

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.04.013

引用格式:张伟,王莉,耿健,等.基于 Pauli 基展开的联合极化 SAR 微多普勒分析[J].电讯技术,2014,54(4):446-451. [ZHANG Wei, WANG Li, GENG Jian, et al. Analysis of Micro-Doppler Combined with Polarimetric SAR Based on Pauli-basis Expansion[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(4):446-451.]

## 基于 Pauli 基展开的联合极化 SAR 微多普勒分析\*

张 伟<sup>1,\*\*</sup>, 王 莉<sup>2</sup>, 耿 健<sup>1</sup>, 贺振华<sup>1</sup>

(1. 解放军 94804 部队, 上海 200434; 2. 解放军 95028 部队, 武汉 430079)

**摘 要:**为获取不同极化通道的微多普勒元素,建立了双通道极化合成孔径雷达微动信号获取模型,详细推导了采用相位中心偏置天线(DPCA)技术剔除地杂波后的极化微多普勒参数化表述。在此基础上,为充分融合各极化通道信息,提出了一种基于 Pauli 基展开的联合极化微多普勒矢量提取方法,据此可显著增强低信噪比下的微多普勒特征。仿真数据验证了该方法的有效性。

**关键词:**极化合成孔径雷达;微多普勒;Pauli 基;相位中心偏置天线

**中图分类号:**TN957 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)04-0446-06

## Analysis of Micro-Doppler Combined with Polarimetric SAR Based on Pauli-basis Expansion

ZHANG Wei<sup>1</sup>, WANG Li<sup>2</sup>, GENG Jian<sup>1</sup>, HE Zhen-hua<sup>1</sup>

(1. Unit 94804 of PLA, Shanghai 200434, China; 2. Unit 95028 of PLA, Wuhan 430079, China)

**Abstract:** In order to obtain the polarimetric micro-Doppler (PolmD) elements from different channels, the signal acquisition geometry of dual-channel polarimetric synthetic aperture radar (PolSAR) is established, and the PolmD mathematical expression with clutter suppressed by displaced phase center antenna (DPCA) is deduced detailedly. And then for better syncretizing the whole polarimetric information, a method of joint PolmD vector extraction based on Pauli-basis expansion is presented, which can enhance the PolmD features markedly under the condition of low signal noise ratio. Simulation results verify the availability of the proposed method.

**Key words:** polarimetric synthetic aperture radar (PolSAR); micro-Doppler; Pauli-basis; displaced phase center antenna

### 1 引 言

微多普勒效应<sup>[1]</sup>是目标结构部件和目标主体之间相互作用的结果,体现了目标的独特结构和运动特征。与传统的 SAR (Synthetic Aperture Radar) 成像识别方法相比,微多普勒特征具有更为优良的鲁棒性,如微动频率不会随雷达视角及目标姿态的

变化而变化,因此近年来目标微动及其激励的微多普勒调制现象已经成为雷达成像<sup>[2]</sup>与目标识别<sup>[3]</sup>领域的研究热点。

在单基 SAR 成像体制下,文献[4]从 X 频段雷达实测数据中提取到了振动角散射器(振动频率 2 Hz,幅度 1.5 mm)的微多普勒特征;文献[5]在毫

\* 收稿日期:2013-11-19;修回日期:2014-01-28 Received date:2013-11-19;Revised date:2014-01-28

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61201369)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No. 61201369)

\*\* 通讯作者: zwtigers@163.com Corresponding author: zwtigers@163.com

米波 SAR 体制下由平滑伪 WVD 变换分别提取了旋转和振动目标的微多普勒特征,并指出了两者之间的差别;文献[6]着重研究了旋转目标的 SAR 成像特征,根据微动参数设置的不同可形成直线型、直线点列型、直线条带型等图像形式;文献[7]则提出了一种可对不同振动状态下多目标聚焦成像的改进 Keystone 变换算法。在双基 SAR 成像体制下,文献[8]研究了平飞正侧视模式下旋转部件的微多普勒参数化表述,并指出其不仅与目标微动参数、载波波长有关,而且与收发天线的系统配置紧密相关。进一步地,文献[9]为有效增强强地杂波背景下沿雷达视线方向振动目标的微多普勒特征,构建了一种双通道固定接收机双站 SAR 微多普勒提取的系统配置。

