

基于改进方位相位编码的全极化SAR距离模糊抑制方法

祝晓静^{①②} 李飞^① 王宇^{①②} 王伟*^① 孙翔^{①②}

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(中国科学院大学 北京 100039)

摘要: 传统全极化SAR系统交叉极化通道由于受到强同极化距离模糊信号的干扰,使得交叉极化通道的距离模糊性能急剧下降,这严重限制了全极化SAR系统的测绘带宽。该文首先介绍一种扩展的极化发射体制——混合极化模式,该模式在改善交叉极化距离模糊性能的同时恶化同极化距离模糊性能。因此,为了更好地提高全极化SAR系统的距离模糊性能,该文提出一种改进的方位相位编码方法(MAPC)。该方法通过对系统发射脉冲进行调制解调,能够将全极化SAR系统的距离模糊能量转移到方位向,然后利用方位向维纳滤波器滤除距离模糊能量。该文的实验结果表明MAPC技术能够有效地去除全极化SAR系统的距离模糊能量,并扩展系统的无模糊测绘带宽。

关键词: 合成孔径雷达; 全极化; 混合极化; 距离模糊; 改进的方位相位编码; 维纳滤波器

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2017)04-0420-12

DOI: 10.12000/JR17015

引用格式: 祝晓静, 李飞, 王宇, 等. 基于改进方位相位编码的全极化SAR距离模糊抑制方法[J]. 雷达学报, 2017, 6(4): 420–431. DOI: 10.12000/JR17015.

Reference format: Zhu Xiaojing, Li Fei, Wang Robert, *et al.* Range ambiguity suppression approach for Quad-pol SAR systems based on modified azimuth phase coding[J]. *Journal of Radars*, 2017, 6(4): 420–431. DOI: 10.12000/JR17015.

Range Ambiguity Suppression Approach for Quad-pol SAR Systems Based on Modified Azimuth Phase Coding

Zhu Xiaojing^{①②} Li Fei^① Wang Robert^{①②} Wang Wei^① Sun Xiang^{①②}

^①(*Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

^②(*University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*)

Abstract: For conventional quadrature-polarimetric (quad-pol) Synthetic Aperture Radar (SAR) systems, as cross-polarized (cross-pol) channels are influenced by the strong co-polarized (co-pol) range ambiguous returns, the range ambiguity levels of cross-pol channels are markedly reduced, which severely restricts the unambiguous swaths. A novel transmission scheme called a hybrid-polarimetric (hybrid-pol) mode is introduced to enhance the range ambiguity levels of cross-pol channels. This scheme improves the performance of cross-pol channels with regards to range ambiguity but deteriorates that of co-pol channels. Therefore, to further enhance the range ambiguity levels of quad-pol SAR systems, the Modified Azimuth Phase Coding (MAPC) technique based on hybrid-pol SAR systems is proposed in this study. By taking advantage of the MAPC modulation/demodulation, the power of range ambiguities is transferred to the azimuth that is filtered by an optimized Wiener filter in the Doppler domain. The simulation results validate that the MAPC technique can markedly eliminate the range ambiguity of quad-pol SAR systems and extend the unambiguous swaths.

Key words: Synthetic Aperture Radar (SAR); Quadrature-polarimetric (quad-pol); Hybrid-polarimetric (hybrid-pol); Range ambiguity; Modified Azimuth Phase Coding (MAPC); Wiener filter

收稿日期: 2017-02-14; 改回日期: 2017-05-14; 网络出版: 2017-06-19

*通信作者: 王伟 ww_nudt@sina.com

基金项目: 国家自然科学基金优秀青年基金(61422113), 国家万人计划-青年拔尖人才, 中科院百人计划, L波段差分干涉SAR项目

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61422113), The National Ten Thousand Talent Program-Young Top Notch Talent Program, The Hundred Talents Program of the Chinese Academy of Sciences, The TWIn-L SAR (TerrainWide-Swath Interferometry L-band SAR) Program

1 引言

传统全极化SAR采用H, V极化脉冲交替发射的工作方式, 同极化距离模糊信号将叠加到交叉极化通道中, 一般情况下同极化分量能量比交叉极化分量能量强6~10 dB^[1], 由于受同极化分量的严重干扰, 使得交叉极化通道的距离模糊性能急剧下降, 这严重的限制了星载全极化SAR获得高的测绘带宽。因此, 如何抑制交叉极化通道中的同极化距离模糊信号, 以满足系统的距离模糊性能要求已成为了当前全极化SAR系统发展所面临的关键问题。

目前, 为了解决上述问题, 工程上普遍采用的方法包含两类: 一类是通过改变传统全极化SAR的发射方式采用新型的极化工作模式, 现有的极化工作模式主要包括极化频分(Polarization Frequency Division, PFD)、极化码分(Polarization Code Division, PCD)、改进的极化时分(Polarization Time Division, PTD)、改进的极化频分^[2], 这些模式虽然能够改进全极化SAR系统的距离模糊性能, 但是对系统设计以及硬件要求比较严格。另一类是采用距离模糊抑制算法, 主要包括天线方向图赋形、正负调频技术^[3], 方位相位编码技术(Azimuth Phase Coding, APC)^[4-6], 距离向波束形成(Digital Beam Forming, DBF)技术^[7-9], 但是现有的距离模糊抑制算法都是基于单极化系统提出的, 在全极化SAR系统的距离模糊性能改善上效果并不理想。

