

## 基于非均匀 FFT 的长时间相参积累算法

田超\* 文树梁

(中国航天二院 23 所 北京 100854)

**摘要:** 针对采样引起时域相参积累损失以及相参积累算法运算量较大的问题, 该文提出一种在快时间频域实现长时间相参积累的快速算法。该算法在快时间频域利用非均匀快速傅里叶变换(FFT)校正距离走动, 完成相位补偿, 然后通过快速逆傅里叶变换(IFFT)实现积累。该算法可以避免由采样引起的积累损失且运算量相对较小, 理论分析和仿真结果验证了该算法的有效性。

**关键词:** 雷达信号处理; 长时间相参积累; 非均匀 FFT; 运动补偿

**中图分类号:** TN957.51

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2014)06-1374-07

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2013.01264

## A Long-term Coherent Integration Algorithm Based on Non-uniform Fast Fourier Transform

Tian Chao Wen Shu-liang

(The 23th Institute of the Second Academy of China Aerospace, Beijing 100854, China)

**Abstract:** Sampling may cause some loss for coherent integration in time domain and the computation burdens of the common coherent integration algorithms are usually heavy. To resolve these issues, a fast algorithm realizing long-term coherent integration in fast-time frequency domain is proposed. The algorithm firstly utilizes non-uniform FFT to accomplish range walk correction and phase compensation in fast-time frequency domain, and then fulfills the integration via IFFT. The proposed algorithm can avoid loss entailed by sampling, and needs relatively less computation. The theoretical analysis and simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed algorithm.

**Key words:** Radar signal processing; Long-term coherent integration; Non-uniform FFT; Motion compensation

### 1 引言

随着隐身技术的日趋成熟, 飞机、导弹等目标的雷达横截面积减小了 1 到 2 个数量级, 大大降低了雷达的目标检测性能<sup>[1-3]</sup>, 因此对微弱目标的检测成为雷达急需解决的技术问题。利用长时间的信号积累是实现微弱运动目标检测的一种有效手段, 其出发点是利用时间来换取能量<sup>[4]</sup>, 其需要解决的主要问题是低信噪比下对目标回波的运动补偿。

文献[5-8]利用 Hough 变换将匀速运动目标检测转化为直线检测问题, 可以实现长时间的非相参积累, 该方法运算量相对较小, 但在低信噪比时性能下降明显。文献[9]将回波数据分帧处理, 帧内相参积累, 帧间利用 Hough 变换进行非相参积累, 相比于文献[5], 其低信噪比下目标检测性能提高的程度取决于帧内相参积累效果。文献[10]则将速度的搜索范围分成若干段, 段内进行相同的距离走动校正后

利用 MTD 进行相参积累, 段间进行峰值判定以实现目标检测, 在速度搜索范围一定时, 分段越细, 目标检测性能越高, 运算量亦越大。文献[11]通过 Keystone 变换校正距离走动, 然后利用 MTD 进行相参积累, 对于匀速运动目标, 该方法积累效果好, 但实现该变换需要进行 sinc 插值, 运算量较大。文献[12]提出的 Radon-Fourier 变换方法先通过初始距离和径向速度的 2 维搜索确定目标运动轨迹, 然后通过一组多普勒滤波器组实现长时间相参积累, 该方法积累效果好, 但运算量大。文献[13,14]则针对 Radon-Fourier 变换运算量大的问题, 在不损失检测性能的前提下提出了基于 Chirp Z 变换的快速实现算法, 大大减小了运算量。综合地看, 非相参积累, 相参和非相参混合积累, 相参积累方法的积累性能依次提高, 运算量依次增大。

本文综合考虑积累性能和运算量, 主要研究如何在降低积累性能的前提下, 以较小的运算量实现长时间相参积累。先详细分析了采样引起时域积累损失的原因, 并给出了采样率与积累损失的近似

关系, 然后提出一种在快时间频域实现相参积累的快速算法。该算法在快时间频域先利用非均匀快速傅里叶变换进行目标回波的运动补偿, 然后通过IFFT完成相参积累。在保证积累性能的同时, 该算法的运算量小于常用相参积累算法。

## 2 运动目标的回波模型

假设雷达发射的信号为线性调频脉冲

$$s_i(t) = \sum_{i=0}^{N_p-1} \text{rect}\left(\frac{t-iT_r}{T}\right) \exp[j\pi K(t-iT_r)^2] \cdot \exp[j(2\pi f_c t + \phi)] \quad (1)$$

其中,  $T$  为脉冲宽度,  $T_r$  为脉冲重复周期,  $f_c$  为信号载频,  $K$  为调频率 ( $K > 0$ ),  $B = KT$  为带宽,  $\phi$  为随机初相,  $N_p$  为发射脉冲数, 且定义  $\text{rect}(t/T) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$ 。