一般而言,传统意义上的 SAR 均采用单极化方式收发电磁波,相当于对电磁波矢量作标量处理,故不能全面刻画目标的散射机理。换言之,对于一个确定性目标,只能获得单一极化组合下的回波信号,同样也只能获得单一的微多普勒谱图。极化合成孔径雷达(Polarimetric Synthetic Aperture Radar, PolSAR)将多极化和高分辨技术相结合,则可以提供不同极化组合下的微多普勒元素,利于后续微多普勒特征增强、微动参数提取等工作,从而为特殊军事目标识别提供更多的技术手段。然而,目前很少有公开文献研究 PolSAR 体制下的微多普勒特征及其参数化表述。

基于上述考虑,本文拟以自旋目标为例,在双通道杂波抑制的基础上,利用 Pauli 基展开的散射矢量线性组合不敏感于噪声的特点<sup>[10]</sup>,考察基于 Pauli 基展开的联合极化微多普勒特征。

## 2 信号模型

考虑到研究对象是微动目标,故采用瞬时极化测量方法,即认为单次脉冲观测时间内目标的极化散射特性没有变化。

借鉴加拿大 RadarSat-2 的“主-从”式天线工作方式,即全孔径发射、两个子孔径同时接收,建立如图 1 所示的 3-D 双通道 PolSAR 几何模型。载机以速度  $v$  沿  $X$  轴方向匀速飞行,飞行高度为  $h$ 。中间全孔径  $A_0$  以水平、垂直极化同时发射波形相互正交的两路线性调频信号,两个子孔径  $A_1$  和  $A_2$  同时在水平、垂直两个不同的极化通道中接收回波信号,相邻孔径中心间距为  $d$ 。散射点  $P$  在与  $XOY$  平行的平

面内以固定散射点  $C(x_c, y_c, h_c)$  为中心作旋转运动,旋转半径为  $r_p$ ,旋转频率为  $f_p$ ,初相为  $\theta_p$ 。

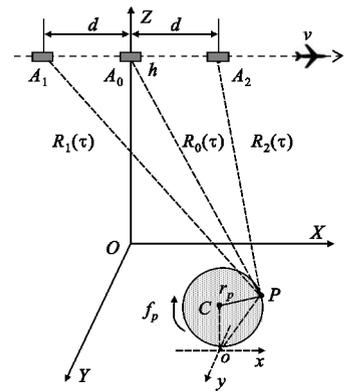


图 1 双通道 PolSAR 正侧视几何模型

Fig. 1 The geometry of broadside PolSAR with dual-channel

假设在方位向慢时间  $\tau$  时刻,全孔径相位中心  $A_0$  的坐标为  $(v\tau, 0, h)$ ,子孔径相位中心  $A_1$  和  $A_2$  的坐标分别为  $(v\tau-d, 0, h)$ 、 $(v\tau+d, 0, h)$ ,则旋转散射点的坐标可表示为

$$\begin{cases} x(\tau) = x_c + r_p \cos(\omega_p \tau + \theta_p) \\ y(\tau) = y_c - r_p \sin(\omega_p \tau + \theta_p) \\ z(\tau) = h_c \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $\omega_p = 2\pi f_p$  为旋转角速度。此时  $A_0$  到散射点  $P$  的斜距  $R_0(\tau)$  为

$$R_0(\tau) = \sqrt{(v\tau - x(\tau))^2 + y(\tau)^2 + (h - h_c)^2} \quad (2)$$

按照泰勒级数展开式(2)并忽略高次项,并令  $R = \sqrt{(h - h_c)^2 + y_c^2}$  可得

$$R_0(\tau) \approx R + \frac{1}{2R}(v\tau - x(\tau))^2 - r_p \sin(\omega_p \tau + \theta_p) \quad (3)$$

