{cases} \Delta\hat{\tau}_l^r = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \arg \max_t [Z_{lk}(t)] \\ \Delta\hat{\theta}_l^r = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \text{phase}\{\max[Z_{lk}(t)]\} \end{cases} \quad (19)$$

基于多脉冲积累互相关法的 DCAR 参数估计流程图见图 2。

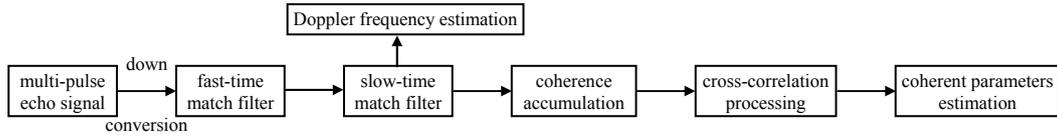


Fig.2 Procedure for estimating coherent parameters of moving targets

图 2 动目标相参参数估计流程

### 3 相参性能分析

在接收相参模式下, 利用相参参数估计值  $\Delta\hat{\tau}_k^t$ ,  $\Delta\hat{\theta}_k^t$ ,  $\Delta\hat{\tau}_l^r$  和  $\Delta\hat{\theta}_l^r$  对式(13)的信号进行时延和相位调整, 并进行累加, 得到的累加信号:

$$Y(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K Y_{lk}(t + \Delta\hat{\tau}_l^r + \Delta\hat{\tau}_k^t, \hat{f}_d) e^{-j\Delta\hat{\theta}_l^r - j\Delta\hat{\theta}_k^t} = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K N \xi_0 A_k(t - \tau_{11} - \delta\tau_l^r - \delta\tau_k^t) e^{j\delta\theta_l^r + j\delta\theta_k^t} + \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{N-1} w_{lk}(t + \Delta\hat{\tau}_l^r + \Delta\hat{\tau}_k^t, n) e^{-j2\pi n T_r} e^{-j\Delta\hat{\theta}_l^r - j\Delta\hat{\theta}_k^t} \quad (20)$$

式中:  $\delta\tau_k^t = \Delta\tau_k^t - \Delta\hat{\tau}_k^t$ ;  $\delta\theta_k^t = \Delta\theta_k^t - \Delta\hat{\theta}_k^t$ ;  $\delta\tau_l^r = \Delta\tau_l^r - \Delta\hat{\tau}_l^r$ ;  $\delta\theta_l^r = \Delta\theta_l^r - \Delta\hat{\theta}_l^r$ 。理想情况下,  $\delta\tau_k^t = \delta\tau_l^r = \delta\theta_k^t = \delta\theta_l^r = 0$ , 相参合成信号  $Y(t)$  可以表示为:

$$Y(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K N \xi_0 A_k(t - \tau_{11}) + \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{N-1} w_{lk}(t + \Delta\hat{\tau}_l^r + \Delta\hat{\tau}_k^t, n) e^{-j2\pi n T_r} e^{-j\Delta\hat{\theta}_l^r - j\Delta\hat{\theta}_k^t} \quad (21)$$

在收发相参模式下, 各发射单元发射相同的信号波形  $s(t)$ , 以估计得到的发射参数  $\Delta\hat{\tau}_k^t$ ,  $\Delta\hat{\theta}_k^t$  对各发射单元的发射信号进行时延和相位调整, 得到  $x'_k(t) = s(t + \Delta\hat{\tau}_k^t) e^{j2\pi f_c t + j\delta\theta_k^t} e^{-j\Delta\hat{\theta}_k^t}$ 。在单元雷达  $l$  处, 接收信号下变频并进行接收参数的调整, 得到的信号可以表示为:

$$r_l(t, n) = \sum_{k=1}^K \xi_0 s(t - \tau_{11} - \delta\tau_l^r - \delta\tau_k^t - nT_r) e^{j\delta\theta_l^r + j\delta\theta_k^t + j2\pi n T_r} + w_l(t, n) \quad (22)$$

对式(22)进行快、慢时间匹配滤波处理之后, 相参累加结果可表示为:

$$Y_l(t, \hat{f}_d) = N \xi_0 \sum_{k=1}^K A(t - \tau_{11} - \delta\tau_l^r - \delta\tau_k^t) e^{j\delta\theta_l^r + j\delta\theta_k^t} + \sum_{n=0}^{N-1} w_{lk}(t, n) e^{-j2\pi n T_r} \quad (23)$$

