平飞模式机载双基地 SAR 动目标检测方法

史洪印 周荫清 陈 杰

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 提出了一种平飞模式机载双基地 SAR 地面慢速运动目标检测和参数估计方法. 考虑到双基地 SAR 系统的特点, 采用分数阶傅里叶变换(FrFT, Fractional Fourier Transform)技术对动目标进行聚焦, 以提高动目标的信杂比. 同时结合多通道杂波抑制干涉技术, 进一步抑制地杂波并实现动目标参数的精确估计. 从双基地 SAR 的空间几何模型和回波信号入手, 推导了杂波对消时收发雷达载机所需满足的飞行条件和慢动目标参数估计的方法. 最后通过计算机仿真, 验证了该算法的有效性.

关 键 词: 合成孔径雷达; 双基地; 地面动目标检测; 杂波抑制; 分数阶傅里叶变换

中图分类号: TN 957.5

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2009)08-0996-05

Ground moving target detection method of parallel mode airborne bistatic SAR

Shi Hongyin Zhou Yinqing Chen Jie

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: A method of slow-moving ground target detection and parameter estimation with parallel mode airborne bistatic three-channel synthetic aperture radar (SAR) was presented. According to the characteristic of bistatic SAR, fractional Fourier transform (FrFT) technique was adopt to focus the moving target and improve the signal to clutter ratio, clutter suppression interferometer techniques was adopt then to suppress clutter and estimate the parameters of moving target accurately. From the spatial geometry model and echo signal model of the system, the flying condition of transmitting and receiving plane must satisfy when clutter be eliminate and the method of moving target parameters estimation were derived. Finally, computer simulation results validate its effectiveness.

Key words: synthetic aperture radar; bistatic; ground moving target indication; clutter suppression; fractional Fourier transform

机载成像雷达除接收到有用的地面慢动目标外, 还包含大量的地杂波, 而且杂波能量通常很强, 掩盖了慢动目标回波. 因此, 必须提高动目标的信杂比以更好地实现动目标的检测和参数估计. 目前常用的方法有多通道杂波抑制技术[1-5]和基于时频分析[6-8](如分数阶傅里叶变换 FrFT (Fractional Fourier Transform)和 Chirp-Fourier 变换等)的动目标检测方法. 多通道方法通过增加雷达系统空间信息的维数, 利用空时二维信息, 有效地抑制地杂波. 时频分析方法是通过对动目标的多普勒参数的精确估计实现动目标的聚焦(同时地面静止目标为散焦)来实现动目标信杂比的提高. 但目前的方法均是基于单基地雷达平台, 单基地合成孔径雷达(SAR, Synthetic Aperture Radar)系统在应用中存在着诸多缺点; 例如, 由于必须持续不断地发射和接收相干雷达信号才能完成成像任务, 因此容易被敌方干扰, 同时有源辐射也会使载机平台容易受到敌方武器的攻击, 因此发展双基地 SAR 成为目前的一个热点领域.

对双基地 SAR, 接收机只接收信号(即无源

收稿日期: 2008-12-15

作者简介: 史洪印(1976—), 男, 山东曹县人, 博士生, 现为燕山大学讲师, shihongyin@ee.buaa.edu.cn.

方式),处于"静默"工作状态,比较隐蔽,也比较安全,而且敌方也较难对双基地 SAR 的接收机实施有效的干扰,因此双基地 SAR 具有较好的抗干扰性能. 文献[9]提出了基于相位中心偏置天线(DPCA, Displaced Phase Center Antenna)技术的双基地双天线动目标检测方法,发射载机携带两个天线交替发射信号,接收机固定不动接收回波信号,该方法只能用于动目标的检测,不能实现动目标的测速和定位. 本文提出一种平飞模式机载双基地 SAR 地面动目标检测方法. 发射机和接收机等速同向平行飞行,接收载机采用 3 副天线同时接收信号. 在单基地 SAR 系统中,动目标会产生距离徙动,可以采用 KEYSTONE 变换进行距离徙动校正[10]. 对双基地 SAR 系统,动目标的距离徙动量会更大,但是由于本文采用分数阶傅里叶变换技术对动目标聚焦成像,所以无需进行距离徙动校正.