同理,子孔径相位中心  $A_1$  和  $A_2$  到目标  $P$  的斜距  $R_1(\tau)$  和  $R_2(\tau)$  分别为

$$R_1(\tau) \approx R + \frac{1}{2R}(v\tau - d - x(\tau))^2 - r_p \sin(\omega_p \tau + \theta_p) \quad (4)$$

$$R_2(\tau) \approx R + \frac{1}{2R}(v\tau + d - x(\tau))^2 - r_p \sin(\omega_p \tau + \theta_p) \quad (5)$$

假设雷达发射线性调频信号,旋转目标的极化散射系数矩阵为  $\sigma = \begin{bmatrix} \sigma_{hh} & \sigma_{hv} \\ \sigma_{vh} & \sigma_{vv} \end{bmatrix}$ ,则两个子孔径所接收的回波信号经相干检波和距离压缩后的基带信号<sup>[9]</sup>为

$$s_{1pq}(t, \tau) = \sigma_{pq} \operatorname{sinc} \left( B_r \left( t - \frac{R_1(\tau) + R_0(\tau)}{c} \right) \right)$$

$$\exp\left(-j\frac{2\pi(R_1(\tau)+R_0(\tau))}{\lambda}\right) \quad (6)$$

$$s_{2pq}(t, \tau) = \sigma_{pq} \operatorname{sinc}\left(B_r\left(t - \frac{R_2(\tau)+R_0(\tau)}{c}\right)\right) \cdot$$

$$\exp\left(-j\frac{2\pi(R_2(\tau)+R_0(\tau))}{\lambda}\right) \quad (7)$$

其中,  $pq = hh, hv, vh, vv$  表示接收信号的 4 个极化通道;  $B_r$  表示线性调频信号的带宽。

在远场情况下, 目标旋转半径要远小于目标与天线之间的距离, 所以距离向压缩数据域两通道的极化方位向回波信号<sup>[9]</sup>可分别表示为

$$s_{1pq}(\tau) = \sigma_{pq} \exp\left(-j\frac{2\pi(R_1(\tau)+R_0(\tau))}{\lambda}\right) \quad (8)$$

$$s_{2pq}(\tau) = \sigma_{pq} \exp\left(-j\frac{2\pi(R_2(\tau)+R_0(\tau))}{\lambda}\right) \quad (9)$$

为后续杂波抑制操作, 需对上述两路信号作相位补偿与时间校准处理。用于相位补偿的参考函数<sup>[11]</sup>分别为

$$p_{c1}(\tau) = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{(v\tau)^2}{R} - \frac{v\tau}{R}\right)\right) \quad (10)$$

$$p_{c2}(\tau) = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{(v\tau)^2}{R} + \frac{v\tau}{R}\right)\right) \quad (11)$$

设相位补偿后的两路信号分别记为  $ss_{1pq}(\tau)$  和  $ss_{2pq}(\tau)$ , 若相邻孔径中心距离  $d$ , 载机速度  $v$  和脉冲重复频率  $PRF$  之间满足关系式  $d = 2mv/PRF$  ( $m$  为正整数), 则以  $ss_{1pq}(\tau)$  为参照, 将  $ss_{2pq}(\tau)$  向后时移  $2\Delta\tau$  ( $\Delta\tau = m/PRF$ ) 即可完成时间校准。

为简化后续推导, 令  $\theta_p = 0$ , 则可记

$$ss_{1pq}(\tau) = \sigma_{pq} \exp(-j\varphi_1) \quad (12)$$

$$ss_{2pq}(\tau - 2\Delta\tau) = \sigma_{pq} \exp(-j\varphi_2) \quad (13)$$

其中

$$\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} \left[ \frac{2R - 2r_p \sin(\omega_p \tau) - \frac{2vr_p}{R} \tau \cos(\omega_p \tau) + \frac{dr_p}{R} \cos(\omega_p \tau) + \frac{x_0^2}{R} + \frac{dx_0}{R} - \frac{2x_0 v}{R} \tau \right] \quad (14)$$

$$\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} \left[ \frac{2R - 2r_p \sin(\omega_p(\tau - 2\Delta\tau)) - \frac{2vr_p}{R}(\tau - 2\Delta\tau) \cos(\omega_p(\tau - 2\Delta\tau)) - \frac{dr_p}{R} \cos(\omega_p(\tau - 2\Delta\tau)) + \frac{x_0^2}{R} - \frac{dx_0}{R} - \frac{2x_0 v}{R}(\tau - 2\Delta\tau) \right] \quad (15)$$