本文首先介绍了一种扩展的混合极化工作模式, 该模式通过改变了传统H/V交替发射的工作模式, 极大的改善了全极化SAR系统的距离模糊性能。但是与此同时, 由于交叉极化通道的同极化距离模糊信号转移到了同极化通道中, 使得同极化通道的距离模糊性能下降。因此, 本文提出了一种改进的相位编码方法, 该方法通过对发射接收脉冲进行调制解调, 将全极化SAR系统的距离模糊能量转移至方位向, 并结合方位向维纳滤波器^[10,11]将模糊能量滤除, 从而进一步提高了系统的距离模糊性能。

本文余下部分结构如下: 第2节介绍了传统全极化SAR工作模式和混合极化SAR工作模式; 第3节主要介绍了基于改进方位相位编码(Modified Azimuth Phase Coding, MAPC)技术的全极化SAR距离模糊抑制方法; 第4节根据仿真结果分析MAPC方法对全极化SAR距离模糊抑制效果; 第5节给出了本文的结论。

2 极化SAR工作模式

2.1 传统全极化SAR系统

全极化SAR系统采用交替发射工作方式, 如图1

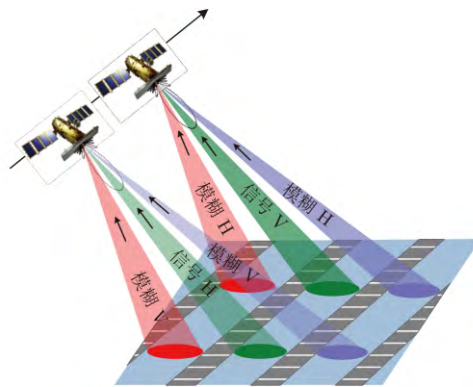


图1 传统全极化SAR系统工作模式

Fig. 1 Transmission mode of conventional quad-pol SAR

所示, 在某个回波接收时刻, 接收信号除了主测绘带内的信号之外, 也有相差 k 个脉冲重复周期的模糊回波信号, 当 k 为奇数时, 模糊信号对应的发射脉冲和有用信号对应的发射脉冲极化方式相反; 当 k 为偶数时, 模糊信号对应的发射脉冲和有用信号对应的发射脉冲极化方式相同^[12]。

基于以上分析, 在全极化SAR系统中, 通过交替发射H, V极化的脉冲, H, V通道同时线极化接收, 可以得到全极化SAR四通道极化数据的观测散射矩阵为:

$$\begin{bmatrix} M_{HH} & M_{VH} \\ M_{HV} & M_{VV} \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} S_{hh} & S_{hv} \\ S_{vh} & S_{vv} \end{bmatrix} + \sum_{i \text{ odd}} \text{RAR}_i \begin{bmatrix} \hat{S}_{vh_i} & \hat{S}_{hh_i} \\ \hat{S}_{vv_i} & \hat{S}_{vh_i} \end{bmatrix} + \sum_{i \text{ even}} \text{RAR}_i \begin{bmatrix} \hat{S}_{hh_i} & \hat{S}_{hv_i} \\ \hat{S}_{vh_i} & \hat{S}_{vv_i} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式(1)中RAR表示距离模糊比^[13-15]。如图2所示, 假设 S_0 表示测绘带内有用信号的功率, S_{ak} 表示第 k 阶模糊信号的功率, γ 表示全极化SAR的视角, η_s 表示系统从测绘带近端到测绘带远端的波束入射角, η_{ak} 表示 η_s 对应的模糊信号的入射角, σ_{η} 表示该入射角 η 下的归一化后向散射系数, $G(\eta)$ 为距离向天线方向图, $R(\eta_{ak})$ 与 $R(\eta_s)$ 分别表示模糊信号与有用信号在不同入射角 η 下对应的斜距, 则系统的距离模糊比可表示为:

$$\text{RAR} = \frac{\sum_{k \neq 0} S_{ak}}{S_0} = \frac{\sum_{k \neq 0} \frac{\sigma_{\eta_{ak}} \cdot G^2(\eta_{ak})}{R^3(\eta_{ak}) \cdot \sin(\eta_{ak})}}{\frac{\sigma_{\eta_s} \cdot G^2(\eta_s)}{R^3(\eta_s) \cdot \sin(\eta_s)}} \quad (2)$$

式(1)等号右边第1项表示主信号的散射矩阵, 剩余两项为距离模糊信号散射矩阵, $i=\text{odd}$ 表示奇

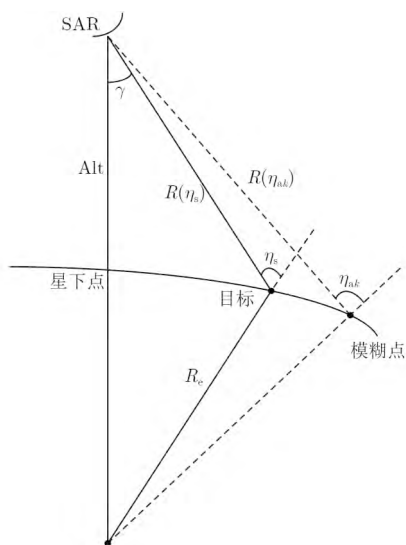


图 2 星载SAR系统距离向几何关系示意图

Fig. 2 Illustration of imaging geometry for spaceborne SAR

数模糊区, $i=\text{even}$ 为偶数模糊区。根据传统极化SAR的散射矩阵可以看出, 同极化通道受奇数区交叉极化距离模糊信号和偶数区同极化模糊信号的影响, 而交叉极化通道受奇数区同极化模糊信号和偶