若一沿雷达径向匀速运动的目标  $t = 0$  时距雷达  $R_0$ , 运动速度为  $v_T$ , 则任意时刻  $t$ , 目标与雷达的径向距离为

$$R(t) = R_0 + v_T t \quad (2)$$

不妨记  $p(t) = \text{rect}(t/T) \exp(j\pi Kt^2)$ , 根据驻相定理知  $p(t)$  的频谱即为

$$P(f) = \frac{1}{\sqrt{K}} \text{rect}\left(\frac{f}{KT}\right) \exp\left[-j\frac{\pi f^2}{K} + j\frac{\pi}{4}\right] \quad (3)$$

第  $m$  个脉冲回波经混频后为

$$s_r(t_m) = p\left[t_m - 2R((m-1)T_r)/c\right] \cdot \exp[-j4\pi R((m-1)T_r)/\lambda] \quad (4)$$

其中  $m = 1, 2, \dots, N_p$ ,  $c$  为光速,  $\lambda = c/f_c$  为波长,  $t_m$  为快时间。

第  $m$  个脉冲回波经匹配滤波输出为

$$s_o(t_m) = \left\{ \sin\left[\pi K \left(T - \left|\frac{2R((m-1)T_r)}{c} - t_m\right|\right)\right] \cdot \left[\frac{2R((m-1)T_r)}{c} - t_m\right] \right\} \left/ \left\{ \pi K \left[\frac{2R((m-1)T_r)}{c} - t_m\right] \right\} \right. \cdot \exp[-j4\pi R((m-1)T_r)/\lambda] \quad (5)$$

相应的快时间维频谱为<sup>[15]</sup>

$$S_m(f) = |P(f)|^2 \exp[-j4\pi(f+f_c)R((m-1)T_r)/c] \quad (6)$$

由式(5)知, 第  $m$  个脉冲回波经匹配滤波输出的峰值出现在  $t_m = [2R_0 + 2(m-1)v_T T_r]/c$ , 而  $t_m$  即反映回波包络的走动情况,  $\exp[-j4\pi R((m-1)T_r)/\lambda]$  则是时域相参积累中需要补偿的相位项。

## 3 时域相参积累损失分析

实际中由于目标运动, 回波的连续采样并不能保证每个脉冲回波起始点的相对位置保持一致, 如图1所示。假设  $T_r f_s$  恰为整数,  $f_s$  为采样率,  $T_s = 1/f_s$  为采样间隔。

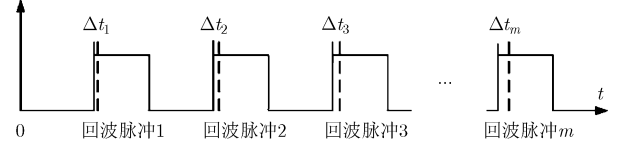


图1 不同脉冲回波初始采样点相对位置示意图

第  $m$  个脉冲的目标回波经混频后为

$$s_r(m, n + N_0) = p(\Delta t_m + nT_s) \cdot \exp[-j4\pi R((m-1)T_r)/\lambda] \quad (7)$$

其中  $m = 1, 2, \dots, N_p$ ,  $n = 0, 1, \dots, N_a$ ,  $N_0 = [2R((m-1)T_r)f_s/c]$ ,  $\Delta t_m = N_0 T_s - 2R((m-1)T_r)/c$ ,  $N_a = [2R((m-1)T_r)f_s/c + f_s T] - N_0$ ,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整,  $\lceil \cdot \rceil$  表示向上取整。

而相应匹配滤波器的冲激响应为

$$s_{mf}(m, n) = p^*(-nT_s) \quad (8)$$

其中  $m = 1, 2, \dots, N_p$ ,  $n = 0, 1, \dots, N_b$ ,  $N_b = [T/T_s]$ 。

此时匹配滤波的输出为

$$s_o(m, n'_m) \approx \frac{\sin[\pi K T_s (\Delta t_m + n'_m T_s)(N_b + n'_m + 1)]}{\sin[\pi K T_s (\Delta t_m + n'_m T_s)]} \cdot \exp[j\pi K T_s N_b (\Delta t_m + n'_m T_s)] \cdot \exp[-j4\pi R((m-1)T_r)/\lambda] \quad (9)$$