为简单起见, 在此仅采用相位中心偏置技术 (DPCA) 抑制地杂波以检测微动目标<sup>[11]</sup>, 可得同极化组合下的对消信号为

$$s_{dpq}(\tau) = ss_{1pq}(\tau) - ss_{2pq}(\tau - 2\Delta\tau) = -2\sigma_{pq} \sin\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \exp\left(j\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right)\right) \quad (16)$$

其中

$$\sin\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \approx -\sin\left(\frac{4\pi}{\lambda} r_p \cos(\omega_p \tau - \omega_p \Delta\tau) \sin(\omega_p \Delta\tau)\right) \quad (17)$$

式(16)和式(17)表明杂波对消后极化信号的振幅受正弦函数调制。在极化散射系数  $\sigma_{pq} \neq 0$  的情况下, 对于静止目标, 信号  $s_{dpq}$  的幅度等于零, 即表明地杂波被对消; 对于旋转目标, 信号  $s_{dpq}$  的幅度只有在慢时间采样点

$$\tau = \arccos(l\lambda / (4r_p \sin(\omega_p \Delta\tau))) / \omega_p + \Delta\tau \quad (l=0, \pm 1, \pm 2, \dots)$$

处才为零, 而在其余慢时间采样点处不为零, 即表明微动目标信息得以保留。

### 3 联合极化微多普勒矢量表述

由对消信号  $s_{dpq}$  的相位对慢时间  $\tau$  求导数, 可得旋转目标的瞬时多普勒频率为

$$f_{mDpq}(\tau) \approx \frac{2r_p \omega_p}{\lambda} \left( \cos(\omega_p \tau - \omega_p \Delta\tau) \cos(\omega_p \Delta\tau) + \frac{vx_c}{r_p \omega_p R} \right) \quad (18)$$

上式即为双通道 PolSAR/DPCA 模式下自旋目标的微多普勒表述。与单极化模式下不同<sup>[11]</sup>, 式(18)中含有不同极化组合的表征, 可以描述同一目标在不同极化组合下的微多普勒谱图, 可更全面刻画目标的散射特性。

此外, 根据式(16)可将双通道 PolSAR/DPCA 对消信号的极化散射矩阵写为

$$\mathbf{S}_d = \begin{bmatrix} s_{dhh}(\tau) & s_{dhv}(\tau) \\ s_{dvh}(\tau) & s_{dvv}(\tau) \end{bmatrix} \circ$$

由互易性定理可知, 在远场、互易性介质条件下, 雷达目标的极化散射矩阵是对称的, 即  $s_{dhv}(\tau) = s_{dvh}(\tau)$ 。

为便于从散射矩阵中提取物理信息, 通常会将极化散射矩阵矢量化, 即  $\mathbf{k} = \frac{1}{2} \operatorname{Tr}(\mathbf{S}\mathbf{\Omega})$ , 其中符号“Tr”表示求矩阵的迹;  $\mathbf{\Omega}$  是一组  $2 \times 2$  的基矩阵, 并且这些基矩阵在 Hermite 内积空间是正交的。

如果用于目标分解的基矩阵为

$$\mathbf{\Omega}_p \Rightarrow \sqrt{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \sqrt{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}, \sqrt{2} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \sqrt{2} \begin{pmatrix} 0 & -j \\ j & 0 \end{pmatrix} \quad (19)$$

则称为极化散射矩阵作 Pauli 基展开。由此可得到

联合极化散射矢量为

$$\mathbf{k}_d = \frac{1}{\sqrt{2}}(s_{dhh} + s_{dvv} \quad s_{dvv} - s_{dhh} \quad 2s_{dhv})^T \quad (20)$$