1　双基地 SAR 动目标检测原理

1.1　系统空间几何模型

平飞模式机载双基地三通道 SAR 动目标检测空间几何模型如图 1 所示.

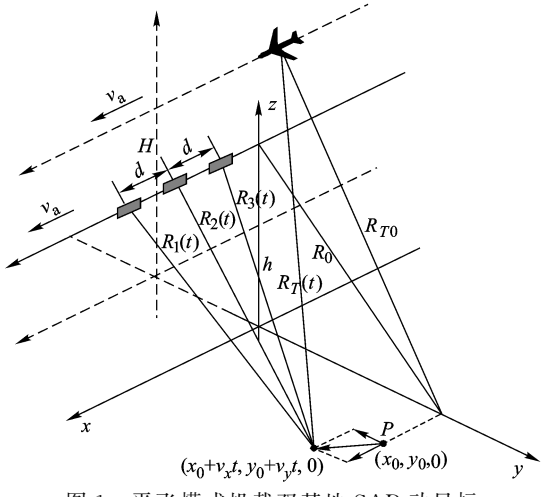

图 1　平飞模式机载双基地 SAR 动目标检测空间几何模型

发、收雷达载机以相同的速度沿 x 轴作平行匀速飞行,飞行速度为 v_a;发射载机高度为 H,接收载机的高度为 h,雷达工作波长为 λ,接收天线由沿载机飞行方向以等间隔 d 线性排列的 3 个接收孔径组成,在成像区域存在一个动目标 P,设在 $t=0$ 时刻,发射天线的坐标为 (X,Y,H),接收天线的中间孔径天线坐标为 $(0,0,h)$,动目标 P 的坐标为 $(x_0,y_0,0)$,速度为 $(v_x,v_y,0)$,则 t 时刻,发射天线的坐标为 $(X+v_at,Y,H)$,接收天线 3 个孔径的坐标分别为 $(v_at+d,0,h)$、$(v_at,0,h)$ 和 $(v_at-d,0,h)$,动目标 P 的坐标为 $(x_0+v_xt,y_0+v_yt,0)$. 则 t 时刻发射天线到目标的距离近似为

$$R_T(t)\approx R_{T0}+\frac{-2X\cdot x_0+x_0^2}{2R_{T0}}+\frac{(X-x_0)\cdot(v_a-v_x)-(Y-y_0)\cdot v_y}{R_{T0}}t+\frac{[(v_a-v_x)^2+v_y^2]}{2R_{T0}}t^2 \tag{1}$$

其中,$R_{T0}=\sqrt{X^2+(Y-y_0)^2+H^2}$.

t 时刻接收机 3 个孔径到目标的距离分别为

$$\left.\begin{aligned}R_1(t)&\approx R_0+\frac{x_0^2-2x_0\cdot d+d^2}{2R_0}+\frac{y_0\cdot v_y+(x_0-d)(v_x-v_a)}{R_0}t+\frac{v_y^2+(v_x-v_a)^2}{2R_0}t^2\\R_2(t)&\approx R_0+\frac{x_0^2}{2R_0}+\frac{y_0\cdot v_y+x_0\cdot(v_x-v_a)}{R_0}t+\frac{v_y^2+(v_x-v_a)^2}{2R_0}t^2\\R_3(t)&\approx R_0+\frac{x_0^2+2x_0\cdot d+d^2}{2R_0}+\frac{y_0\cdot v_y+(x_0+d)(v_x-v_a)}{R_0}t+\frac{v_y^2+(v_x-v_a)^2}{2R_0}t^2\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

其中,$R_0=\sqrt{h^2+y_0^2}$.