数区交叉极化模糊信号的影响, 由于同极化分量较交叉极化分量大6~10 dB, 使得同极化通道回波受模糊信号的影响较小, 但交叉极化通道回波受奇数区同极化模糊信号影响很大, 很难达到系统的距离模糊性能。交叉极化通道距离模糊性能限制了系统测绘带宽, 改善全极化SAR系统交叉极化通道的距离模糊性能成为全极化SAR系统设计中一个亟待解决的问题。

2.2 混合极化SAR系统

通过对传统全极化SAR系统的分析可以看出, 传统的全极化SAR系统由于采用H, V线极化交替发射的工作方式, 使得交叉极化通道受到同极化模糊信号的影响, 交叉极化通道的模糊性能较差, 无法满足应用要求。因此本文介绍了一种扩展的极化工作方式——混合极化模式^[1], 该方式通过改变发射信号的极化方式, 从而实现对交叉极化通道距离模糊性能的极大改善。

混合极化SAR系统通过交替发射 $H + V \cdot \exp(j\phi)$ 和 $H - V \cdot \exp(j\phi)$ 极化信号, 然后通过水平和垂直线极化接收, 混合极化SAR工作模式如图3所示:

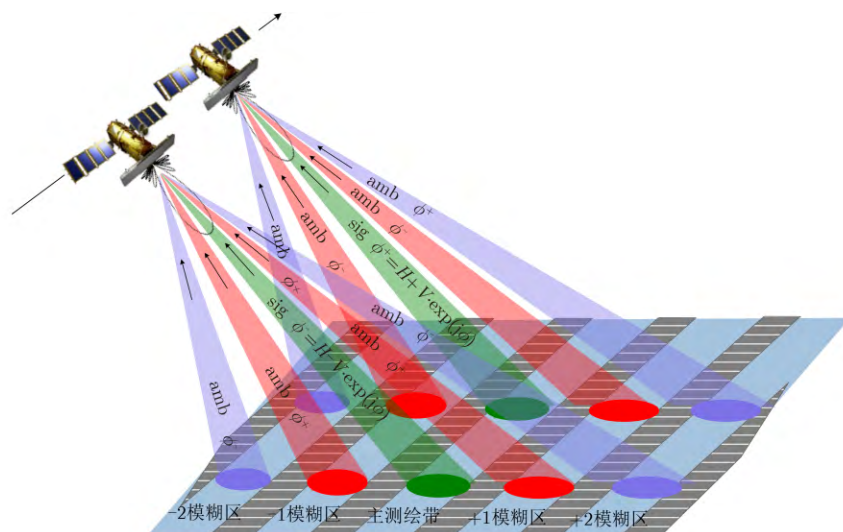


图 3 混合极化SAR系统工作模式

Fig. 3 Transmission mode of hybrid-pol SAR

根据混合极化SAR的工作模式可以推导出该系统接收到的四通道数据的极化散射矩阵为:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} M_{\phi^+H} & M_{\phi^-H} \\ M_{\phi^+V} & M_{\phi^-V} \end{bmatrix} &\approx \begin{bmatrix} S_{hh} + \exp(j\phi)S_{hv} & S_{hh} - \exp(j\phi)S_{hv} \\ S_{vh} + \exp(j\phi)S_{vv} & S_{vh} - \exp(j\phi)S_{vv} \end{bmatrix} \\
 &+ \sum_{i \text{ odd}} \text{RAR}_i \begin{bmatrix} \hat{S}_{hh_i} - \exp(j\phi)\hat{S}_{vh_i} & \hat{S}_{hh_i} + \exp(j\phi)\hat{S}_{vh_i} \\ \hat{S}_{hv_i} - \exp(j\phi)\hat{S}_{vv_i} & \hat{S}_{hv_i} + \exp(j\phi)\hat{S}_{vv_i} \end{bmatrix} \\
 &+ \sum_{i \text{ even}} \text{RAR}_i \begin{bmatrix} \hat{S}_{hh_i} + \exp(j\phi)\hat{S}_{vh_i} & \hat{S}_{hh_i} - \exp(j\phi)\hat{S}_{vh_i} \\ \hat{S}_{hv_i} + \exp(j\phi)\hat{S}_{vv_i} & \hat{S}_{hv_i} - \exp(j\phi)\hat{S}_{vv_i} \end{bmatrix} \quad (3)
 \end{aligned}$$

式(3)右边第1项表示感兴趣的测绘区域对应的回波信号, 后面的两项为带外的模糊信号。根据该散射矩阵可以看出混合极化工作方式使得有用信号和距离模糊信号之间达到一个更平衡的状态。对上述的混合极化SAR系统散射矩阵乘以变换矩阵实现极化分离:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} M_{HH} & M_{VH} \\ M_{HV} & M_{VV} \end{bmatrix} \\ & \cong \begin{bmatrix} M_{\phi^+H} & M_{\phi^-H} \\ M_{\phi^+V} & M_{\phi^-V} \end{bmatrix} \times \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \exp(-j\phi) \\ 1 & -\exp(-j\phi) \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} S_{hh} & S_{hv} \\ S_{hv} & S_{vv} \end{bmatrix} + \sum_{i \text{ odd}} \text{RAR}_i \begin{bmatrix} \hat{S}_{hh_i} & -\hat{S}_{hv_i} \\ \hat{S}_{hv_i} & -\hat{S}_{vv_i} \end{bmatrix} \\ & + \sum_{i \text{ even}} \text{RAR}_i \begin{bmatrix} \hat{S}_{hh_i} & \hat{S}_{hv_i} \\ \hat{S}_{hv_i} & \hat{S}_{vv_i} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