其中,  $T$  为转置操作。与直序展开矢量化相比<sup>[10]</sup>, Pauli 基联合极化散射矢量相当于对  $hh$ 、 $hv$  和  $vv$  3 个极化通道进行了线性组合,随机噪声在这个重新组合过程会被削弱,因此有利于提高信噪比。

取式(20)中各矢量元素的相对慢时间求导数,可以得到联合极化通道下的微多普勒矢量为

$$\mathbf{f}_{mD} = (f_{mDhh+vv} \quad f_{mDvv-hh} \quad f_{mDhv})^T \quad (21)$$

需要指出的是,联合极化微多普勒矢量元素并不能简单地由相应极化组合下的微多普勒直接相加减获得,即  $f_{mDhh+vv} \neq f_{mDhh} + f_{mDvv}$ 。这是由于不同联合极化组合下对消信号之间的加减操作实质上是散射系数的加减操作,并不是相位的加减操作,而且由于各对消信号的相位相同,因此联合极化微多普勒矢量元素的表述应类似于式(18),不同的只是下标,故不再赘述。

### 4 仿真数据分析

为了验证所提方法的有效性,在此采用点散射模型予以仿真。其中雷达发射脉宽  $T_p = 1.2 \mu s$ ,载频  $f_c = 5 \text{ GHz}$  ( $\lambda = 0.06 \text{ m}$ ),脉冲重复频率  $PRF = 768 \text{ Hz}$ ,带宽  $B_r = 200 \text{ MHz}$ 的线性调频信号;载机飞行速度  $v = 150 \text{ m/s}$ ,高度  $h = 7\ 200 \text{ m}$ ;基线长度  $d = 1.56 \text{ m}$ 。场景内有 7 个静止散射点和一个旋转散射点( $r_p = 0.9 \text{ m}$ ,  $f_p = 2 \text{ Hz}$ ,  $\theta_p = 0 \text{ rad}$ ),其中旋转中心的坐标为(5400, 50, 0)m。表 1 给出了各散射点的极化散射系数。

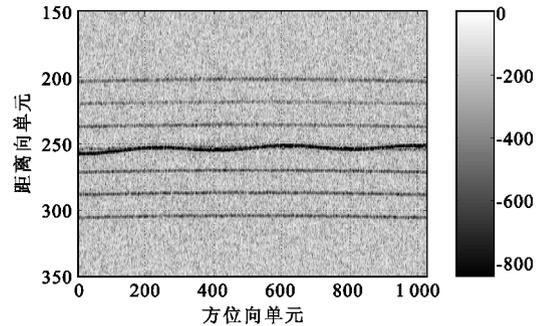
表 1 各散射点的极化散射系数

Table I The polarmetric scattering coefficient of each scatterer

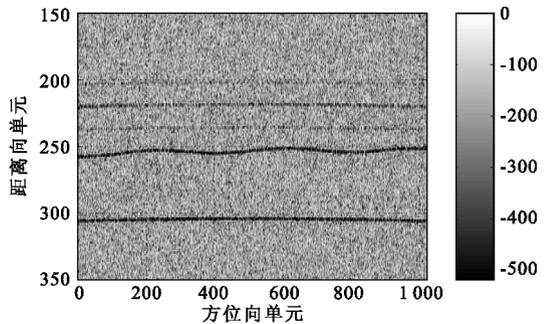
散射点序号	极化散射矩阵			
	$hh$	$hv$	$vh$	$vv$
1	1	0	0	1
2	1	0	0	-1
静止	0.95	-0.433	-0.433	0.75
散射	1	0.2j	0.2j	1
点	0.75	0.667	0.667	0.45
3	1	j	j	-1
4	1	0.4j	0.4j	0.8
旋转	0.95	0.5j	0.5j	-0.75
散射点				

