

基于分段伪 Keystone 变换的快速旋转目标检测

霍 凯,黎 湘,姜卫东,毛钧杰

(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘 要: 对于高距离分辨雷达,快速复杂运动目标在相参积累时间内出现的越距离单元走动给检测与识别带来极大的困难.本文针对快速旋转目标越距离单元走动的问题,提出了一种新的分段伪 Keystone 变换方法,对越距离单元走动进行校正.该方法首先将数据按一定准则分段,每段数据用伪 Keystone 变换处理,校正目标的越距离单元走动,然后将每段数据“拼接”在一起,完成整个观测时间的距离像对齐,并在此基础上实现积累时间内的相参检测.采用离散匹配傅里叶变换实现了该变换的快速算法,仿真实验验证了算法的有效性.

关键词: 快速旋转目标;分段伪 Keystone 变换;越距离单元走动;离散匹配傅里叶变换

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 09-2073-07

Fast Rotating Target Detection Based on the Segmental Pseudo Keystone Transform

HUO Kai, LI Xiang, JIANG Wei-dong, MAO Jun-jie

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: It is a challenge to detect or recognize targets with fast complex motion for high range resolution radar, by reason of migration through resolution cells (MTRC) during the observing time. Aiming at solving the problem of MTRC for rotating targets, this paper proposes a new method named Segmental Pseudo Keystone Transform (SPKT), to correct the MTRC. Observed data is divided into pieces obeying the rules firstly. Each piece of data is processed by the SPKT to realize MTRC correction. And then, data processed is put together to level the HRRP in the whole observing time. Based on which, coherent integration is carried out during the accumulation time. The fast realization is achieved by employing the Discrete Match Fourier Transform (DMFT). Computer simulations demonstrate the validity of this algorithm.

Key words: fast rotating targets; segmental pseudo Keystone transform; migration through resolution cells; discrete match Fourier transform

1 引言

宽带雷达信号的高距离分辨率给目标的检测带来了一些不便,主要是脉冲间目标回波的距离走动容易使高分辨距离像(HRRP; High Resolution Range Profile)的距离单元错开,难以实现观测时间内一串回波的相参积累,同时也难以实现动目标回波与固定杂波的分隔.因此,目标的运动造成的散射点越距离单元走动使雷达相参检测性能下降,也影响了高距离分辨雷达的成像质量,是雷达目标探测和识别领域持续关注的问题之一^[1-3].快速大半径旋转的目标散射点越距离单元走动的问题更加突出.由于目标旋转速度快,无法在积累时间段内对目标的运动进行一阶或二阶近似,旋转半径大导致目标在积累时间里跨越了多个距离单元,这对雷达信号处理带来了极大的挑战.

韩兴斌^[4]提出了一种近似极坐标算法通过插值处

理消除距离走动,不需精确知道目标的转角信息,但该方法只适用于目标平稳飞行的情况.于化林^[5]提出一种基于子回波包络校正的越距离单元走动(MTRC, Migration Through Resolution Cells)校正算法,通过对散射点子回波包络对齐求出归一化的距离走动曲线,该算法步骤繁琐,计算复杂.Munoz-Ferreras J M^[6]提出通过精确估计目标的旋转速度和加速度来消除目标角运动引起的MTRC的方法,该算法要求目标有两个特显点,且必须已知它们在两个时刻的距离和径向速度的先验信息,算法实现条件较苛刻,且计算复杂.

文献[7,8]将Keystone变换引入到ISAR成像中,通过消除目标回波信号中频率和慢时间的耦合来校正散射点的MTRC.Keystone变换是一种快频-慢时的重要变换,可以校正恒定速度引起的线性距离走动,其原理是对目标转动速度作一阶近似,针对不同距离频率对慢时间作尺度变换,然后插值成矩形格式后,再进行方位处

理. Keystone 变换能在方位处理之前校正散射点 MTRC, 算法本身易实现, 但是该算法只能对线性走动部分进行校正. 文献[9]提出了一种基于广义二阶 Keystone 变换的高机动目标宽带信号检测与运动参数估计方法, 能有效地去除距离弯曲, 构造相位补偿函数补偿相位后对目标进行检测, 估计目标运动参数. 该方法用二阶多项式对高机动目标运动进行近似, 在短积累时间内成立, 但对观测时间较长的情况不适用.

本文为了解决长时间观测的快速大半径旋转的目标散射点越距离单元走动的问题, 提出了一种新的分段伪 Keystone 变换 (SPKT; Segmental Pseudo Keystone Transform) 方法. 为了保证相位变化的单调性, 首先将数据按一定准则分段, 每段数据采用伪 Keystone 变换处理, 然后“拼接”在一起, 实现整个观测时间内的距离像对齐, 并在此基础上实现积累时间内的相参检测. 采用匹配傅里叶变换实现了 SPKT 的快速算法, 仿真实验验证了方法的有效性.