根据分离后的散射矩阵可以看出, 在使用混合极化工作模式后, 交叉极化通道的回波无论是奇数模糊区还是偶数模糊区均为交叉极化距离模糊信号。不同于传统SAR极化系统, 采用混合极化结构^[16,17]的SAR系统的交叉极化有用信号只受到交叉极化距离模糊信号的影响, 从而大大改善了系统交叉极化通道距离模糊性能。但是根据变换后的模糊散射矩阵可以看出, 虽然交叉极化通道受到了能量较低的交叉极化模糊分量的影响, 但是整个散射矩阵整体的模糊能量并没有减少。

对于一般自然目标, HV分量与VH分量满足互易条件, 即 $M_{HV} = M_{VH}$, 观察变换后回波散射矩阵的奇数模糊区对应的模糊散射矩阵, 可以看到两个交叉极化通道的散射系数具有相反的符号, 将两个交叉极化通道的数据相加 $(M_{HV} + M_{VH})/2$ 可以将交叉极化奇数模糊区的模糊能量消除, 进一步提高交叉极化距离模糊信号的性能, 从而获得额外的3 dB信噪比^[18]。

3 改进的方位相位编码方法

为了进一步提高全极化SAR系统的整体模糊性能, 本文提出了一种改进的方位相位编码方法。不同于混合极化工作方式以降低同极化通道的距离模糊性能为代价来提高交叉极化通道的距离模糊性能, 该方法能够对整个系统的距离模糊性能进行提高。APC技术的本质是将距离模糊转移到方位向, 利用方位向滤波技术滤除距离模糊能量^[19]。通过对发射信号相位调制, 并对接收回波进行相位解调, 再通过方位向滤波的方法有效的抑制SAR系统的距离模糊。

3.1 方位相位编码原理

传统的单通道单极化SAR系统中, APC技术抑制距离模糊分为3个步骤, 首先对发射信号进行相位调制, 调制相位如下所示:

$$\phi_{\text{mod}} = -\frac{\pi}{M} l^2 \quad (5)$$

其中, l 表示第几个发射脉冲, M 表示频率偏移因子, $M \geq 2$ 。然后对接收回波信号进行相位解调:

$$\phi_{\text{demo}}(n) = \phi_{\text{demo}}(n - m) \quad (6)$$

其中, n 表示第几个接收脉冲, m 表示发射脉冲与接收脉冲的脉冲间隔。解调后 k 阶距离模糊信号的剩余相位为:

$$\phi_{\text{res}}(n, k, M) = \frac{2\pi}{M} kn, \quad k = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (7)$$

根据上式可以看出, 通过方位相位编码解调以后, 第 k 阶距离模糊信号在方位向产生了一个线性的剩余相位, 所以在多普勒频域内会产生一个 $k \cdot \text{PRF}/M$ 的频率偏移, 因此在方位向利用矩形滤波器可以滤除在PRF和多普勒处理带宽 B_p 之间的距离模糊能量。传统APC技术在方位向加上一个带宽为 B_p , 幅度为1的矩形滤波器以此滤去在PRF和多普勒处理带宽 B_p 之间的距离模糊能量, 该滤波器能够保证带内有用信号能量没有损失的情况滤除带外模糊能量。滤波后系统的距离模糊比可表示为:

$$\text{RAR} = \frac{\sum_{k \neq 0} C_{ak} \cdot S_{ak}}{C_0 \cdot S_0} \quad (8)$$

其中, C_{ak} 表示 k 阶模糊信号的APC滤波系数, C_0 表示有用信号的APC滤波比。如果采用传统APC技术中的矩形滤波器, 则:

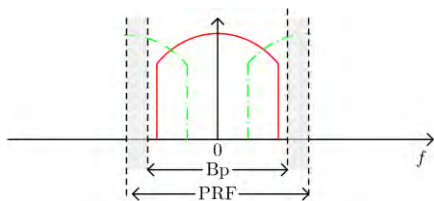
$$C_{ak} = \frac{\int_{-B_p/2}^{B_p/2} G_{ak}^2 \left(f + \frac{k \cdot \text{PRF}}{2} \right) df}{\int_{-\text{PRF}/2}^{\text{PRF}/2} G_{ak}^2 \left(f + \frac{k \cdot \text{PRF}}{2} \right) df}, \quad C_0 = 1 \quad (9)$$

其中, G_{ak} 表示系统的方位向天线方向图。

图4为 $M=2$ 时APC使信号产生频谱搬移的示意图。通过提高系统的PRF可以使模糊信号在方位向产生更大的频移, 结合滤波器滤除的模糊能量就越多。由于在SAR系统中, 一阶距离模糊信号能量占主导地位, 并且在传统全极化SAR系统中交叉极化通道受到奇数阶同极化分量的干扰严重, 因此本文的APC技术改进基于 $M=2$ 。

3.2 基于MAPC的传统全极化SAR系统

全极化SAR系统采用交替发射不同极化的信

图 4 APC方法 $M=2$ 时方位向多普勒频谱示意图Fig. 4 Doppler spectrum after APC modulation and demodulation ($M=2$)