其中  $n'_m = n_m + N_0$ ,  $n_m = -N_b, -N_b + 1, \dots, N_a$ 。

按照在时域通过初始距离和速度 2 维搜索来对齐包络并补偿相位的思路, 当搜索值与真实值完全匹配时, 积累的结果为

$$S_i = \sum_{m=1}^{N_p} \exp[j\pi K T_s N_b (\Delta t_m + n'_m T_s)] \cdot \frac{\sin[\pi K T_s (\Delta t_m + n'_m T_s)(N_b + n'_m + 1)]}{\sin[\pi K T_s (\Delta t_m + n'_m T_s)]} \quad (10)$$

式(10)中, 若  $\Delta t_m \leq 0.5T_s$ ,  $n'_m = 0$ , 若  $\Delta t_m > 0.5T_s$ ,  $n'_m = -1$ 。

通过推导, 近似可得积累峰值为

$$|S_i| \approx \frac{8N_p N_b}{\pi^2} \frac{f_s^2}{B^2} \sin\left(\frac{\pi B}{4f_s}\right) \sin\left(\frac{\pi B}{2f_s}\right) \quad (11)$$

因  $N_p N_b$  即为理论积累峰值, 因此积累损失为

$$\text{Loss} = \frac{8}{\pi^2} \frac{f_s^2}{B^2} \sin\left(\frac{\pi B}{4f_s}\right) \sin\left(\frac{\pi B}{2f_s}\right) \quad (12)$$

#### 4 快时间频域基于非均匀 FFT 的积累方法

在快时间频域经匹配滤波的输出可依据式(6)求得, 为

$$S_f(m, f_k) = |f_s P(f_k)|^2 \cdot \exp[-j4\pi(f_k + f_c)R((m-1)T_r)/c] \quad (13)$$

其中  $f_k = kf_s/N_c, k = 0, 1, \dots, N_c - 1, N_c = \lfloor f_s T_r \rfloor$ 。

从式(13)看, 时域采样引起各脉冲回波起始采样点相对位置的不同, 并不影响匹配滤波后输出信号的频谱, 而在快时间频域补偿相位项  $\exp[-j4\pi(f_k + f_c)(m-1)v_T T_r/c]$  后进行 IFFT 即可实现相参积累, 因此不会因各回波脉冲起始采样点相对位置不同而产生积累损失。

若记  $\varphi(f_k) = |f_s P(f_k)|^2 \exp(-j4\pi f_k R_0/c) \cdot \exp(-j4\pi f_c R_0/c)$ , 式(13)可表示为

$$S_f(m, f_k) = \varphi(f_k) \exp[-j4\pi(f_k + f_c)(m-1)v_T T_r/c] \quad (14)$$

不妨记  $x_{k,m} = -2m(f_k + f_c)T_r v_{\max}/c, v_{\max}$  为搜索的最大速度, 则对式(14)沿慢时间维进行非均匀傅里叶变换如式(15)。

$$S_f(l, f_k) = \sum_{m=0}^{N_p-1} S_f(m+1, f_k) \exp(-j2\pi l x_{k,m}/N_1), \quad l = 0, 1, \dots, N_1 - 1 \quad (15)$$

当无速度模糊时, 可取  $v_{\max} = v_b, N_1 = N_p$ , 其中  $v_b$  为 1 倍盲速; 当存在速度模糊时, 若关注的目标最大速度不超过  $n_b$  倍盲速, 可取  $v_{\max} = n_b v_b, N_1 = n_b N_p$ , 此时不需另采取解模糊措施; 若能确定目标的速度模糊数为  $k_b$ , 亦可取  $v_{\max} = v_b, N_1 = N_p$ , 然后在式(15)基础上乘以  $\exp[-j2\pi(f_k + f_c)k_b/f_c]$ , 即可解决速度模糊对积累的影响。若无法确定速度模糊数的具体值或亦无法将速度模糊数限定在较小范围, 以取  $v_{\max} = n_b v_b, N_1 = n_b N_p$  的方式为宜, 后续计算量分析基于此种取值方式。

由式(15)可知, 对任一快时间频点  $f_k, |S_f(l, f_k)|$  均在  $l = \text{round}\lfloor N_p v_T/v_b \rfloor$  处取得最大值,  $\text{round}\lfloor x \rfloor$  表示最接近  $x$  的整数。不妨记  $l_v = \text{round}\lfloor N_p v_T/v_b \rfloor$ , 此时在快时间频域进行 IFFT, 则有

$$S_f(l_v, n) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_f(l_v, f_k) \exp(j2\pi nk/N_c), \quad n = 0, 1, \dots, N_c - 1 \quad (16)$$

当  $N_p$  较大时,  $S_f(l_v, f_k) \approx N_p \varphi(f_k)$ , 将其代入式(16)易得

$$S_f(l_v, n) \approx \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} N_p \varphi(f_k) \exp(j2\pi nk/N_c) \quad (17)$$