2 旋转目标宽带雷达回波模型与越距离单元走动

设匀速旋转目标包含 P 个散射点, δ_i 为第 i 个散射点的散射强度, 则总的基频回波可写为^[10]:

$$s_r(t) = s_r(\hat{t}, t_m) = \sum_{i=1}^P \delta_i p(\hat{t}, t_m) \exp\left\{-j \frac{4\pi f_c}{c} R_i(t_m)\right\} \quad (1)$$

其中, f_c 为雷达中心频率, c 为光速. \hat{t} 是以发射时刻为起点, 计量电波传播的时间, 定义为快时间, $t_m = mT_r$, 是计量发射脉冲的时刻, 称为慢时间, 这两个时间与全时间 t 的关系为: $\hat{t} = t - mT_r$, T_r 为脉冲重复周期. $R_i(t_m)$ 为 t_m 时刻第 i 个散射点到雷达的距离, $p(\cdot)$ 为归一化的回波包络. 将 $s_r(\hat{t}, t_m)$ 从快时间域变换到基带频率(f)域, 得:

$$S_r(f, t_m) = P(f) \sum_{i=1}^P \delta_i \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} (f_c + f) R_i(t_m)\right\} \quad (2)$$

其中 $P(f)$ 为 $p(\hat{t})$ 的傅里叶变换. 经匹配滤波处理后在距离频率域乘以 $P^*(f)$, 则 $S_r(f, t_m)$ 化为:

$$S_r(f, t_m) = |P(f)|^2 \sum_{i=1}^P \delta_i \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} (f_c + f) R_i(t_m)\right\} \quad (3)$$

假设目标平动补偿已经完成, 则目标的微动等效为绕参考点 O 的旋转运动, 如图 1 所示. 设旋转平面与雷达视线平行, 旋转中心 O 点到雷达的距离为 R_0 , r_i 为第 i 个散射点旋转的半径, 匀速旋转角速度均为 ω , φ_i 为目标第 i 个散射点与 O 的连线与雷达视线的初始夹角, φ_0 为目标质心和 O 的连线与雷达视线的初始夹角, 假设满足 $\varphi_i \approx \varphi_0$, 其涵义是目标各初始夹角近似相等, 若目标不能完全满足此假设条件, 可选取散射强度最大的散射点为 φ_0 , 忽略不满足条件的强度较弱散射

点对检测性能影响不大. 远场条件下 $R_i(t_m)$ 可以近似表示为 $R_i(t_m) = R_0 + r_i \cos(\omega t_m + \varphi_0)$. 则目标平动补偿后的回波快时间谱可以表示为:

$$\begin{aligned} S_r(f, t_m) &= |P(f)|^2 \sum_{i=1}^P \delta_i \\ &\cdot \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} (f_c + f) [R_0 + r_i \cos(\omega t_m + \varphi_0)]\right\} \\ &= |P(f)|^2 \sum_{i=1}^P \delta_i \exp(-j \frac{4\pi}{c} f \cdot R_0) \\ &\cdot \exp\left[-j \frac{4\pi f}{c} r_i \cos(\omega t_m + \varphi_0)\right] \\ &\cdot \exp\left[-j \frac{4\pi f_c}{c} r_i \cos(\omega t_m + \varphi_0)\right] \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $\tilde{\delta}_i = \delta_i \exp\{-j4\pi f_c R_0/c\}$, 第一个指数项是常数, 表示目标旋转中心的位置, 第二个指数项为包络项表示 HRRP 的移动, 第三个指数项为多普勒效应引起的载波相位变化. 由上式可以看出, 不同的慢时间具有不同的包络平移, 当平移量超过一个距离分辨单元时就会产生越距离单元走动. 因此, 从雷达回波数据域看, 越距离单元走动表现为信号频率 f 和慢时间 t_m 的耦合. 对上式中的回波相位关于 t_m 求导, 可得其多普勒频率为:

$$f_{di} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t_m)}{dt_m} = \frac{2r_i \omega}{c} (f_c + f) \sin(\omega t_m + \varphi_0) \quad (5)$$

可以看出, 不同的信号频率分量具有不同的多普勒频率, 而且随慢时间 t_m 正弦周期变化. 因此, 从频域看, 旋转产生的越距离单元走动可以看作多普勒频率 f_{di} 与信号频率 f 、慢时间 t_m 的耦合.

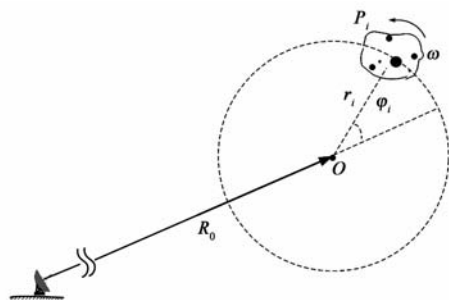


图1 旋转目标相对雷达的几何关系

3 基于 SPKT 的越距离单元走动校正

由于目标快速旋转, 在相参积累时间 T_{obs} 内, 目标旋转总角度 ωT_{obs} 大于 $\pi/2$, $\cos(\omega t_m + \varphi_0)$ 无法近似成一阶或二阶多项式. 旋转半径 r_i 远大于距离分辨单元, 散射点 HRRP 峰值位置序列呈正弦变化规律. 经典的 Keystone 变换只针对 f 与一次的 t_m 项耦合, 广义 Keystone 变换解决 f 与高次的 t_m 多项式耦合. 借鉴 Keystone 变换校正距离单元走动的思想, 定义一个虚拟时间 τ_m , 通过一个变换消除 f 与 t_m 的耦合, 但 $\cos(\omega t_m + \varphi_0)$ 的周期性不能保证变换的唯一性, 所以提出一种解决 f 与 $\cos(\omega t_m + \varphi_0)$ 耦合的变换, 称之为伪 Keystone 变换, 并且为了解