号, 两个通道同时接收的工作方式, 因此, 全极化 SAR 系统在方位向具有两个通道, 并且两个通道之间由于发射的极化方式的不同, 使得不同极化方式的模糊信号存在耦合。全极化 SAR 系统经 APC 调制后, 两个接收通道的解调是独立的, 如果按照单通道的 APC 调制解调方式会导致两个通道的信号无法产生剩余的线性相位, 从而无法让模糊信号在

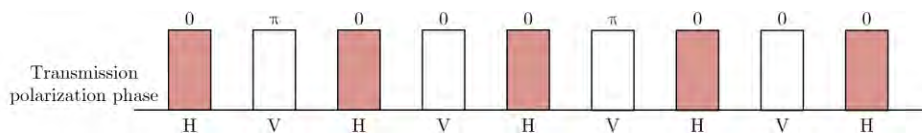


图 5 全极化 SAR 系统中 MAPC 的发射调制方式

Fig. 5 Modified APC modulation based on quad-pol SAR systems

即 H 极化发射脉冲不调制, V 极化发射脉冲采用线性相位的调制方式:

$$\begin{cases} \varphi_{\text{mod_H}} = 0 \\ \varphi_{\text{mod_V}} = \pi n \end{cases} \quad (10)$$

其中, n 表示第几个发射脉冲。MAPC 方法的解调方式与传统 APC 技术解调方式一致。H, V 通道接收解调后。传统全极化 SAR 系统 H/V 通道 4 个极化分量的 k 阶距离模糊信号的剩余相位可表示为:

$$\varphi_{\text{res_p}}(n, k) = \begin{cases} 0, & p = \text{HH/VH}, k = \text{even} \\ \frac{k}{2} \pi, & p = \text{HV/VV}, k = \text{even} \\ n\pi + \frac{k-1}{2} \pi, & k = \text{odd} \end{cases} \quad (11)$$

可以看出传统全极化 SAR 系统经过 MAPC 调制解调后, H 通道和 V 通道的所有分量的奇数阶信号在方位向上均产生剩余的线性相位 $n\pi + (k-1)/2\pi$, 因此在多普勒频域会产生 PRF/2 的频移。

由于传统全极化 SAR 系统的 PRF 受系统限制不可能设计的很高, 所以使用传统 APC 的滤波技术只能滤除很少一部分的距离模糊能量。本文基于最小均方差理论 (MMSE), 即最小化无模糊信号与滤波后信号的均方误差, 构建了方位向维纳滤波器用以滤除更多的模糊能量^[11]。该方法实现的关键点是

多普勒频域产生平移然后滤除。此时需要对原来的 APC 发射调制方式做一个改进, 让系统接收解调后, 使两个通道的模糊信号均能产生剩余的线性相位, 即能够将使距离模糊信号在多普勒频域相对有用信号产生一个频率偏移, 然后在方位向上利用方位向滤波技术滤除相关的距离模糊能量。

本文提出的 MAPC 方法主要包含 3 个步骤:

(1) 对发射信号在方位向上使用改进的 APC 技术进行发射相位调制。

(2) 对方位向接收到的信号进行接收相位的解调。

(3) 将信号变换到多普勒频域中使用维纳滤波器滤除模糊信号能量。

传统全极化 SAR 系统的 APC 的具体调制方式如图 5 所示。

信号与模糊的频谱存在“不一致性”。经过 MAPC 技术后距离向模糊能量转化到了方位向, 并且在多普勒频域内距离模糊频谱相对于有用信号频谱发生偏移。这使得在多普勒带宽内设计一个滤波器在满足 MMSE 前提下, 滤除一部分带内的模糊能量成为可能。维纳滤波器在解决 MMSE 问题上表现出良好的性能, 因此本文构建维纳滤波器代替传统的矩形滤波器。维纳滤波器表示为:

$$H(f) = \frac{S_0(f)}{S_0(f) + S_{-1}(f) + S_{+1}(f) + \sigma_t} \quad (12)$$

其中, $S_0(f)$ 表示有用信号的方位向频谱, $S_{-1}(f)$ 和 $S_{+1}(f)$ 分别表示一阶模糊信号的方位向频谱, σ_t 表示噪声功率谱。

如果采用维纳滤波器, 则滤波系数可表示为:

$$C_{ak} = \frac{\int_{-Bp/2}^{Bp/2} H^2(f) \cdot G_{ak}^2\left(f + \frac{k \cdot PRF}{2}\right) df}{\int_{-PRF/2}^{PRF/2} G_{ak}^2\left(f + \frac{k \cdot PRF}{2}\right) df} \quad (13)$$

$$C_0 = \frac{\int_{-Bp/2}^{Bp/2} H^2(f) \cdot G_0^2(f) df}{\int_{-PRF/2}^{PRF/2} G_{ak}^2(f) df} \quad (14)$$