结合式(3), 式(17)可知,  $n = \text{round}\lfloor 2R_0 f_s/c \rfloor$  时,  $|S_f(l_v, n)| \approx N_p N_b$  为最大值, 至此即实现了相参积累。

在上述处理过程中, 重点为式(15)的快速计算。若记  $S'_f(m, f_k) = S_f(m+1, f_k) \exp(-j\pi x_{k,m})$ , 代入式(15)得

$$S_f\left(l + \frac{N_1}{2}, f_k\right) = \sum_{m=0}^{N_p-1} S'_f(m, f_k) \exp(-j2\pi l x_{k,m}/N_1), \quad l = -N_1/2, -N_1/2 + 1, \dots, N_1/2 - 1 \quad (18)$$

而由文献[16]可知

$$e^{-j2\pi l x_{k,m}/N_1} = \frac{(2\pi)^{-1/2}}{\phi[2\pi l/(uN_1)]} \cdot \sum_{q \in \mathbb{Z}} \hat{\phi}(ux_{k,m} - q) e^{-j2\pi l q/(uN_1)}, \quad l = -N_1/2, -N_1/2 + 1, \dots, N_1/2 - 1 \quad (19)$$

其中

$$\phi(x) = \begin{cases} I_0(W\sqrt{\alpha^2 - x^2}), & |x| \leq \alpha \\ 0, & |x| > \alpha \end{cases}$$

$$\hat{\phi}(x) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\sinh(\alpha\sqrt{W^2 - x^2})}{\sqrt{W^2 - x^2}}, & |x| \leq W \\ 0, & |x| > W \end{cases}$$

$u$  为大于 1 的常数, 本文取 1.1,  $W$  为大于 1 的正整数, 本文取 2,  $\alpha$  略小于  $\pi(2-1/u)$ , 本文取  $\pi(2-1/u) - 0.01$ 。

将式(19)代入式(18)并经过推导, 可得

$$S_f\left(l + \frac{N_1}{2}, f_k\right) = \frac{(2\pi)^{-1/2}}{\phi[2\pi l/(uN_1)]} \cdot \sum_{q=-uN_1/2}^{uN_1/2-1} U_q e^{-j2\pi l q/(uN_1)} \quad (20)$$

其中  $U_q = \sum_{r \in \mathbb{Z}} \sum_{m=0}^{N_p-1} S'_f(m, f_k) \hat{\phi}(ux_{k,m} - q - ruN_1)$ 。

至此, 式(15)非均匀傅里叶变换的计算转化为常规的 DFT, 从而可通过 FFT 达到快速计算的目的。整个非均匀快速傅里叶变换的实现过程可分为 3 步:

步骤 1 计算  $U_q$ , 由于  $\exp(-j\pi x_{k,m}) \hat{\phi}(ux_{k,m} - q - ruN_1)$  可预先计算, 因而实际计算  $U_q$  所需复乘次数为  $(2M+1)N_p$ , 复加次数  $(2M+1)N_p - 1$ ;

步骤 2 计算  $U_q$  的  $uN_1$  点的 FFT, 所需复乘次数为  $0.5uN_1 \log_2(uN_1)$ , 复加次数为  $uN_1 \log_2(uN_1)$ ;

步骤 3 将步骤 2 中的结果乘以  $(2\pi)^{-1/2}/\phi[2\pi l/(uN_1)]$ , 所需复数乘法次数为  $0.5N_1$ ;

因此, 计算 1 次非均匀 FFT 所需的复数乘法次数为  $(2M+1)N_p + 0.5uN_1 \log_2(uN_1) + 0.5N_1$ , 复数加法次数为  $(2M+1)N_p - 1 + uN_1 \log_2(uN_1)$ , 实现积累需  $N_c$  次非均匀 FFT。文献[11]中实现 1 次 Keystone

变换进行 sinc 插值所需的复数乘法次数为  $0.5N_p^2$ , 复数加法次数为  $N_p(N_p - 1)$ , 若存在速度模糊, 则 sinc 插值后还需根据速度模糊数进行相位补偿, 需要的复数乘法次数为  $N_p$ , 实现积累需  $n_b N_c$  次 Keystone 变换及沿慢时间维作  $n_b N_c$  次  $N_p$  点 FFT。文献[12]中 RFT 算法需要进行初始距离和目标速度 2 维搜索, 每次搜索需进行  $N_p$  次复数乘法,  $N_p - 1$  次复数加法, 实现积累需进行  $N_c N_1$  次搜索。文献[13]和文献[14]中 1 次 Chirp Z 变换依其实现步骤需要进行 1 次  $N_p$  点复数乘法, 1 次  $N_1 + N_p - 1$  点的 FFT, 1 次  $N_1 + N_p - 1$  点复数乘法, 1 次  $N_1 + N_p - 1$  点的 IFFT 以及 1 次  $N_1$  点复数乘法, 因此实现 1 次 Chirp Z 变换所需复数乘法次数为  $(N_1 + N_p - 1)\log_2(N_1 + N_p - 1) + 2(N_1 + N_p) - 1$ , 复数加法次数为  $2(N_1 + N_p - 1)\log_2(N_1 + N_p - 1)$ , 而实现积累需进行  $N_c$  次 Chirp Z 变换。