1.2　回波信号

假设回波信号已完成距离向压缩. 由于采用 FrFT 进行方位向压缩,所以距离压缩后的信号不必进行距离徙动校正,但如果要对运动目标进行高分辨成像,需要进行距离弯曲校正.

由于 3 副接收天线空间位置不同,所以通道对消前需要对通道 1 和通道 3 的信号进行时间校准,时移时间分别为 $d/2v_a$ 和 $-d/2v_a$,时移后 3 路回波信号为

$$\left.\begin{aligned}S_1(t-d/2v_a)&=\mathrm{rect}[t/T]\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_1(t-d/2v_a)}\\S_2(t)&=\mathrm{rect}[t/T]\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_2(t)}\\S_3(t+d/2v_a)&=\mathrm{rect}[t/T]\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_3(t+d/2v_a)}\end{aligned}\right\} \tag{3}$$

其中

$$\varphi_1(t-d/2v_a)=-k[R_T(t-d/2v_a)+R_1(t-d/2v_a)]$$

$$\varphi_2(t)=-k[R_T(t)+R_2(t)]$$

$$\varphi_3(t+d/2v_a)=-k[R_T(t+d/2v_a)+R_3(t+d/2v_a)]$$

1.3 基于 FrFT 的方位压缩

FrFT 已广泛应用于线性调频信号的压缩，它可看成是信号的时频分布在旋转后的频率轴上的投影，若旋转角度合适，就可以得到线性调频信号能量高度聚集的分数阶 Fourier 域分布. 一个信号旋转角度 α 后的分数阶傅里叶变换定义为[7]

$$F_\alpha(u)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)K_\alpha(t,u)\mathrm{d}t$$

这里，α 不等于零或 π 的整数倍，核函数为

$$K_\alpha(t,u)=c\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi a[t^2+u^2-2but]}$$

其中，$a=(\cot\alpha)/2$，$b=\sec\alpha$，$c=\sqrt{1-\mathrm{j}\cot\alpha}$

为分析方便，在计算时暂不考虑常数因子 c；对通道 2 的信号进行方位向 FrFT，可得：

$$F_{2\alpha}(u)=\int_{-\infty}^{\infty} S_2(t)K_\alpha(t,u)\mathrm{d}t=$$
$$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\gamma_2}\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{rect}\left[\frac{t}{T}\right]\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\zeta_2 t+\zeta_2 t^2)}\mathrm{d}t=$$
$$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\gamma_2}T\ \mathrm{sinc}\left(\frac{\zeta_2 T}{2}\right) \tag{4}$$

式中

$$\zeta_2=-k\nu_{\mathrm{rel1}}-4\pi abu \tag{5}$$
$$\gamma_2=-k\left[R_{T0}+\frac{-2X\cdot x_0+x_0^2}{2R_{T0}}+R_0+\frac{x_0^2}{2R_0}\right]+2\pi au^2$$

其中，$k=2\pi/\lambda$，

$$\nu_{\mathrm{rel1}}=\frac{(X-x_0)(\nu_a-\nu_x)-(Y-y_0)\nu_y}{R_{T0}}+\frac{y_0\nu_y+x_0(\nu_x-\nu_a)}{R_0}$$

在计算式(4)时令 t^2 的系数为零，即

$$\zeta_2=-k\nu_{\mathrm{rel2}}+2\pi a=0 \tag{6}$$

其中 $\nu_{\mathrm{rel2}}=\dfrac{[(\nu_a-\nu_x)^2+\nu_y^2]}{2R_{T0}}+\dfrac{\nu_y^2+(\nu_x-\nu_a)^2}{2R_0}$.