式中  $A(t)$  表示  $s(t)$  的自相关输出。对所有  $l$  个接收单元的回波信号作相同处理，并进行叠加，得

$$Y(t) = \sum_{l=1}^L Y_l(t, \hat{f}_d) = N \xi_0 \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K A(t - \tau_{11} - \delta\tau_l^r - \delta\tau_k^t) e^{j\delta\theta_l^r + j\delta\theta_k^t} + \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^N w_l(t + \Delta\hat{\tau}_l^r + \Delta\hat{\tau}_k^t, n) e^{-j2\pi n T_r} e^{-j\Delta\hat{\theta}_l^r - j\Delta\hat{\theta}_k^t} \quad (24)$$

理想情况下， $\delta\tau_k^t = \delta\tau_l^r = \delta\theta_k^t = \delta\theta_l^r = 0$ ，累加信号  $Y(t)$  可表示为：

$$Y(t) = \xi_0 NKL A(t - \tau_{11}) + \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^N w_l(t + \Delta\hat{\tau}_l^r + \Delta\hat{\tau}_k^t, n) e^{-j2\pi n T_r} e^{-j\Delta\hat{\theta}_l^r - j\Delta\hat{\theta}_k^t} \quad (25)$$

假设任意的  $A_k(t)$  和  $A(t)$  峰值功率都相等，记为  $P_A$ 。因此 2 种模式下的信号功率相等，都是  $(NLK)^2 |\bar{\xi}|^2 P_A$ 。且由于时移和相移不会改变高斯过程的分布特性，因此接收相参和收发相参模式下的噪声功率分别为  $NL\sigma_w^2$  和  $NL\sigma_w^2$ ，故 2 种模式下的输出信噪比可表示为：

$$\begin{cases} R_{SN}^{MIMO} = \frac{NKL |\bar{\xi}|^2 P_A}{\sigma_w^2} \\ R_{SN}^{FC} = \frac{NK^2 L |\bar{\xi}|^2 P_A}{\sigma_w^2} \end{cases} \quad (26)$$

单部雷达工作时的输出信噪比可以表示为：

$$R_{SN}^{single} = \frac{|\bar{\xi}|^2 P_A}{\sigma_w^2} \quad (27)$$

因此，信噪比增益为：

$$\begin{cases} R_{SN, gain}^{MIMO} = \frac{R_{SN}^{MIMO}}{R_{SN}^{single}} = NKL \\ R_{SN, gain}^{FC} = \frac{R_{SN}^{FC}}{R_{SN}^{single}} = NK^2 L \end{cases} \quad (28)$$

由式(28)可以看出，多脉冲信号相参积累在接收相参模式下可以实现  $NKL$  倍的信噪比增益，在收发相参模式下可以实现  $NK^2 L$  倍的信噪比增益。

### 4 仿真分析

以 2 个接收单元和 2 个发射单元组成的 DCAR 系统进行仿真，仿真参数设置见表 1。

表 1 仿真参数

Table1 List of simulation parameters

simulation parameter	value	simulation parameter	parameter value
carrier frequency/GHz	3	distance of transmitting unit 1/km	30
sampling frequency/MHz	200	distance of receiving unit 1/km	30
pulse width/ $\mu$ s	2.56	distance of transmitting unit 2/km	30.015 6
pulse repetition frequency/kHz	10	distance of receiving unit 2/km	30.020 4
scattering coefficient	1	local oscillator phase difference of transmitting unit/( $^\circ$ )	30
radial velocity in the transmitting direction/(m/s)	80	local oscillator phase difference of receiving unit/( $^\circ$ )	45
radial velocity in the receiving direction/(m/s)	120	DFT points	256

仿真采用正交相位编码信号<sup>[15]</sup>，脉冲个数  $N=8,16,32$ ，输入信噪比区间  $[-26,16]$  dB，步长为 2 dB。分别进行仿真，每组参数进行 100 次蒙特卡洛试验，以均方根误差(RMSE)作为参数估计性能的指标，定义如下

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{M_c} \sum_{i=1}^{M_c} [x(i) - \hat{x}(i)]^2} \quad (29)$$

式中： $M_c$  表示蒙特卡洛试验次数； $x(i)$  和  $\hat{x}(i)$  分别表示第  $i$  次试验的真实值和估计值。仿真得到不同输入信噪比情况下的时延差、相位差和多普勒频率估计的均方根误差(RMSE)，见图 3。从图 3 可以看出，相参参数和多普勒频率的估计精确度随输入信噪比的提高而提高，且在相同输入信噪比条件下，积累脉冲数越多，参数估计精确度越高，表明通过多脉冲积累可以有效提高在低信噪比情况下的参数估计性能。受采样频率的限制，时延差估计误差趋于定值。此外，接收相位差的估计精确度随输入信噪比的提高而提高，而发射相位趋于定值，这是由于发射信号非理想正交性影响发射参数的估计<sup>[10-11]</sup>。