决 $\cos(\omega t_m + \varphi_0)$ 的周期性带来的多值问题,将数据进行分段处理,分段的原则:保证在变换区间内相位变化的单调性,即目标在每个时间段内径向运动要么远离雷达,要么靠近雷达.第 $k+1$ 段数据可表示为:

$$\frac{k\pi - \varphi_0}{\omega} < t_m \leq \frac{(k+1)\pi - \varphi_0}{\omega} \quad (6)$$

定义 设虚拟时间 τ_m, τ_m 与 t_m 满足如下关系:

$$\begin{cases} f_c \tau_m = -\frac{1}{\omega} (f_c + f) \cos(\omega t_m + \varphi_0), \\ \frac{2k\pi - \varphi_0}{\omega} < t_m \leq \frac{(2k+1)\pi - \varphi_0}{\omega} \\ f_c \tau_m = \frac{1}{\omega} (f_c + f) \cos(\omega t_m + \varphi_0), \\ \frac{(2k+1)\pi - \varphi_0}{\omega} < t_m \leq \frac{2(k+1)\pi - \varphi_0}{\omega} \end{cases}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

则这种变换称为分段伪 Keystone 变换 (SPKT; Segmental Pseudo Keystone Transform).

情况 1 对于 $\frac{2k\pi - \varphi_0}{\omega} < t_m \leq \frac{(2k+1)\pi - \varphi_0}{\omega}$ 的数据段,将式(7)代入式(4),得到以虚拟时间 τ_m 表示的回波快时间谱:

$$\begin{aligned} S_r(f, \tau_m) &= |P(f)|^2 \sum_{i=1}^P \tilde{\delta}_i \exp(-j \frac{4\pi}{c} f \cdot R_0) \exp(j \frac{4\pi f_c}{c} r_i \omega \tau_m) \\ &= |P(f)|^2 \sum_{i=1}^P \tilde{\delta}_i \exp(-j \frac{4\pi}{c} f \cdot R_0) \exp(j 2\pi f_{dci} \tau_m) \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $f_{dci} = 2v_i f_c / c = 2r_i \omega f_c / c$, 为与虚拟时间下载频 f_c 相对应的各散射点的多普勒,其中 v_i 是第 i 个散射点的最大径向速度.值得注意的是目标旋转实际产生的多普勒为 $2f_c r_i \omega / c \sin(\omega t_m + \varphi_0)$,它是随时间 t_m 变化的,这里的 f_{dci} 是目标旋转到与旋转中心同一个距离单元时的瞬时多普勒,也是目标旋转实际产生的多普勒的最大值.

由式(8)可看出,它的第二个指数项不再与 f 有关,它只表示相位沿 τ_m 按多普勒 f_{dci} 变化,而与 f 有关的第

一个指数项只表示目标旋转中心的位置,因此,式(8)中对应的各个散射点的回波信号的包络“凝结”在旋转中心所在的距离单元,而相位则按各自的多普勒变化.

情况 2 对于 $\frac{(2k+1)\pi - \varphi_0}{\omega} < t_m \leq \frac{2(k+1)\pi - \varphi_0}{\omega}$

的数据段,将式(7)代入式(4),得到以虚拟时间 τ_m 表示的回波信号:

$$\begin{aligned} S_r(f, \tau_m) &= |P(f)|^2 \sum_{i=1}^P \tilde{\delta}_i \exp(-j \frac{4\pi}{c} f \cdot R_0) \exp(-j \frac{4\pi f_c}{c} r_i \omega \tau_m) \\ &= |P(f)|^2 \sum_{i=1}^P \tilde{\delta}_i \exp(-j \frac{4\pi}{c} f \cdot R_0) \exp(j 2\pi f'_{dci} \tau_m) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $f'_{dci} = -2v_i f_c / c = -2r_i \omega f_c / c$, 产生 f'_{dci} 的速度与产生 f_{dci} 的速度反向.式(9)中对应的各个散射点的回波信号的包络“凝结”在旋转中心所在的距离单元,而相位则按各自的多普勒变化,值得注意的是这种情况的多普勒相位与情况 1 中的多普勒相位刚好相反.

对于相邻两段数据,由于散射点回波的包络都“凝结”在旋转中心所在的距离单元,在各自数据段时间内不再有越距离单元走动,而且多普勒大小相等,方向相反,故只需要对相邻数据段的相位进行校正就可以完成数据的拼接:

$$S_r(f, \tau_m) = \begin{cases} S_{r(q+1)}(f, \tau_m - 2q\alpha), \\ (2q-1)\alpha < \tau_m \leq (2q+1)\alpha, q \text{ 为偶数} \\ S_{r(q+1)}^*(f, \tau_m - 2q\alpha), \\ (2q-1)\alpha < \tau_m \leq (2q+1)\alpha, q \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (10)$$

其中, $\alpha = 1/\omega$, $S_{r(q+1)}(f, \tau_m)$ 为第 $(q+1)$ 段 SPKT 后的数据. $S_{r(q+1)}^*(f, \tau_m)$ 是 $S_{r(q+1)}(f, \tau_m)$ 的共轭.