为贴合实际情况,假设不同极化组合下各接收通道距离向压缩数据域的方向向回波信号为各散射

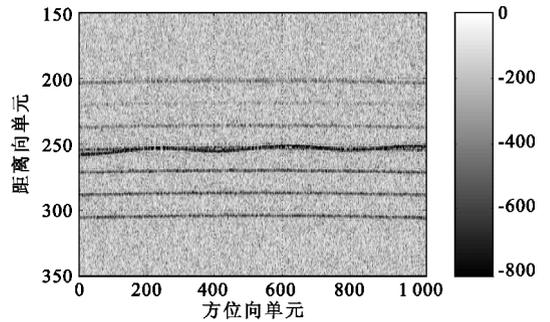
点方向向回波信号与噪声分量之和。图 2 为加入 -20 dB 噪声后各极化组合下子天线  $A_1$  接收信号在距离向压缩数据域的模式分布。



(a) 通道  $hh$  信号的模值分布



(b) 通道  $hv$  信号的模值分布



(c) 通道  $vv$  信号的模值分布

图 2 距离向压缩数据域各极化通道信号的模值分布  
Fig. 2 The signal module distribution of different polarimetric channel in range-compressed data domain

由图 2(a)和(c)可见,由于旋转中心的距离向坐标与其中一个静止散射点的相同,因此只能看到 6 条沿方位向的直线和 1 条曲线。由图 2(b)可见,由于静止散射点在  $hv$  和  $vh$  两个极化通道的散射系数相对较小,且有两个为 0,因此受噪声分量影响程度较大,只能分辨出 4 条沿方位向的直线和 1 条曲线。

接下来采用 DPCA 技术剔除地杂波信号(静止散射点信息)。图 3 给出的是  $hh$  极化组合下对消信号的模值分布,由于其他通道下的对消信号分布与其类似,不再逐一展示。

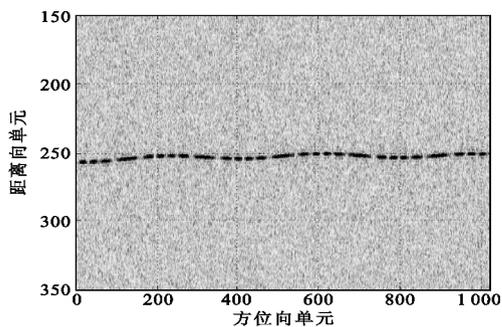
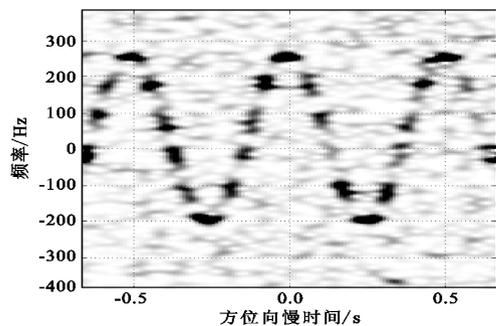


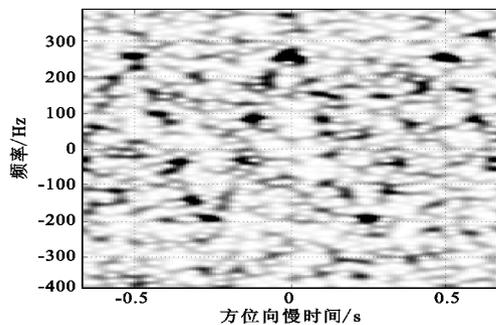
图3 通道  $hh$  对消信号的模值分布

Fig. 3 The module distribution of suppressed signal in  $hh$  channel

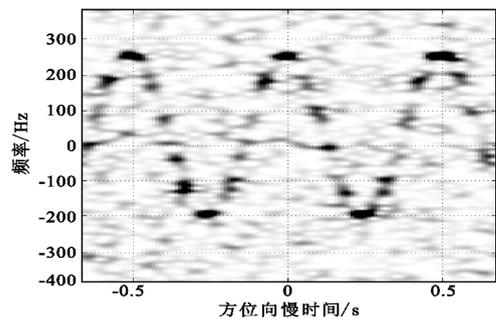
由图3可以看出,经DPCA操作后,距离向压缩数据域仅有旋转目标信号和噪声残余。借助于Radon变换等方法可以确定曲线分量主体位于第248~259个距离单元范围内,对这些单元内的极化对消信号作“算术平均时频变换”<sup>[11]</sup>,可以得到不同极化通道的微多普勒分布,如图4所示。