其中 $H(f)$ 为频域维纳滤波器。

3.3 基于MAPC的混合极化SAR系统

混合极化SAR系统交替发射 $H + V \cdot \exp(j\phi)$ 和

$H - V \cdot \exp(j\phi)$ 极化信号, 然后通过水平和垂直线极化接收。经过MAPC技术调制解调后, 混合极化SAR系统的接收散射矩阵可表示为:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} M_{\phi^+H} & M_{\phi^-H} \\ M_{\phi^+V} & M_{\phi^-V} \end{bmatrix} &\cong \begin{bmatrix} S_{hh} + \exp(j\phi)S_{hv} & S_{hh} - \exp(j\phi)S_{hv} \\ S_{vh} + \exp(j\phi)S_{vv} & S_{vh} - \exp(j\phi)S_{vv} \end{bmatrix} \\ &+ \sum_{i \text{ odd}} \text{RAR}_i \cdot \exp\left(jn\pi + \frac{i-1}{2}j\pi\right) \begin{bmatrix} \hat{S}_{hh_i} - \exp(j\phi)\hat{S}_{vh_i} & \hat{S}_{hh_i} + \exp(j\phi)\hat{S}_{vh_i} \\ \hat{S}_{hv_i} - \exp(j\phi)\hat{S}_{vv_i} & \hat{S}_{hv_i} + \exp(j\phi)\hat{S}_{vv_i} \end{bmatrix} \\ &+ \sum_{i \text{ even}} \text{RAR}_i \begin{bmatrix} \hat{S}_{hh_i} + \exp(j\phi)\hat{S}_{vh_i} & \exp\left(j\frac{i}{2}\pi\right) \left(\hat{S}_{hh_i} - \exp(j\phi)\hat{S}_{vh_i}\right) \\ \hat{S}_{hv_i} + \exp(j\phi)\hat{S}_{vv_i} & \exp\left(j\frac{i}{2}\pi\right) \left(\hat{S}_{hv_i} - \exp(j\phi)\hat{S}_{vv_i}\right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

根据式(15)可以看出, 奇数模糊区 M_{ϕ^+} 通道与 M_{ϕ^-} 通道之间对应模糊区的相位一致。而在偶数模糊区 ($i=\text{even}$), 当引入MAPC调制解调后, 由于解调以后 M_{ϕ^+} 通道与 M_{ϕ^-} 通道之间存在 $\exp\left(j\frac{i}{2}\pi\right)$ 的残余相位, i 可以表示为 $i=2k$ (k 为整数, $k \neq 0, k = i/2$), 此时 M_{ϕ^-} 通道的残余相位可以表示为 $\exp(jk\pi)$, 当 k 为偶数 (即 $\text{mod}(i/2, 2) = 0$) 时, $k\pi = 2m\pi$, 此时 $\exp(jk\pi) = 1$, 即此时 M_{ϕ^-} 通道调制解调后的极化数据与 M_{ϕ^+} 通道的数据没有相位差。当 k 为奇数 (即 $\text{mod}(i/2, 2) = 1$) 时,

$k\pi = (2m+1)\pi$, 此时 $\exp(jk\pi) = \exp(j\pi)$, 即此时 M_{ϕ^-} 通道调制解调后的极化数据与 M_{ϕ^+} 通道的数据有 π 的相位误差。

在混合极化SAR系统中, 各个通道之间混合极化接收数据在接收后需要进行矩阵变换, 将混合极化数据转化为四极化数据, 当 M_{ϕ^+} 通道与 M_{ϕ^-} 通道之间对应模糊区的相位一致, 混合极化数据可以很好的分离为四极化数据, 此时4个通道的极化数据都只会受到与主信号相同的极化方式的模糊信号的影响。下面给出基于MAPC方法的混合极化SAR系统进行数据分离后的结果:

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} M_{\text{APC_HH}} & M_{\text{APC_VH}} \\ M_{\text{APC_HV}} & M_{\text{APC_VV}} \end{bmatrix} \\ &\cong \begin{bmatrix} M_{\phi^+H} & M_{\phi^-H} \\ M_{\phi^+V} & M_{\phi^-V} \end{bmatrix} \times \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \exp(-j\phi) \\ 1 & -\exp(-j\phi) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} S_{hh} & S_{hv} \\ S_{hv} & S_{vv} \end{bmatrix} + \sum_{i \text{ odd}} \text{RAR}_i \cdot \exp\left(jn\pi + \frac{i-1}{2}j\pi\right) \begin{bmatrix} \hat{S}_{hh_i} & -\hat{S}_{hv_i} \\ \hat{S}_{hv_i} & -\hat{S}_{vv_i} \end{bmatrix} \\ &+ \sum_{i \text{ even} \ \& \ \text{mod}(i/2, 2)=0} \text{RAR}_i \begin{bmatrix} \hat{S}_{hh_i} & \hat{S}_{hv_i} \\ \hat{S}_{hv_i} & \hat{S}_{vv_i} \end{bmatrix} + \sum_{i \text{ even} \ \& \ \text{mod}(i/2, 2)=1} \text{RAR}_i \cdot 2 \exp(j\phi) \begin{bmatrix} \hat{S}_{hv_i} & \hat{S}_{hh_i} \\ \hat{S}_{vv_i} & \hat{S}_{hv_i} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

从式(16)可以看出, 偶数模糊区中 $\text{mod}(i/2, 2)=1$ 的区域, 由于 M_{ϕ^+} 通道与 M_{ϕ^-} 通道之间存在 π 的相位差, 导致的四通道极化数据通过矩阵变换后无法正确的分离, 即该区域转化后的距离模糊矩阵极化方式与主信号形式不一致, 而对于偶数模糊区中 $\text{mod}(i/2, 2) = 0$ 的模糊区域与奇数模糊区, M_{ϕ^+} 通道与 M_{ϕ^-} 通道之间不存在相位差, 此时该区域的混合极化数据可以完全的分离为四极化数据, 即将同极化模糊分量转移到同极化通道中, 因此进行变换后的矩阵与主信号极化矩阵一致。