以上各式中的信号频率 f 和慢虚拟时间 τ_m 都是以连续变量表示的,实际应用中首先要将其离散化.在 $(f - t_m)$ 平面内,信号采样点是以矩形格式排列的,如图 2(a)所示,其中横坐标为慢时间,纵坐标为信号频率;对回波信号进行 Keystone 变换后,信号在 $(f - t_m)$ 平面内的采样点变为梯型格式,其中横坐标为虚拟慢时间,纵

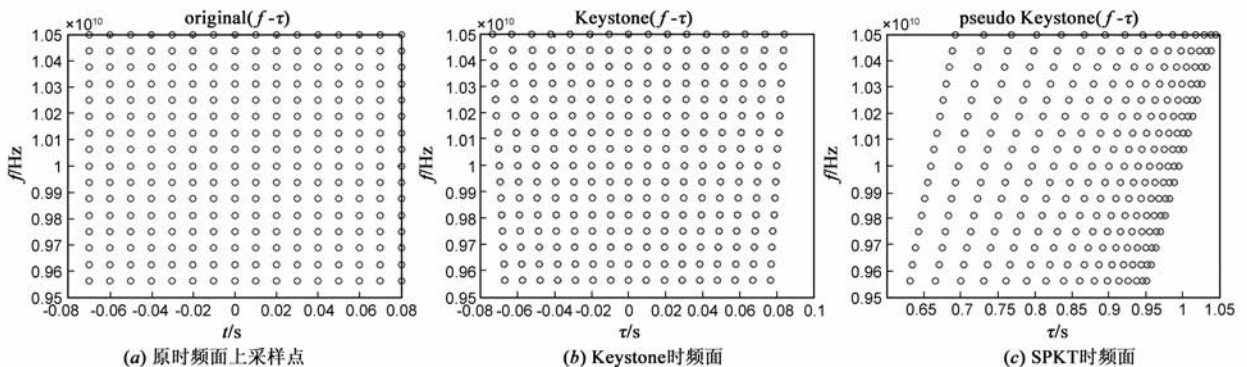


图2 时间变换前后对照

坐标为信号频率,如图 2(b)所示,由图中可以看出,虽然对于不同的频率分量,时间采样间隔不同,但是在同一个频率分量内,采样间隔是均匀的;对回波信号进行 SPKT 后,在 $(f-t_m)$ 平面内,信号采样点变成了不规则的四边形格式,如图 2(c)所示,每一个频率分量对应的的时间采样点也是非均匀的。

将 SPKT 和 Keystone 变换进行对比,可以发现,对于每一个频率点,SPKT 在虚拟时间上的采样是非均匀的,而 Keystone 变换在虚拟时间上的采样点是均匀的。因此,Keystone 变换的快速算法在 SPKT 中不能直接运用。但是若要直接在新的时频面上进行插值,则计算量太大,为了便于工程实际应用,有必要找出适合 SPKT 的快速算法。

4 基于匹配傅里叶变换的 SPKT 快速算法

快速算法的思路是先利用匹配傅里叶变换将时间上非等间隔采样的信号变换到频域,然后利用逆傅里叶变换将频域上的信号转换成时域上等间隔采样的信号,这样,在慢时间域,非等间隔采样的数据变成了等间隔采样的数据。

先将式(4)进行离散化,在一个数据段内,在频率域和慢时间域的离散采样顺序分别以 l 和 m 表示,设采样点的总数目分别为 L 和 M 。慢时间变换的频率域为方位多普勒 f_d ,离散采样顺序以 k 表示,总的采样点数为 K 。令 $f = Bl/L$ (B 为信号带宽), $t_m = mT_r$, $d_0 = 2R_0B/(cL)$, $\eta = B/(f_cL)$,则 $S_r(f, t_m)$ 的离散形式可以表示为:

$$S_r(l, m) = |P(l)|^2 \sum_{i=1}^p \tilde{\delta}_i \exp\{-j2\pi d_{0i}l\} \cdot \exp\left\{j2\pi(1+\eta l) \frac{f_{dci}}{\omega} \cos(\omega m T_r + \varphi_0)\right\} \quad (11)$$

其中 $f_{dci} = -2r_i \omega f_c / c$ 。

将虚拟慢时间 τ_m 离散采样的顺序以 m' 表示,设其采样点的总数也为 M ;与 τ_m 相对应的虚拟离散多普勒域采样点的顺序以 k' 表示,其总数为 $K' (= K = M)$ 。应当指出, m' 和 m ,以及 k' 和 k 虽然同样以整数表示,但它们的尺度是不同的,且在不同的 l (即不同的 f) 有不同的尺度关系。

由于目标旋转时的回波信号与傅里叶基函数不匹配,无法利用傅里叶变换实现 SPKT,所以采用匹配傅里叶变换^[11],选用的匹配傅里叶基为 $\exp(j\omega_i \phi(t))$ 。参数进行离散化: $\omega_i = 2\pi f_{dci}(1+\eta l)$, $\phi(mT_r) = 1/\omega \cos(\omega m T_r + \varphi_0)$ 。由采样频率 $f_s = 1/T_r$,采样点数为 M ,有 $\Delta f = 1/(MT_r)$,则可得每一个频率点的离散匹配傅里叶变换为:

$$S_r(l, k') = \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} S_r(l, m) (-T_r \sin(\omega m T_r + \varphi_0)) \cdot \exp\left[-j2\pi \frac{k'(1+\eta l)}{\omega M T_r} \cos(\omega m T_r + \varphi_0)\right] \quad (12)$$

得到信号的频谱,再利用逆傅里叶变换将 $S_r(l, k')$ 变换到 $S_r(l, m')$,即可得到在时域上均匀采样的信号:

$$S_r(l, m') = \sum_{k'=-M/2}^{M/2-1} S_r(l, k') \exp(j \frac{2\pi k' m'}{M}) \quad (13)$$