结合上述分析并将匹配滤波所需的计算量统计在内, 可得到实现基于 Radon-Fourier 变换(RFT), Keystone 变换(KT), Chirp Z 变换(CZT)和非均匀 FFT(NUFFT)的长时间相参积累方法需要的总计算量, 如表 1 所示。

另外, 由于利用 NUFFT 进行长时间积累的处理过程均是线性的, 故可用于处理多目标情况; 而且利用非均匀 FFT 对式(15)进行快速计算并未限制  $x_{k,m}$  的具体形式, 因此若目标沿径向匀加速运动, 可以将非均匀 FFT 推广到 2 维进行处理, 其计算量相较其它 3 种相参积累算法的优势会有进一步体现。

## 5 仿真结果及分析

本节将通过数值仿真验证第 3 节中有关积累损失的结论, 并给出本文方法与其它常用积累算法性能和计算量的对比。

基本仿真参数设置: 载频 65 MHz, 发射信号为

线性调频脉冲, 带宽  $B = 5$  MHz, 脉冲宽度  $T = 50$   $\mu$ s, 调频率  $K = B/T = 10^{11}$  Hz/s, 脉冲重复周期  $T_r = 1$  ms, 发射接收脉冲个数  $N_p = 1000$ , 目标沿径向朝雷达匀速运动, 速度  $v_r = 1$  km/s, 初始距离  $R_0 = 51.029$  km, 最大搜索速度  $v_{\max} = 2$  km/s。

图 2 为  $f_s = B$  且无噪声情况下依据式(5)对齐包络并补偿相位后的积累效果图, 图 3 为相同条件下对齐包络后仅进行包络积累的效果图。脉冲采样起始点相对位置不同不仅使得脉冲压缩后信号峰值下降还会产生附加相位, 从而导致积累损失。对比图 2 和图 3 的峰值可知附加相位导致的积累损失为 3.3 dB, 对比图 3 的峰值和理论峰值  $2.5 \times 10^5$  可知, 脉冲压缩后峰值下降导致的积累损失为 1.2 dB, 总的积累损失为 4.5 dB, 利用式(12)计算的积累损失为 4.8 dB, 二者近似相等, 说明式(12)具有参考价值。由图 2 可知, 采样率不高时, 附加相位在引起积累损失的同时可能产生假目标。

图 4 和图 5 是在  $f_s = 2B$  而其他条件分别与图 2 和图 3 相同时得到的积累效果图。由图 4, 图 5 的峰值和理论峰值  $5 \times 10^5$  间的对比可知, 附加相位引起 0.9 dB 的积累损失, 脉冲压缩后峰值下降引起 0.3 dB 的积累损失, 总积累损失为 1.2 dB。由式(12)计算的积累损失为 1.1 dB, 与数值仿真的结果相近。与图 2 和图 3 进行对比, 图 4 和图 5 说明提高采样率可减小时域积累损失。对比图 2 和图 4 还可知, 采样率提高后, 因带附加相位积累产生的虚假目标亦被消除。

图 6 和图 7 是在快时间频域利用非均匀 FFT 进行运动补偿后的积累效果图, 仿真条件分别与图 2 和图 4 相同。分别对比图 6 峰值和理论峰值  $2.5 \times 10^5$ , 图 7 峰值和理论峰值  $5 \times 10^5$  知,  $f_s = B$  和  $f_s = 2B$  时的积累损失均为 0.2 dB, 该损失基本可以忽略, 说明在快时间频域进行运动补偿, 积累效果不受采样率影响。