(a) 通道  $hh$  下的微多普勒谱



(b) 通道  $hv$  下的微多普勒谱



(c) 通道  $vv$  下的微多普勒谱

图4 不同极化通道下的微多普勒谱

Fig. 4 The micro-Doppler distribution of different polarimetric channel

由图4可以看出,极化噪声在时频面产生了弥散斑,且受各极化通道信噪比不同的影响,微多普勒谱的纯净度有明显差别。特别是在  $hh$  通道下,弥散斑几乎将微多普勒谱淹没。因此,如何利用丰富的极化信息增强低 SNR 下目标的微多普勒特征就是一个关键问题。

类似于式(20),将旋转目标的极化散射矩阵系数作 Pauli 基展开,可得散射系数矢量为  $\sigma = (0.2 - 1.7j)T/\sqrt{2}$ 。从对消信号强度变化的角度来看,联合极化  $vv-hh$  通道下对消信号的强度会显著增大,  $hh+vv$  通道的强度会被大幅减小,而  $hv$  通道的强度则变化不大。由此可选择联合极化  $vv-hh$  通道下的微多普勒矢量元素  $f_{mDvv-hh}$  作为该目标的参考微多普勒谱,如图5所示。

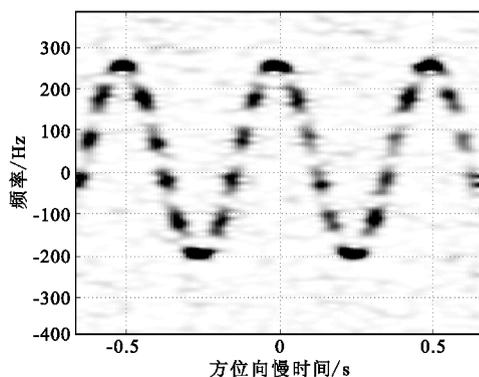


图5 联合极化组合  $vv-hh$  下的目标微多普勒谱

Fig. 5 The micro-Doppler distribution of joint polarimetric channel  $vv-hh$

对比图4和图5可见,联合极化组合  $vv-hh$  下目标的微多普勒谱更清晰,其中由噪声产生的弥散斑显著减少,表明由 Pauli 基展开的联合极化微多普勒提取方法可有效增强低信噪比下的微多普勒特征。

## 5 结束语

本文将地面目标微多普勒提取与极化 SAR 技术相结合,构建了双通道 PolSAR 信号获取模型,详细推导了经 DPCA 技术剔除地杂波后的极化微多普勒参数化表征,并进一步提出了基于 Pauli 基展开的联合极化微多普勒矢量提取方法。该方法通过各极化通道信息的线性组合,将显著减少由噪声引起的弥散斑,提高目标微多普勒谱的辨识度,从而可为微动参数提取与目标识别等后续工作打下良好基础,进一步深化微多普勒的应用领域。应该指出的是,文中仅是以数值仿真的形式验证了所提方法,在后

续研究中将力图通过实测数据予以充实完善。

### 参考文献:

[1] Chen V C, Li F, Ho S S, et al. Micro-Doppler effect in Radar: phenomenon, model, and simulation study[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(1): 2-21.

[2] 徐艺萌, 管桦, 王国正, 等. 基于 Chirplet 变换和压缩感知的空中颤振目标稀疏成像[J]. 电讯技术, 2013, 53(10): 1305-1311.  
XU Yi-meng, GUAN Hua, WANG Guo-zheng, et al. Sparse imaging of fluttering target based on chirplet transform and compressed sensing [J]. Telecommunication Engineering, 2013, 53(10): 1305-1311. (in Chinese)

[3] 李彦兵, 杜兰, 刘宏伟, 等. 基于微多普勒效应和多级小波分解的轮式履带式车辆分类研究[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(4): 894-900.  
LI Yan-bing, DU Lan, LIU Hong-wei, et al. Study on classification of wheeled and tracked vehicles based on micro-Doppler effect and multilevel wavelet decomposition[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(4): 894-900. (in Chinese)

[4] Sparr T, Krane P. Micro-Doppler analysis of vibrating targets in SAR[J]. IEE Proceedings of Radar Sonar Navigation, 2003, 150(4): 277-283.