这次的逆傅里叶变换可以采用快速逆傅里叶变换 (IFFT) 来计算。

将以上两步结合起来得 SPKT 的计算公式为:

$$S_r(l, m') = \sum_{k'=-M/2}^{M/2-1} \left\{ \sum_{m=-M/2}^{M/2-1} S_r(l, m) (-T_r \sin(\omega m T_r + \varphi_0)) \cdot \exp\left[-j2\pi \frac{k'(1+\eta l)}{\omega M T_r} \cos(\omega m T_r + \varphi_0)\right] \right\} \cdot \exp(j \frac{2\pi k' m'}{M}) \quad (14)$$

对应的数据段拼接公式为:

$$S_r(l, m') = \begin{cases} S_{r(q+1)}(l, m'-qM), & (2q-1)M/2 < m' \leq (2q+1)M/2, q \text{ 为偶数} \\ S_{r(q+1)}^*(l, m'-qM), & (2q-1)M/2 < m' \leq (2q+1)M/2, q \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (15)$$

其中, $S_{r(q+1)}(l, m')$ 为第 $(q+1)$ 段 SPKT 后的数据, $S_{r(q+1)}^*(l, m')$ 是 $S_{r(q+1)}(l, m')$ 的共轭。

需要指出的是,在 SPKT 之前必须通过 HRRP 序列或其它方法估计出旋转角频率 ω 和初相 φ_0 。

综上所述,SPKT 的实现步骤为:

Step 1 获取目标回波的 HRRP 序列,并估计出旋转角频率 ω 和初相 φ_0 ;

Step 2 根据分段原则将雷达回波数据进行分段;

Step 3 对每一段数据 $S_r(l, m)$ 利用式(12)得 $S_r(l, k')$;

Step 4 对 $S_r(l, k')$ 利用式(13)的 IFFT 变换得到 $S_r(l, m')$;

Step 5 将变换后的每一段数据 $S_r(l, m')$ 进行拼接。

下面将本文基于匹配傅里叶变换的 SPKT 快速算法与传统的插值方法计算量进行比较。假设慢时间 t_m 的采样点数为 M ,频率采样点数为 L ,整个数据被分为 Q 段 ($Q \geq 1$,且 M/Q 为整数)。本文方法需要 M/Q 点的 DFT 和 M/Q 点的 FFT,忽略其它步骤的少量计算,则本文算法大约需要 $L[M^2/Q + M \log_2 M - M \log_2 Q]$ 次复乘运算和 $L[M^2/Q + M \log_2 M - M \log_2 Q - M]$ 次复加运算。而传统的插值运算需要 $L^2 M^2$ 次复乘运算和 $LM(L-1)(M-1)$ 次复加运算。将两者的运算量对比如下表 1 中,可以看出,本文方法的计算量比传统插值方法小得多,特别是当观测时间较长,分段数目较多的情况下,计算量减少得更多。

表 1 本文方法与传统插值法计算量的比较

	复数加法运算次数	复数加法运算次数
本文方法	$L[M^2/Q + M \log_2 M - M \log_2 Q]$	$L[M^2/Q + M \log_2 M - M \log_2 Q - M]$
传统插值法	$L^2 M^2$	$LM(L-1)(M-1)$

5 基于 SPKT 的快速旋转目标检测

将雷达回波数据进行 SPKT, 实现了目标越距离单元走动的校正. 并且由式 (8) 和式 (9) 可知, 对齐的 HRRP 序列相位随虚拟时间 τ_m 呈线性变化, 此时, 只需对 $S_r(f, \tau_m)$ 的参数 τ_m 作傅里叶变换, 参数 f 作逆傅里叶变换即可实现脉冲串回波的相参积累:

$$S_r(\hat{t}, f_d) = \sum_{i=1}^P \delta_i \text{psf}(\hat{t} - 2R_0/c) \delta[2\pi(f - f_{dci})] \quad (16)$$

其中, $\text{psf}(t) = F_f^{-1}(|P(f)|^2)$. 从式 (11) 可以看出, 目标第 i 个散射点聚焦在距离-多普勒平面上的点 $(2R_0/c, f_{dci})$. 因此, 可以在距离-多普勒平面上对目标进行检测.

设置检测门限 γ_0 , 将 $|S_r(\hat{t}, f_d)|$ 与门限比较来检测目标: 若 $|S_r(\hat{t}, f_d)| > \gamma_0$, 说明存在目标; 若 $|S_r(\hat{t}, f_d)| \leq \gamma_0$, 表示不存在目标. 这里的关键在于门限值 γ_0 的确定. 由于 SPKT 是非线性变换, 将改变噪声的分布, 因此 γ_0 很难通过噪声的概率密度函数以及虚警概率来理论推导. 本文采用基于噪声训练的检测门限确定方法: 假设随机生成 i 次高斯白噪声序列经过 SPKT 后的峰值分别为 E_{0i} , 则取最大的峰值 $E_0 = \max_i(E_{0i})$, 门限 γ_0 依据要求的虚警概率取 $\gamma_0 \geq E_0$, 虚警概率越小, γ_0 的取值越大.