因为在分数阶域，通过对旋转角度的搜索，当旋转角度 α 满足上式时方能实现目标的精确聚焦. 同理可求出：

$$F_{1\alpha}(u)=\int_{-\infty}^{\infty} S_1(t)K_\alpha(t,u)\mathrm{d}t=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\gamma_1}T\mathrm{sinc}\left(\frac{\zeta_1 T}{2}\right) \tag{7}$$

其中

$$\zeta_1=\zeta_2+k\left(\frac{d}{\nu_a}\nu_{\mathrm{rel2}}+\frac{d(\nu_x-\nu_a)}{R_0}\right)$$
$$\gamma_1=\gamma_2+k\left(\frac{(X-x_0)d}{2R_{T0}}+\frac{x_0 d}{2R_0}\right)-k\left(\frac{(Y-y_0)}{2R_{T0}}-\frac{y_0}{2R_0}\right)\cdot\frac{d\cdot\nu_y}{\nu_a}$$

对地面慢速目标，满足 $\nu_x\ll\nu_a$，$\nu_y\ll\nu_a$，所以可以计算出 $\zeta_1\approx\zeta_2$. 限于篇幅，通道 3 回波信号的 FrFT 表达式 $F_{3\alpha}(u)$ 不再列出.

1.4 杂波抑制条件及抑制效果分析

以通道 1 和通道 2 的对消为例来推导杂波抑制的条件，通道 1 和通道 2 的差信号为

$$F_{12}(u)=F_{1\alpha}(u)-F_{2\alpha}(u)=$$
$$(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\gamma_1}-\mathrm{e}^{\mathrm{j}\gamma_2})T\mathrm{sinc}\left(\frac{\zeta_2 T}{2}\right)=$$
$$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left[\frac{k}{2}\left(\frac{(X-x_0)\cdot d}{2R_{T0}}+\frac{x_0\cdot d}{2R_0}\right)-\frac{k}{2}\left(\frac{(Y-y_0)}{2R_{T0}}-\frac{y_0}{2R_0}\right)\cdot\frac{d\cdot\nu_y}{\nu_a}\right]}\cdot$$
$$\left\{2\mathrm{j}\ \sin\left[\frac{k}{2}\left(\frac{(X-x_0)d}{2R_{T0}}+\frac{x_0 d}{2R_0}\right)-\frac{k}{2}\left(\frac{(Y-y_0)}{2R_{T0}}-\frac{y_0}{2R_0}\right)\cdot\frac{d\cdot\nu_y}{\nu_a}\right]\right\}F_{2\alpha}(u) \tag{8}$$

由上式可知，对于静止目标 $\nu_y=0$，残差信号 $F_{12}(u)\neq 0$，要想使残差信号为零，即杂波被完全对消，需对第一路信号进行相位补偿，补偿因子为 $\exp\{-\mathrm{j}kXd/(2R_{T0})\}$，并且需满足 $R_{T0}=R_0$，即收发平台到成像区域中心的距离相等. 利用式(8)可以分析 $R_{T0}\neq R_0$ 时的杂波残留. 图 2 画出 $R_{T0}\neq R_0$ 时的杂波剩余. 计算参数如下：$d=1$ m；$\lambda=0.056$ m；$R_0=10\,000$ m. 由该图可知，方位向离场景中心越远的区域杂波剩余越多.

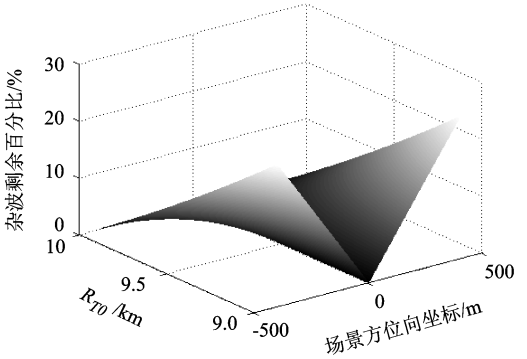

图 2 杂波剩余百分比随 R_{T0} 和杂波方位坐标的关系

1.5 动目标参数估计

按照 1.4 节的分析，在系统设计时令 $R_{T0}=R_0$，并对通道 1 和通道 3 进行相位补偿，补偿函数为：$H_1=\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k\cdot[X\cdot d/(2R_0)]}$，$H_2=\mathrm{e}^{\mathrm{j}k\cdot[X\cdot d/(2R_0)]}$，则补偿后的两路残差信号为