[5] Rüegg M, Meier E, Nüesch D. Vibration and rotation in Millimeter-Wave SAR[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2007, 45(2): 293-304.

[6] 吴晓芳, 刘阳, 王雪松, 等. 旋转微动目标的 SAR 成像特性分析[J]. 宇航学报, 2010, 31(4): 1181-1189.  
WU Xiao-fang, LIU Yang, WANG Xue-song, et al. Analysis of SAR imaging characteristics of targets with rotational micro-motion[J]. Journal of Astronautics, 2010, 31(4): 1181-1189. (in Chinese)

[7] 张远, 付锦斌, 麦超云, 等. SAR 振动目标成对回波聚焦的改进 Keystone 变换算法[J]. 信号处理, 2013, 29(11): 1457-1462.  
ZHANG Yuan, FU Jin-bin, MAI Chao-yun, et al. Improved keystone transform algorithm for paired echoes focusing of SAR vibrating targets[J]. Journal of Signal Processing, 2013, 29(11): 1457-1462. (in Chinese)

[8] 张伟, 童创明, 张群. 双站 SAR 雷达目标旋转部件的微多普勒效应[J]. 现代雷达, 2011, 33(3): 51-54.  
ZHANG Wei, TONG Chuang-ming, ZHANG Qun. Micro-Doppler effect of target with rotating part in Bistatic SAR [J]. Modern Radar, 2011, 33(3): 51-54. (in Chinese)

[9] Zhang Wei, Tong Chuang-ming, Zhang Qun, et al. Extraction of vibrating features with dual-channel fixed receiver bistatic SAR [J]. IEEE Geoscience and Remote

Sensing Letters, 2012, 9(3): 507-511.

[10] 郭睿, 臧博, 张龙, 等. 一种联合极化的距离瞬时多普勒 ISAR 成像方法[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(4): 764-768.  
GUO Rui, ZANG Bo, ZHANG Long, et al. ISAR imaging via combined with Polarimetric technique[J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(4): 764-768. (in Chinese)

[11] 张伟, 童创明, 张群, 等. 基于时频分析的双通道 SAR 自旋目标检测[J]. 航空学报, 2011, 32(10): 1914-1923.  
ZHANG Wei, TONG Chuang-ming, ZHANG Qun, et al. Rotating targets detection with dual-channel SAR based on time-frequency analysis[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2011, 32(10): 1914-1923. (in Chinese)

### 作者简介:



张伟(1983—), 男, 山东胶南人, 2011 年于空军工程大学导弹学院获工学博士学位, 现为工程师, 主要研究方向为雷达信号与信息处理;

ZHANG Wei was born in Jiaonan, Shandong Province, in 1983. He received the Ph. D. degree from Air Force Engineering University in 2011. He is now an engineer. His research concerns radar signal and information processing.

Email: zwtigers@163.com

王莉(1969—), 女, 湖北武汉人, 1993 年于西安通信学院获工学学士学位, 现为工程师, 主要研究方向为认知无线电;

WANG Li was born in Wuhan, Hubei Province, in 1969. She received the B. S. degree from Xi'an Communication Institute in 1993. She is now an engineer. Her research concerns cognitive radio.

耿健(1978—), 男, 辽宁兴城人, 1999 年于空军工程大学导弹学院获工学学士学位, 现为工程师, 主要研究方向为雷达系统工程;

GENG Jian was born in Xingcheng, Liaoning Province, in 1978. He received the B. S. degree from Air Force Engineering University in 1999. He is now an engineer. His research concerns radar system engineering.

贺振华(1979—), 男, 江苏常州人, 2002 年于空军雷达学院获工学学士学位, 现为工程师, 主要研究方向为雷达电子对抗。

HE Zhen-hua was born in Changzhou, Jiangsu Province, in 1979. He received the B. S. degree from Air Force Radar Institute in 2002. He is now an engineer. His research concerns radar electronic countermeasures.