算法需要首先获得目标的运动参数, 如果运动参数估计不准确将对算法产生影响, 下面将从理论上分析估计误差可以忽略的条件. 式 (16) 是基于傅里叶变换来实现能量的累计的, 因此, 如果相位误差 $\Delta\psi$ 满足 $|\Delta\psi| < 2\pi$, 那么在频域信号的能量峰值将不会发散. 假设 ω 和 φ_0 的估计误差分别为 $\delta\omega$ 和 $\delta\varphi_0$, 在 Δt ($0 < \Delta t \leq \pi/\omega$) 时间内, 相位误差可以表示为:

$$\begin{aligned} \Delta\psi_{\Delta t} &\approx \\ &\frac{4\pi}{\lambda} r_{\max} \left\{ \cos[(\omega + \delta\omega)\Delta t + (\varphi_0 + \delta\varphi_0)] - \cos(\omega\Delta t + \varphi_0) \right\} \\ &= -\frac{8\pi}{\lambda} r_{\max} \sin \frac{\delta\omega\Delta t + \delta\varphi_0}{2} \sin\left(\omega\Delta t + \varphi_0 + \frac{\delta\omega\Delta t + \delta\varphi_0}{2}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

其中, r_{\max} 为目标散射中心的最大旋转半径. 假设 $\frac{\delta\omega\Delta t + \delta\varphi_0}{2} \ll 1$, 则 $\sin \frac{\delta\omega\Delta t + \delta\varphi_0}{2} \approx \frac{\delta\omega\Delta t + \delta\varphi_0}{2}$. 而

$\left| \sin\left(\omega\Delta t + \varphi_0 + \frac{\delta\omega\Delta t + \delta\varphi_0}{2}\right) \right| \leq 1$, 因此, 没有能量损失的条件为:

$$\left| \frac{\delta\omega}{\omega} \pi + \delta\varphi_0 \right| < \frac{\lambda}{2r_{\max}} \quad (18)$$

这个条件是一个充分不必要条件. 如果 $\Delta t > \pi/\omega$, 数据将被分成若干数据段进行处理, 相位误差将随着段数的增加而累积起来. 因此, 当观测时间较长时, 在进行相参积累前需要进行相位误差补偿.

6 仿真实验

仿真实验参数的设置: 根据 Nyquist 采样定理, 快时间 \hat{t} 的采样频率 $f_s \geq 2B$, 其中, B 为信号带宽; 慢时间 t_m 的采样频率 $\text{PRF} \geq 2f_{dci}$, 其中 $f_{dci} = 2r_i \omega f_c/c$. 在满足以上条件下, 设雷达发射信号的载频为 $f_c = 1\text{GHz}$, 带宽 $B = 256\text{MHz}$, 脉宽 $1\mu\text{s}$, 采样频率 $f_s = 512\text{MHz}$, 脉冲重复频率为 $\text{PRF} = 1024\text{Hz}$.

仿真实验 1 目标场景如图 1 所示, 设置目标为一个散射点, 散射强度 $\delta = 1$, 旋转中心距离雷达 $R_0 = 50\text{km}$, 旋转半径 $r = 6\text{m}$, 匀速旋转角速度 $\omega = 2\pi\text{rad/s}$, 初始夹角 $\varphi_0 = -\pi/2$, 观测时间 $T_{\text{obs}} = 1\text{s}$.

图 3 是目标在整个观测时间内的 HRRP 序列, 可以看出, HRRP 峰值位置随时间呈正弦规律变化, 越距离单元走动严重.

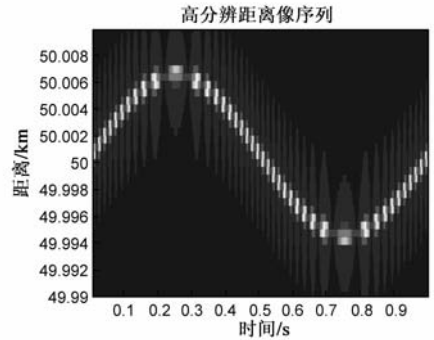


图 3 整个观测时间内目标 HRRP 序列

图 4 是基于 SPKT 的越距离单元校正结果, 由于各段变换情况类似, 图中只给出了其中的两段. 上部两幅图是分段数据的 HRRP 序列, 分段的结果保证了目标在每个时间段内的运动的同向性; 下部的两幅图是相应进行 SPKT 后的 HRRP 序列, 目标的距离像校正到同一个距离单元内, HRRP 序列呈一条直线.

图 5 给出了将各段数据进行拼接以后, 整个观测时间内越距离单元走动校正的结果, 散射点在同一个距离单元内, 不随时间的变化而改变. 图 6 是越距离单元校正后相参积累的结果, 可以看出目标能量聚集到了一点.

仿真实验 2 下面利用仿真对基于 SPKT 的快速旋转目标检测性能进行分析. 由于基于 SPKT 的方法很难推导出检验统计量的表达式, 因此采用蒙特卡洛仿真的方法得到检测概率. 设置蒙特卡洛仿真次数为 1000 次, 虚警概率为 10^{-3} , 积累脉冲个数为 256 个. 分别获得直接 FFT 方法和基于 SPKT 的方法在不同信噪比 (SNR)