表 1 4 种相参积累算法计算复杂度对比

积累方法	复数乘法	复数加法
RFT	$n_b N_c N_p^2 + N_p N_c (\log_2 N_c + 1)$	$n_b N_c (N_p^2 - N_p) + 2N_p N_c \log_2 N_c$
KT	$0.5n_b N_c N_p (N_p + \log_2 N_p + 2) + 0.5(n_b + 1)N_p N_c \log_2 N_c$	$n_b N_c N_p (N_p - 1 + \log_2 N_p) + (n_b + 1)N_p N_c \log_2 N_c$
CZT	$N_c [(n_b + 1)N_p - 1] \log_2 [(n_b + 1)N_p - 1] + N_p N_c$ $+ [2(n_b + 1)N_p - 1]N_c + 0.5(n_b + 1)N_p N_c \log_2 N_c$	$2N_c [(n_b + 1)N_p - 1] \log_2 [(n_b + 1)N_p - 1]$ $+ (n_b + 1)N_p N_c \log_2 N_c$
NUFFT	$(2M + 1)N_p N_c + 0.5N_c n_b u N_p \log_2 (n_b u N_p)$ $+ (0.5n_b + 1)N_c N_p + 0.5(n_b + 1)N_p N_c \log_2 N_c$	$[(2M + 1)N_p - 1]N_c + (n_b + 1)N_p N_c \log_2 N_c$ $+ N_c n_b u N_p \log_2 (n_b u N_p)$

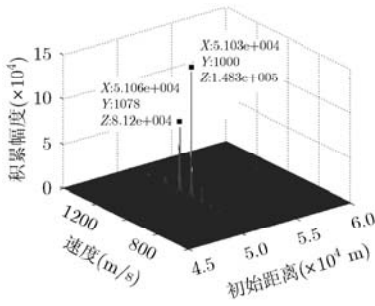


图 2 包络对齐相位补偿后积累效果( $f_s = B$ )

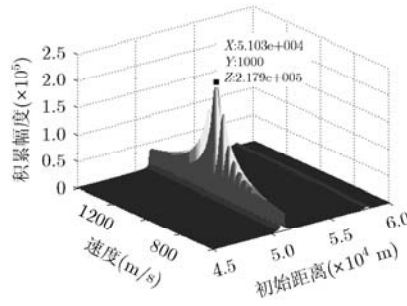


图 3 包络对齐后包络积累效果( $f_s = B$ )

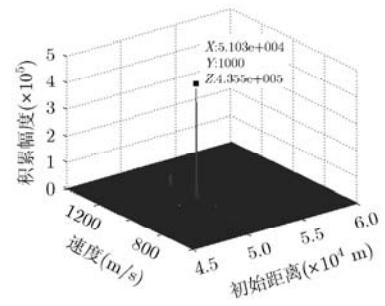


图 4 包络对齐相位补偿后积累效果( $f_s = 2B$ )

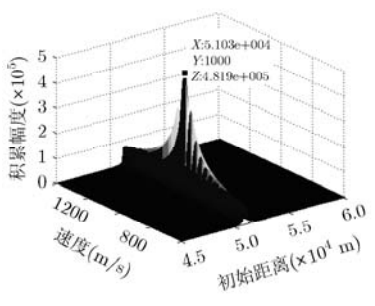


图 5 包络对齐后包络积累效果( $f_s = 2B$ )

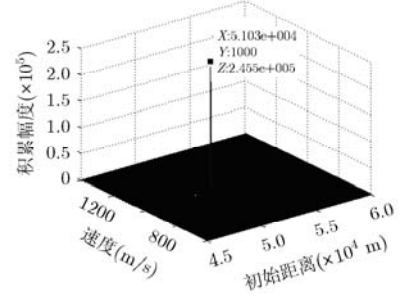


图 6 利用 NUFFT 作运动补偿后积累效果( $f_s = B$ )

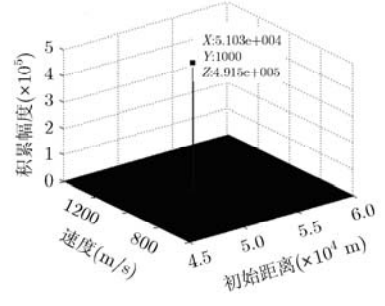


图 7 利用非均匀 FFT 作运动补偿后积累效果( $f_s = 2B$ )

虚警概率为  $10^{-6}$  (Hough 变换的第 1 门限判决后虚警概率设为 0.1),  $f_s = 2B$  时, 几种常用积累算法与本文算法积累后的检测性能对比如图 8 所示。若要求检测概率为 0.9, 本文算法与 Chirp Z 变换要求脉冲压缩后信噪比均为  $-16.6$  dB, 与理论值  $-16.7$  dB 基本相同, Radon-Fourier 变换, Keystone 变换, Hough 变换和 MTD 要求的信噪比分别为  $-15.5$  dB,  $-15$  dB,  $-6.7$  dB 和  $11.5$  dB。

本文以实现积累所需复数乘法次数评估各算法的计算复杂度。基于 Chirp Z 变换, Keystone 变换, Radon-Fourier 变换的 3 种相参积累算法与本文算法的运算量对比如图 9 所示, 图 9(a)为  $f_s = 5$  MHz,  $n_b = 1$  时 4 种积累算法所需复数乘法次数随积累脉冲数变化的情况, 图 9(b)为  $f_s = 5$  MHz,  $n_b = 1$  时其