最后由于奇数区模糊在矩阵变换后存在线性相

位, 因此可以利用方位向滤波技术滤除多余的模糊能量。注意分离后奇数区的交叉极化通道的分量符号相反并且具有相同的线性相位, 因此依然可以通过互易定理去除交叉极化通道的奇数区的距离模糊能量。

4 仿真结果与分析

为了验证对比本文中的MAPC方法的模糊抑制效果, 本文采用L波段全极化SAR系统对传统全极化SAR系统4个通道的距离模糊比(Range Ambiguity to Signal Ratio, RASR)进行仿真。表1为L波

表 1 L波段全极化SAR系统参数
Tab. 1 Parameters for system examples

参数	数值
发射信号载频(GHz)	1.26
发射脉冲宽度(us)	70
平台高度(km)	607
系统多普勒带宽(Hz)	1235.9
发射信号带宽(MHz)	140
俯仰角(°)	35
平台飞行速度(m/s)	7500
天线高度(m)	2.9

段雷达系统参数，图6以斑马图的形式给出了全极化SAR系统不同视角下PRF的选择情况。

根据图6中给出的L波段全极化SAR系统的PRF参数，对传统全极化以及混合极化SAR系统的RASR进行仿真对比分析。根据图7(a)可以看出，由于同极化分量与交叉极化分量相差较大，使得交

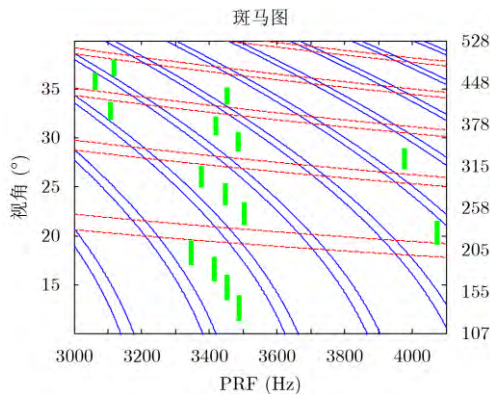
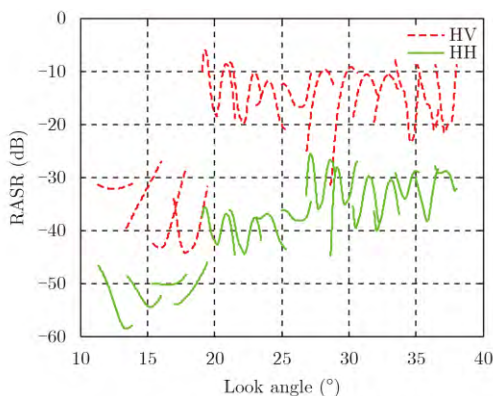


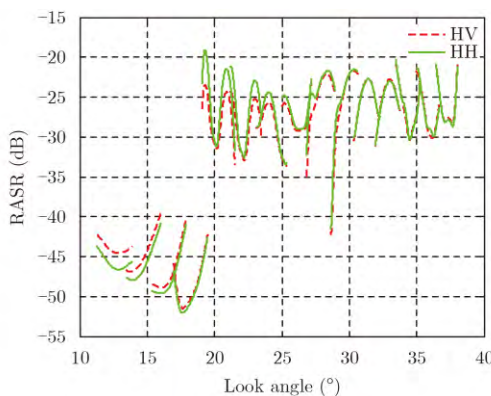
图 6 全极化SAR系统不同波位的PRF值

Fig. 6 Parameter of PRF for quad-pol SAR system

又极化通道回波受奇数区同极化模糊信号影响很大，交叉极化通道距离模糊性能明显低于同极化通道，很难达到系统的距离模糊性能。但是根据混合极化模式的RASR曲线图7(b)可以看出，由于交叉极化通道只受到交叉极化距离模糊信号的影响，因此交叉极化通道距离模糊水平低于-20 dB。



(a) 传统全极化 SAR 系统
(a) RASR for conventional quad-pol SAR system



(b) 混合极化 SAR 系统
(b) RASR for hybrid-pol SAR system

图 7 L波段不同工作模式下同极化通道与交叉极化通道的RASR曲线

Fig. 7 RASR of cross-pol and co-pol channels for L-band SAR systems based on different transmission mode

图8给出了L波段传统全极化SAR系统在使用MAPC情况下，不同滤波方法给系统模糊信号和有用信号带来的能量损失。从VV通道的仿真结果可以看出，使用基于矩形滤波器的MAPC方法后，模糊信号能量滤除了20%~40%，有用信号没有产生损失。而使用基于最优化维纳滤波器的MAPC后使得系统的模糊能量滤除了65%~88%，与此同时有用信号也产生了接近35%的能量损失。可以看出，采用维纳滤波器比采用矩形滤波器平均多滤除10%的模糊能量。由于模糊能量在滤波过程中滤除较多，使得系统的距离模糊性能得到了改善。

图9对比了L波段全极化SAR系统在使用基于不同方位滤波方法的MAPC技术时系统同极化通道与交叉极化通道的距离模糊比曲线。其中图9(a)和

图9(b)主要是针对L波段传统全极化SAR系统，其中图9(a)为VV通道，图9(b)为HV通道。根据传统全极化SAR系统VV通道和HV通道未使用任何距离模糊抑制算法(蓝色曲线)的RASR仿真结果可以看出，在该发射模式下，VV通道与HV通道距离模糊水平差异很大，同极化通道的距离模糊水平较高，而交叉极化通道的距离模糊水平非常低。由于基于矩形滤波器的MAPC技术(红色曲线)最多只能滤除奇数模糊区的能量，而MAPC技术受限于系统的PRF。对于VV极化通道，奇数模糊区为能量较低的HV极化信号，所以MAPC技术使同极化通道的距离模糊比改善比较小，而采用了基于维纳滤波器的MAPC技术后(绿色曲线)，VV极化通道的距离模糊性能得到了部分改善，距离模糊比提高了约