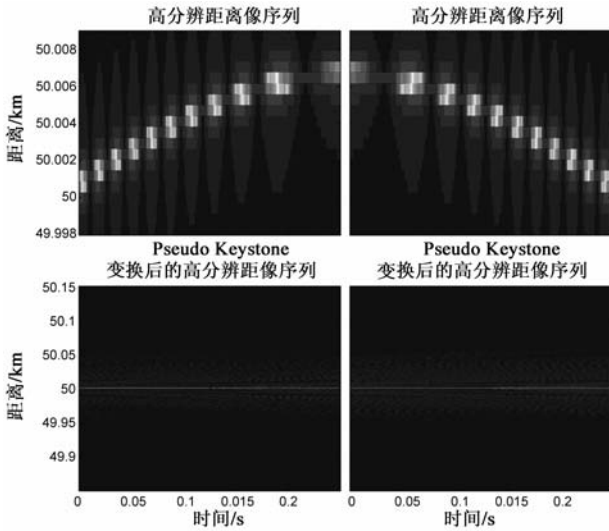


图4 基于SPKT的越距离单元校正

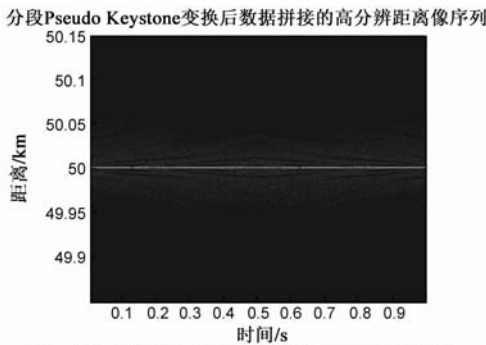


图5 SPKT拼接后整个观测时间内HRRP序列

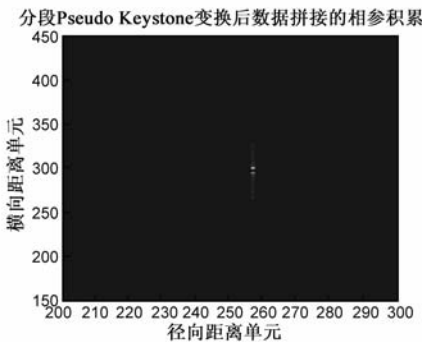


图6 越距离单元校正后的相参积累结果

下的检测概率曲线如图7所示.可以看出基于SPKT的检测方法要达到0.9的检测概率,所需的信噪比大约在-15dB左右,而直接FFT的检测方法在SNR为0dB时检测概率约为80%,这说明基于SPKT的检测方法对目标能量的积累更加有效.

假设在没有噪声的情况下单个脉冲的雷达回波信号的能量峰值为 E_1 , n 个脉冲进行能量积累,不进行距离单元校正获得的积累能量峰值为 E_{2n} ,利用SPKT进行越距离单元校正后相参积累能量峰值为 E_{3n} ,则 E_{2n} 、 E_{3n} 随脉冲个数 n 的变化描述了目标回波脉冲串能量积累的结果,反映了相参积累目标检测的性能.峰值越

大,表示目标积累能量越高,检测性能也就越好.图8给出了两种方法目标能量积累峰值随脉冲个数的变化,在脉冲个数较少时,基于FFT的方法和基于SPKT的方法积累峰值相差不大,但随着脉冲个数的增加,基于SPKT的方法积累的峰值比FFT方法的峰值增加得快.FFT方法在脉冲增加到60个以后,峰值保持在2000左右,不再随脉冲积累个数的增加而增大,说明严重的越距离单元走动已经发生,目标的能量已经不能通过增加积累时间来获得聚集;而基于SPKT的方法目标能量积累峰值随脉冲个数的增加一直保持增大的趋势,说明通过对越距离单元进行校正,目标的能量可以通过增加积累时间来获得聚集,曲线存在小幅的振荡可能是由于脉冲个数对快速算法的性能有轻微影响,但并不改变整体增大的趋势.

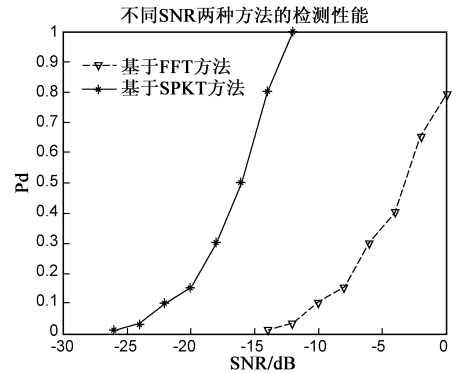


图7 不同信噪比下两种方法的检测性能

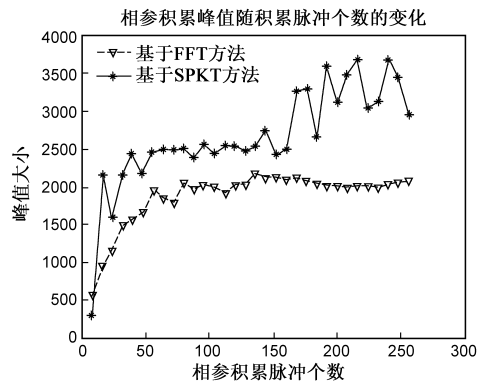


图8 两种方法目标能量积累峰值随脉冲个数的变化

仿真实验3 为了验证算法对多散射点的适用性以及抗噪性能,设置目标为3个散射点,散射强度均为1,旋转中心距离雷达 $R_0 = 50\text{km}$,旋转半径分别为:3m、6m、10m,匀速旋转角速度 $\omega = 2\pi\text{rad/s}$,初始夹角 $\varphi_0 = -\pi/2$,观测时间 $T_{\text{obs}} = 1\text{s}$,加入-10dB高斯白噪声.