它 3 种积累算法计算量相对于本文算法计算量的比例关系随积累脉冲数变化的情况, 图 9(c)为  $f_s = 5$  MHz,  $N_p = 1000$  时 4 种积累算法所需复数乘法次数随速度模糊数变化的情况, 图 9(d)为  $f_s = 5$  MHz,  $N_p = 1000$  时其它 3 种积累算法计算量相对于本文算法计算量的比例关系随速度模糊数变化的情况。

随着积累脉冲数的增加, 由图 9(a)可知, 4 种算法计算量随之增大, 由图 9(b)可知基于 Radon-Fourier 变换, Keystone 变换的积累算法计算量增加的速度快于基于 Chirp Z 变换的算法和本文算法。积累脉冲数为 1000 时, 基于 Radon-Fourier 变换, Keystone 变换, Chirp Z 变换的积累算法所需复数乘法次数依次为  $2.5 \times 10^{10}$ ,  $1.3 \times 10^{10}$ ,  $1 \times 10^9$ , 约为本文算法的 40 倍, 20 倍, 1.6 倍。随着速度模糊数的增加, 由图 9(c)可知, 4 种算法计算量随之增大, 由图 9(d)可知, 速度模糊数超过 10 后, 4 种算法计算量增加的速度基本相同, 此时基于 Radon-Fourier 变换, Keystone 变换, Chirp Z 变换积累算法的计算量约为本文算法的 60 倍, 30 倍, 1.5 倍。由此可见, 利用本文算法实现积累所需的计算量远小于基于 Radon-Fourier 变换和 Keystone 变换的积累算法, 约为基于 Chirp Z 变换积累算法计算量的 60%。