$$F_{12}(u)=F_{1\alpha}(u)\cdot H_1-F_{2\alpha}(u)=$$
$$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left[-\frac{k}{2}\left(\frac{(Y-2y_0)}{2R_0}\right)\cdot\frac{d\cdot\nu_y}{\nu_a}\right]}\cdot$$
$$\left\{2\mathrm{j}\ \sin\left[-\frac{k}{2}\left(\frac{(Y-2y_0)}{2R_0}\right)\cdot\frac{d\cdot\nu_y}{\nu_a}\right]\right\}F_{2\alpha}(u) \tag{9}$$

$$F_{23}(u)=F_{2\alpha}(u)-F_{3\alpha}(u)\cdot H_2=$$
$$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left[\frac{k}{2}\left(\frac{(Y-2y_0)}{2R_0}\right)\cdot\frac{d\cdot\nu_y}{\nu_a}\right]}\cdot$$
$$\left\{2\mathrm{j}\ \sin\left[-\frac{k}{2}\left(\frac{(Y-2y_0)}{2R_0}\right)\cdot\frac{d\cdot\nu_y}{\nu_a}\right]\right\}F_{2\alpha}(u) \tag{10}$$

对两残差信号进行干涉,干涉相位为

$$\Delta\varphi_{123}=\arg[F_{12}(u)F_{23}^{*}(u)]=-k\left(\frac{(Y-2y_0)}{2R_0}\right)\cdot\frac{d\cdot\nu_y}{\nu_a}\tag{11}$$

所以可求动目标距离向速度:

$$\nu_y=-\frac{2R_0\nu_a}{k(Y-2y_0)d}\Delta\varphi_{123}\tag{12}$$

由于 y_0 可以由检测到动目标存在单元的距离门给出,所以可以由式(12)求出 ν_y.

另外,由式(6)可得

$$\alpha=\operatorname{arccot}\left\{\frac{N_a}{f_s^2}\frac{2}{\lambda}\frac{(\nu_x-\nu_a)^2+\nu_y^2}{R_0}\right\}\tag{13}$$

上式中,N_a 为方位向采样点数;f_s 为脉冲重复频率,引入因子 N_a/f_s^2 是将时频单元转换到数字 FrFT域的时频采样[7].

所以由式(13)可求动目标方位向速度:

$$\nu_x=\nu_a\sqrt{\frac{f_s^2}{N_a}\frac{\lambda R_0}{2}\cot\alpha-\nu_y^2}\tag{14}$$

进而由动目标在分数阶傅里叶坐标轴上的位置可以确定动目标的方位向坐标 x_0.

2　系统算法流程

平飞模式机载双基地三通道 SAR 地面动目标检测算法的流程如图 3 所示.