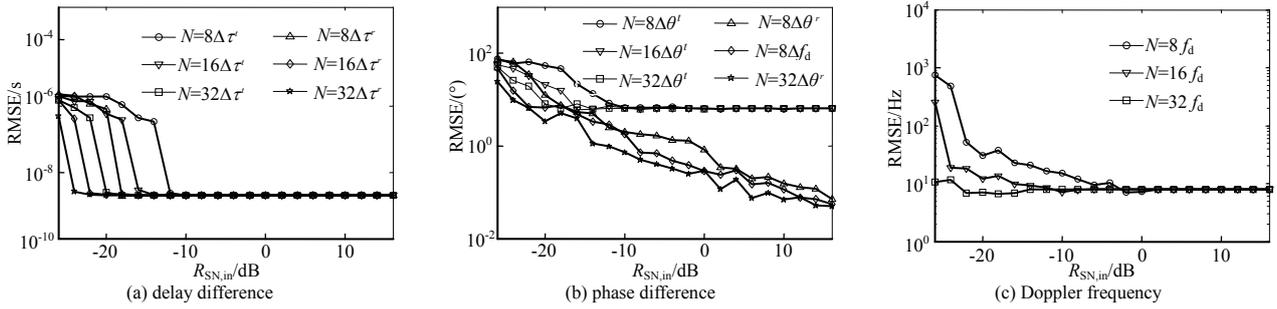


Fig.3 RMSE of parameters estimation  
图 3 参数估计均方根误差

在接收相参模式下以估计得到的相参参数进行时延和相位的调整,以信噪比增益和相参效率<sup>[9]</sup>作为相参性能的指标,相参效率  $\eta$  定义如下:

$$\eta = \frac{R_{SN,gain}^{mea}}{R_{SN,gain}^{ideal}} \times 100\% \quad (30)$$

式中  $R_{SN,gain}^{mea}$  和  $R_{SN,gain}^{ideal}$  分别表示信噪比增益测量值和理想值。接收相参模式的相参性能仿真结果见图 4。

假设由接收相参模式转入收发相参模式的时间极短,相参参数保持不变,以上述估计的相参参数进行时延和相位调整,并进行相参合成。收发相参模式的相参性能仿真结果见图 5。

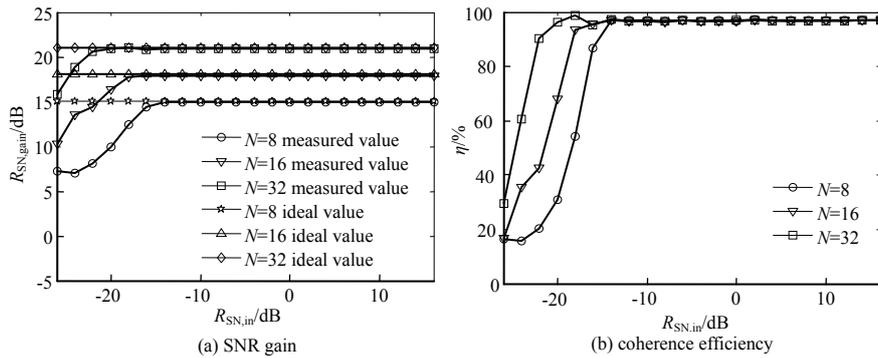


Fig.4 Coherence performance of MIMO mode  
图 4 接收相参模式相参性能

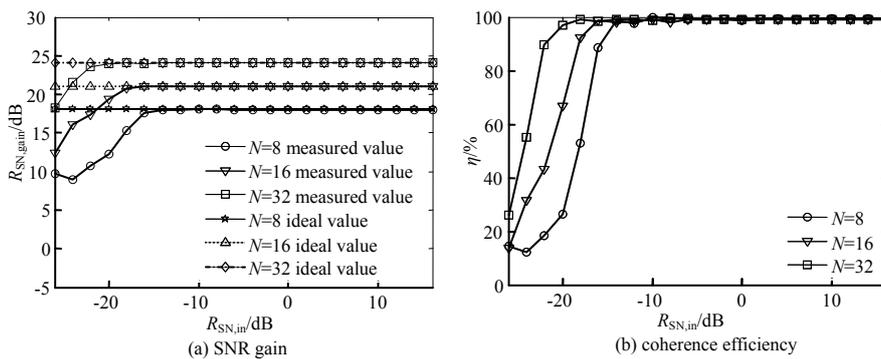


Fig.5 Coherence performance of FC mode  
图 5 收发相参模式相参性能

从图 4 和 5 可看出,随着输入信噪比的提高,实际信噪比增益逐渐趋于理想信噪比增益,表明本文所提的方法具有可行性,同时验证了多脉冲积累相参性能分析的正确性。且在低输入信噪比情况下,随着相参积累脉冲个数的增加,相参合成效率也随之提高。以上结果表明多脉冲积累方法可以有效提高相参性能。