## 6 结束语

本文提出了一种在快时间频域实现相参积累的快速算法, 该算法基于非均匀 FFT, 所需运算量较

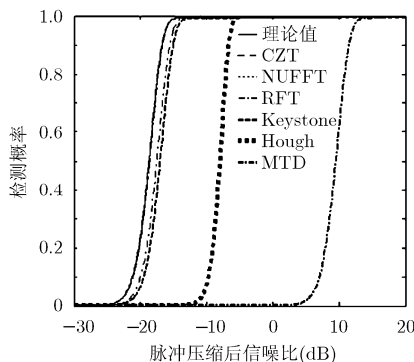


图 8 不同积累算法积累后检测性能对比

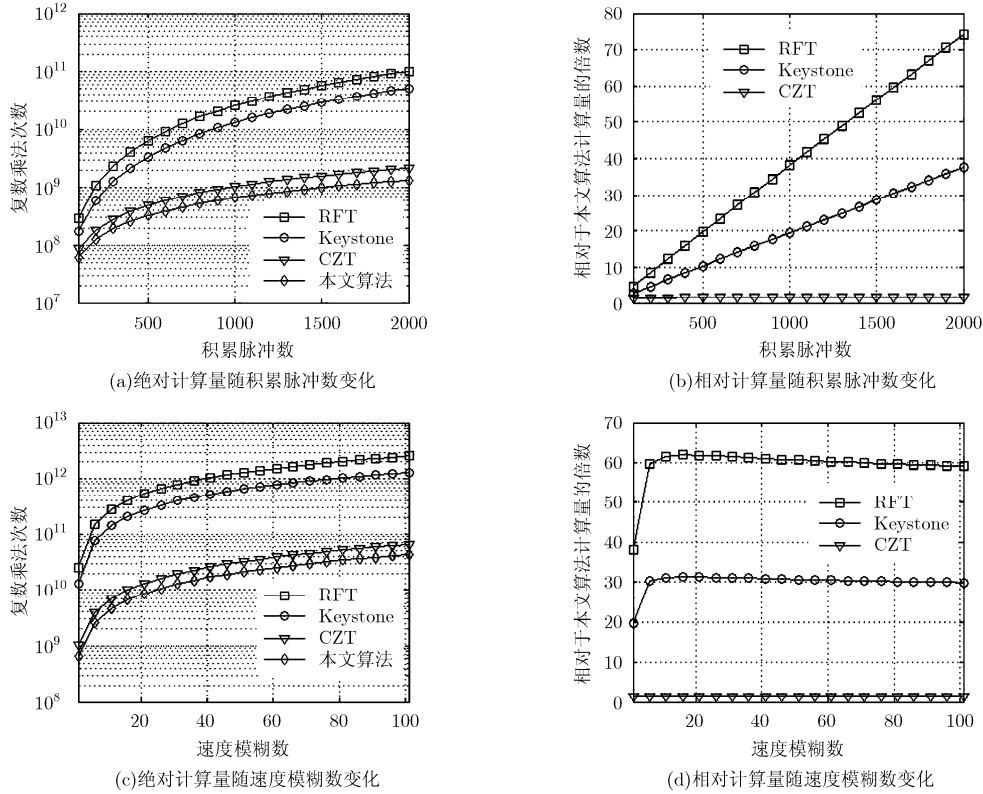


图9 几种相参积累算法运算量对比

小，约为 Chirp Z 变换的 60%，远小于 Keystone 变换和 Radon-Fourier 变换。而且该算法可避免因脉冲采样起始点相对位置不同造成的积累损失，其积累性能与 Chirp Z 变换相同，接近相参积累的理论值，优于 Keystone 变换和采样率不高时的 Radon-Fourier 变换。

参考文献

[1] 杨建宇. 雷达技术发展规律和宏观趋势分析[J]. 雷达学报, 2012, 1(1): 19-27.  
 Yang Jian-yu. Development laws and macro trends analysis of radar technology[J]. *Journal of Radars*, 2012, 1(1): 19-27.

[2] 李品, 周海峰, 张飙. 基于距离分段的目标长时间积累方法研究[J]. 现代雷达, 2012, 34(7): 20-24.  
 Li Pin, Zhou Hai-feng, and Zhang Biao. A study on long-term integration based on segmented range[J]. *Modern Radar*, 2012, 34(7): 20-24.

[3] 李春林, 吴琳拥. 基于 Keystone 变换的长时间相参积累研究[J]. 电子科技, 2013, 26(6): 148-152.  
 Li Chun-lin and Wu Lin-yong. Study and simulation of long-time coherent integration with Keystone transform[J]. *Electronic Science and Technology*, 2013, 26(6): 148-152.

[4] 王俊, 张守宏. 微弱目标积累检测的包络移动补偿方法[J]. 电子学报, 2000, 28(12): 56-59.  
 Wang Jun and Zhang Shou-hong. Study on the motion

compensation of range migration for weak moving target detection[J]. *Acta Electronic Sinica*, 2000, 28(12): 56-59.

[5] Carlson B D, Evans E D, and Wilson S L. Search radar detection and track with the Hough transform (I): system concept[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1994, 30(1): 102-108.

[6] Carlson B D, Evans E D, and Wilson S L. Search radar detection and track with the Hough transform (II): detection statistics[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1994, 30(1): 109-115.

[7] Carlson B D, Evans E D, and Wilson S L. Search radar detection and track with the Hough transform (III): detection performance with binary integration[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1994, 30(1): 116-125.

[8] Mo L, Wu S L, and Li H. Radar detection of range migrated weak target through long-term integration[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2003, 12(4): 539-544.

[9] 吴兆平, 吴惠阳, 苏涛. 距离-多普勒-时间三维雷达数据中的目标能量积累[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(1): 68-72.  
 Wu Zhao-ping, Wu Hui-yang, and Su Tao. Integration of target energy in 3-D radar data of range-doppler-time[J]. *System Engineering and Electronics*, 2013, 35(1): 68-72.

[10] Deng Feng-sen and Wang Xue-gang. Coherent integration detection algorithm research of space debris[C]. Proceedings

- of CIE'06 International Conference on Radar, Shanghai, 2006: 1-4.
- [11] Zhang S S and Zeng T. Dim target detection based on Keystone transform[C]. Proceedings of IEEE International Radar Conference, Alington, 2005: 889-894.
- [12] Xu Jia, Yu Ji, and Peng Ying-ning. Radon-Fourier transform for radar target detection (I): generalized doppler filter bank[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(2): 1186-1202.
- [13] 吴兆平, 符渭波, 苏涛. 基于快速 Radon-Fourier 变换的雷达高速目标检测[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(8): 1866-1871.  
Wu Zhao-ping, Fu Wei-bo, and Su Tao. High speed radar target detection based on fast Radon-Fourier transform[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(8): 1866-1871.
- [14] Yu Ji, Xu Jia, and Peng Ying-ning. Radon-Fourier transform for radar target detection (III): optimality and fast implementations[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(2): 991-1004.
- [15] Perry R P, DiPietro R C, and Fante R L. SAR imaging of moving targets[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1994, 35(1): 188-200.
- [16] Karsten F. Non-equispaced fast Fourier transforms with applications to tomography[J]. *The Journal of Fourier Analysis and Application*, 2003, 9(5): 431-450.
- 田超: 男, 1987年生, 博士生, 研究方向为雷达总体技术与信号处理.
- 文树梁: 男, 1971年生, 博士, 研究员, 研究方向为雷达总体技术与信号处理.