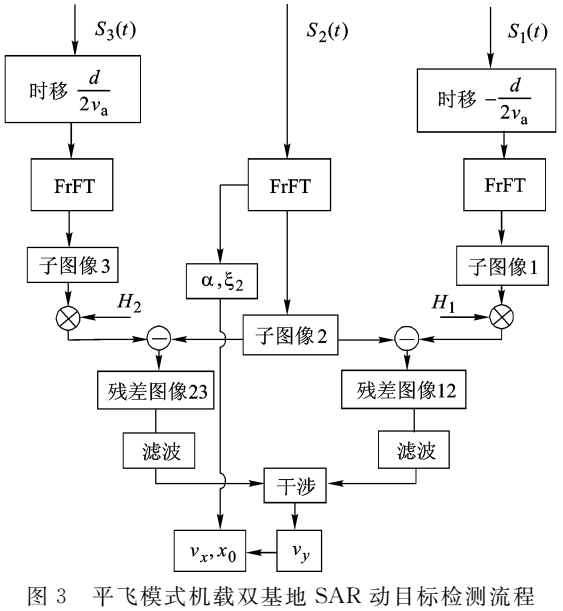

图 3　平飞模式机载双基地 SAR 动目标检测流程

3　计算机仿真

根据文中提出的方法进行计算机仿真,仿真参数如下:收发载机速度为 $\nu_a=100$ m/s,工作波长 $\lambda=0.056$ m. $t=0$ 时,发射载机位置为:$H=10$ km,$X=200$ m,$Y=4\,492$ m;接收载机高度 $h=6\,415$ m,相邻天线孔径间距 $d=0.4$ m,雷达的脉冲重复频率 $f_s=500$ Hz. 设在场景中心附近有两个运动目标;目标 1 的坐标为:$x_0=40$ m,$y_0=8\,800$ m;速度为 $\nu_x=1$ m/s,$\nu_y=4$ m/s. 目标 2 的坐标为:$x_0=0$,$y_0=8\,800$ m;速度为 $\nu_x=4$ m/s,$\nu_y=-5$ m/s. 设两动目标具有相同的后向散射截面,且信杂比为0 dB.

当分数阶傅里叶变换的旋转角度 $\alpha=0.469$ rad 时,可以得到 3 幅动目标 1 聚焦的子图像,图 4 为子图像 2. 由该图可知,采用 FrFT 后动目标的信杂比得到很大提高. 图 5 为子图像 1 和 2 的干涉相位,可以看出,由于有杂波的存在,测量相位与理论相位存在较大的误差. 图 6 为杂波抑制后的残差图像 12,可见地杂波被完全抑制,动目标 2 依然存在,且散焦,可用窄带带通滤波器将动目标 2 滤除. 将该图像与同样滤除动目标 2 的残差图像 23 进行干涉,干涉相位如图 7 所示. 由该图可以看出,干涉相位非常接近理论值. 利用该相位进行动目标速度的估计.

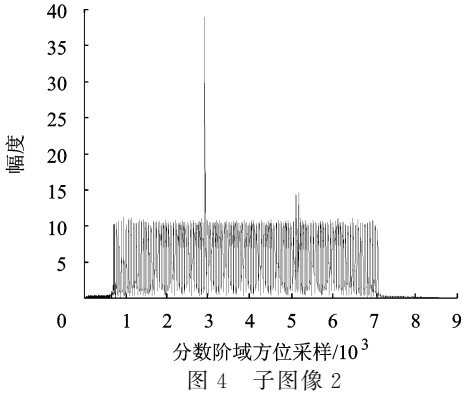

图 4　子图像 2

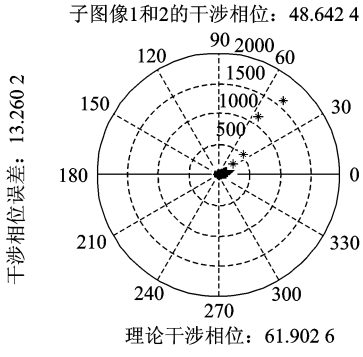

图 5　子图像 1 和 2 干涉相位

由式(12)和式(14),可得到动目标 1 的速度为:$\nu_x=0.99$ m/s,$\nu_y=4.01$ m/s;进一步由其在分数阶域的方位位置求出其方位坐标 $x_0=40.17$ m. 同理可以对动目标 2 进行检测和参数估计.