### 5 结论

本文基于动目标回波信号模型,提出了多脉冲相参积累的参数估计方法,并分析了多脉冲积累情况下 2 种工作模式的相参性能。仿真结果表明上述方法具有可行性,并且在低信噪比情况下,积累脉冲数越多,参数估计精

确度和相参效率越高,可以有效提高低参数估计性能和相参性能。本文的分析与研究对 DCAR 这一新体制雷达的实现,提供了一定的理论指导意义。

#### 参考文献:

- [1] AHLGREN G W. Next generation radar concept definition team final report[R]. MIT Lincoln Laboratory, 2003.
- [2] CUOMO K M,COUTTS S D,Mcharg J C,et al. Wideband aperture coherence processing for next generation radar (NexGen)[R]. Boston,MA,USA:Lincoln Laboratory,MIT, 2004.
- [3] COUTTS S,CUOMO K,MCHARG J,et al. Distributed coherent aperture measurements for next generation BMD radar[C]// Fourth IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Processing. Waltham,USA:IEEE, 2006:390-393.
- [4] 周宝亮,周东明,高红卫,等. 分布式孔径相参合成雷达技术试验验证与分析[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2019, 17(3):413-417. (ZHOU Baoliang,ZHOU Dongming,GAO Hongwei,et al. Test and analysis of distributed aperture coherence-synthetic radar technology[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2019,17(3):413-417.)
- [5] LU Yaobing,GAO Hongwei,ZHOU Baoliang. Distributed aperture coherence-synthetic radar technology[J]. Journal of Radars, 2017,6(1):55-64.
- [6] SUN P L,TANG J,HE Q,et al. Cramer-Rao bound of parameters estimation and coherence performance for next generation radar[J]. IET Radar Son Nav, 2013(7):553-567.
- [7] 宋靖,张剑云,郑志东,等. 分布式全相参雷达相干参数估计性能[J]. 电子与信息学报, 2014,36(8):1926-1931. (SONG Jing,ZHANG Jianyun,ZHENG Zhidong,et al. Coherent parameters estimation performance of distributed aperture coherent radar[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2014,36(8):1926-1931.)
- [8] TANG X W,TANG J,HE Q,et al. Cramer-Rao bounds and coherence performance analysis for next generation radar with pulse trains[J]. Sensor, 2013,13(4):5347-5367.
- [9] 殷丕磊,杨小鹏,曾涛,等. 分布式全相参雷达的相位差跟踪技术[J]. 信号处理, 2013,29(3):313-318. (YIN Pilei,YANG Xiaopeng,ZENG Tao,et al. Tracking technology of phase difference for distributed aperture coherent radar[J]. Journal of Signal Processing, 2013,29(3):313-318.)
- [10] 刘兴华,徐振海,王罗胜斌,等. 基于信号重建的分布式相参雷达相参参数估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(9):1-9. (LIU Xinghua,XU Zhenhai,WANG Luoshengbin,et al. Coherent parameters estimation algorithm for distributed coherent aperture radar based on signal reconstruction[J]. Systems Engineering and Electronics, 2018,40(9):1-9.)
- [11] LIU Xinghua,XU Zhenhai,WANG Luoshengbin,et al. Performance analysis of coherent parameters estimation algorithm for distributed coherent aperture radar[C]// 2017 IEEE International Conference on Signal Processing,Communications and Computing(ICSPCC). [S.l.]:IEEE, 2018.
- [12] 张洪纲,雷子健,刘泉华. 基于 MUSIC 法的宽带分布式全相参雷达相参参数估计方法[J]. 信号处理, 2015,31(2):208-214. (ZHANG Honggang,LEI Zijian,LIU Quanhua. Coherent parameters estimation method based on MUSIC in wideband distributed coherent aperture radar[J]. Journal of Signal Processing, 2015,31(2):208-214.)
- [13] 周宝亮,高红卫,文树梁,等. 分布式相参雷达基线选择与标定误差分析[J]. 系统工程与电子技术, 2018,40(11):51-56. (ZHOU Baoliang,GAO Hongwei,WEN Shuliang,et al. Distributed coherent radar baseline selection and calibration error analysis[J]. Systems Engineering and Electronics, 2018,40(11):51-56.)
- [14] GAO Hongwei,ZHOU Baoliang,JIN Zhen,et al. Research on base-line selecting of distributed aperture coherence-synthetic radar[C]// Iet International Radar Conference. Hangzhou,China:Iet. 2015:1-4.
- [15] DENG H. Polyphase code design for orthogonal netted radar systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(11):3126-3135.