图9是三个散射点组成的目标在整个观测时间内的HRRP序列,可以看出,HRRP序列峰值位置随时间呈现出三条正弦曲线,都存在严重的越距离单元走动,利用SPKT进行越距离单元校正后对整个观测时间内的数据相参积累,得到图10的结果,可以看出目标的三

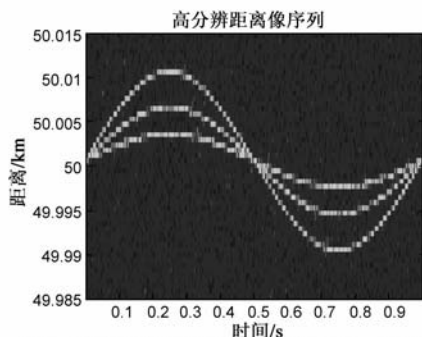


图9 整个观测时间HRRP序列(SNR=-10dB)

个散射点的能量在 -10dB 的高斯白噪声下仍然较好地聚集。

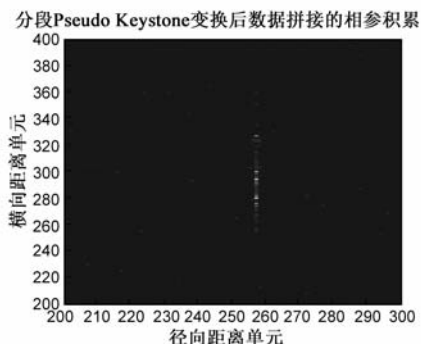


图10 越距离单元校正后的相参积累结果

7 结束语

对于高距离分辨雷达,如何实现复杂运动目标的越距离单元走动校正是雷达目标探测与识别领域的一个重要问题.获取多脉冲相参积累以提高检测性能,关键是将不同脉冲获得的 HRRP 的距离单元对齐.针对快速大半径旋转目标散射点越距离单元走动校正,本文提出了一种新的 SPKT 方法,其核心思想是首先将目标回波数据依据运动情况进行分段,然后对每一段进行距离单元校正,最后将各段拼接起来.本文给出了分段的准则和变换的快速算法,并在该方法的基础上提出了目标检测方法.仿真实验说明了 SPKT 方法能有效地对距离单元走动进行校正,并且基于 SPKT 的检测性能相比于直接 FFT 法有很大的改进.该方法有效地改善了宽带雷达对快速旋转目标的检测能力,也为其它类型的复杂运动目标的检测与识别提供了思路.

参考文献

- [1] 张顺生,曾涛.基于 keystone 变换的微弱目标检测[J].电子学报,2005,33(9):1675-1678.
Zhang Shunsheng, Zeng Tao. Weak target detection based on Keystone transform[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(9): 1675-1678. (in Chinese)
- [2] Lu G Y, Bao Z. Compensation of scatter migration through resolution cell in inverse synthetic aperture radar imaging[J]. IEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation, 2000, 147(2): 80

- 85.

- [3] 侯庆禹,刘宏伟,保铮.基于 keystone 变换的宽带目标识别雷达杂波抑制[J].系统工程与电子技术,2009,31(1): 49-53.
Hou Qingyu, Liu Hongwei, Bao Zheng. Clutter suppression of wideband target recognition radars based on keystone transformation[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(1): 49-53. (in Chinese)
- [4] 韩兴斌,胡卫东,郁文贤.ISAR 越距离单元走动校正的近似极坐标算法[J].系统工程与电子技术,2007,29(3):346-349.
Han Xingbin, Hu Weidong, Yu Wen xian. Approximately polar formatting algorithm to compensate migration through resolution cells in ISAR imaging[J]. Systems Engineering and Electronics, 2007, 29(3): 346-349. (in Chinese)
- [5] 于化林,朱敏慧.非均匀转动目标 ISAR 成像越距离单元走动校正算法[J].测试技术学报,2007,21(6):493-499.
Yu Hualin, Zhu Minhui. Migration through range resolution cell correction algorithm for nonuniform rotation target ISAR imaging[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2007, 21(6): 493-499. (in Chinese)
- [6] Munoz-Ferreras J M, Perez-Martinez F. Non-uniform rotation rate estimation for ISAR in case of slant range migration induced by angular motion[J]. IEEE Radar Sonar Navig, 2007, 1(4): 251-260.
- [7] Xing M D, Lan J Q, et al. ISAR echoes coherent processing and imaging[J]. Chinese Journal of Electronics, 2004, 13(2): 187-193.
- [8] Xing M D, Wu R B, et al. Migration through resolution cell compensation in ISAR imaging[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2004, 1(2): 141-144.
- [9] 苏军海,邢孟道,保铮.宽带机动目标检测.电子与信息学报,2009,31(6):1283-1287.
Su Junhai, Xing Mengdao, Bao Zheng. Wideband radar detection for maneuvering target[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(6): 1283-1287. (in Chinese)
- [10] 保铮,邢孟道,王彤.雷达成像技术[M].北京:电子工业出版社,2006.
- [11] 王盛利.雷达信号处理的新方法——匹配傅里叶变换研究[D].西安:西安电子科技大学,2003.

作者简介



霍 凯 男,1983 年 2 月出生于湖北黄冈. 2005 年获得国防科技大学通信工程专业工学学士学位,同年开始攻读硕士学位.2007 年提前攻读博士学位,现为国防科学技术大学电子科学与工程专业博士研究生,研究方向为雷达信号处理、雷达特征提取等.

E-mail: huokai2001@163.com