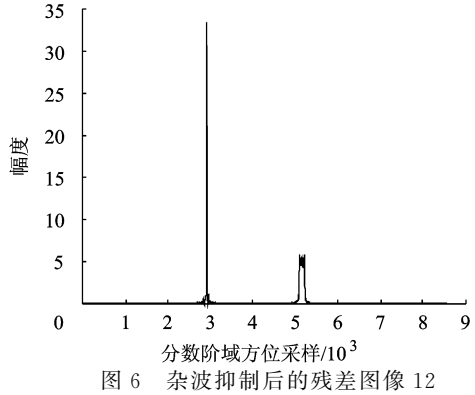

图 6 杂波抑制后的残差图像 12

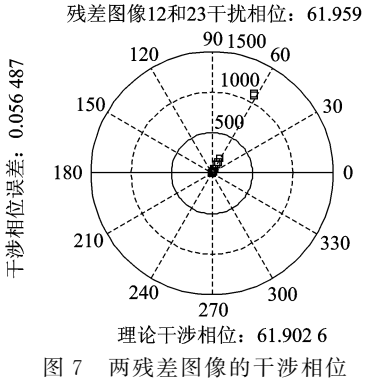

图 7 两残差图像的干涉相位

4 结束语

本文提出了一种平飞模式机载双基地 SAR 地面慢速运动目标检测和参数估计方法. 详细推导了动目标聚焦的原理、杂波对消时收发载机所需满足的飞行条件和动目标参数估计的方法. 由于采用 FrFT 和杂波抑制干涉技术，所以该方法的检测性能不受动目标速度大小的影响；且具有很高的动目标参数估计精度；其缺点是该方法的实时性较差.

参考文献（References）

[1] Stockburger E F, Held D N. Interferometric moving ground target imaging[C]// IEEE International Radar Conference, Alexandria, VA: IEEE, 1995: 438－443

[2] Shen Chiu, Chuck Livingstone. A comparison of displaced phase centre antenna and along-track interferometry techniques for RADARSAT-2 ground moving target indication [J]. Can J Remote Sensing, 2005, 31(1): 37－51

[3] Ender J H G. Space-time processing for multi-channel synthetic aperture radar[J]. Electronics& Communication Engineering Journal, 1999, 2: 29－38

[4] 李景文. 合成孔径雷达动目标检测与成像[D]. 北京：北京航空航天大学电子工程系，1999
Li Jingwen. Synthetic aperture radar moving target detection and imaging[D]. Beijing: Dept of Electronic Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 1999 (in Chinese)

[5] 张绪锦，朱兆达，邓海涛，等. 一种适用于双通道星载 SAR 的动目标检测技术[J]. 电子学报，2007，35(9)：1794－1798
Zhang Xujin, Zhu Zhaoda, Deng Haitao, et al. A moving target detection method for dual-aperture spaceborne SAR [J]. Acta Electronic Sinica, 2007, 35(9): 1794－1798 (in Chinese)

[6] 董永强，陶然，周思永，等. 基于分数阶傅立叶变换的 SAR 运动目标检测与成像[J]. 兵工学报，1999，20(2)：132－136
Dong Yongqiang, Tao Ran, Zhou Siyong, et al. SAR moving target detection and imaging based on fractional fourier transform[J]. Acta Armamentarii, 1999, 20(2): 132－136 (in Chinese)

[7] Shen Chiu. Application of fractional fourier transform to moving target indication via along-track interferometry[J]. Eurasip Journal on Applied Signal Processing, 2005, 20: 3293－3303

[8] 孙泓波，郭欣，顾红，等. 修正离散 Chirp-Fourier 变换及其在 SAR 运动目标检测中的应用[J]. 电子学报，2003，20(1)：25－28
Sun Hongbo, Guo Xin, Gu Hong, et al. Modified discrete chirpfourier transform and its application to SAR moving target detection[J]. Acta Electronic Sinica, 2003, 20(1): 25－28 (in Chinese)

[9] 陈娟，王盛利. 基于二天线的双基地 DPCA 技术[J]. 电子与信息学报，2007，29(7)：1687－1690
Chen Juan, Wang Shengli. Bistatic radar DPCA technique based on two-antenna[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(7): 1687－1690 (in Chinese)

[10] Perry R P, Dipietro R C, Fante R L. SAR imaging of moving targets[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1999, 35(1): 188－199

（责任编辑：娄 嘉）