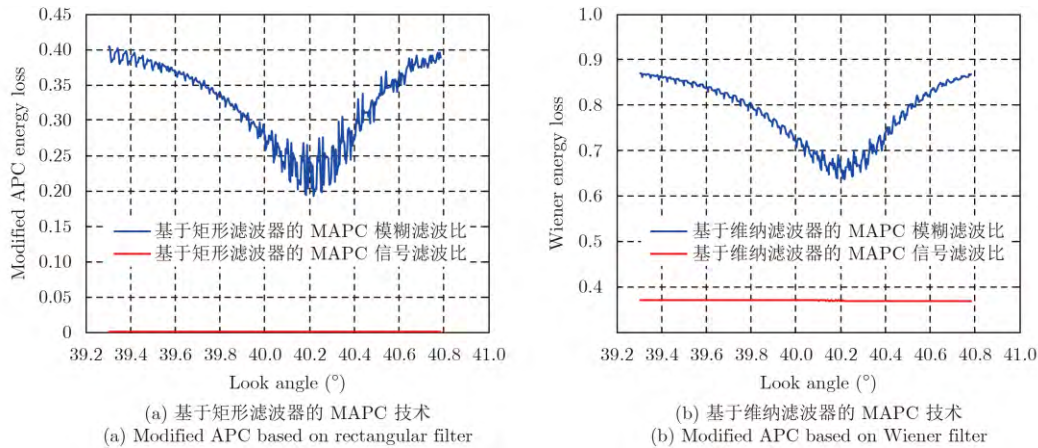


图8 矩形滤波与维纳滤波时信号与模糊能量损失比

Fig. 8 Compares filtering performance of rectangular filter and azimuth Wiener filter

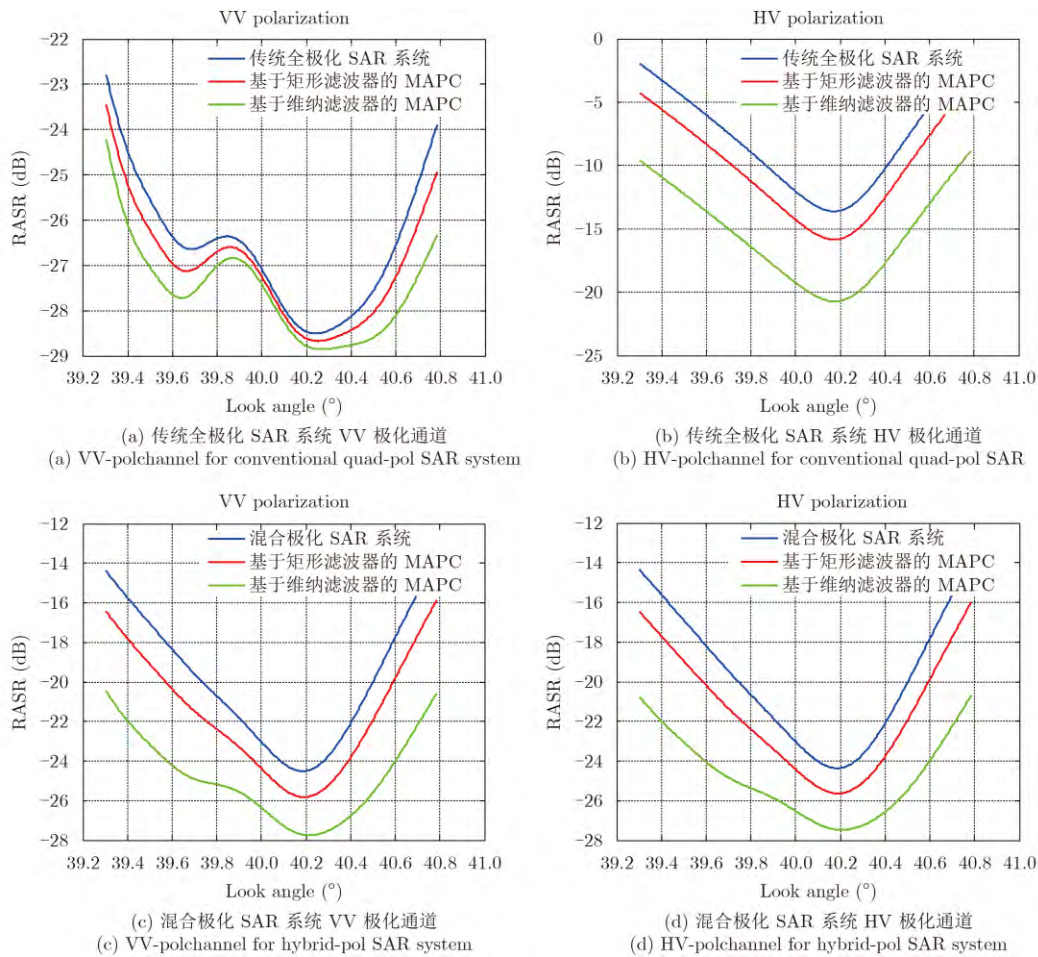


图9 MAPC方法对同极化通道与交叉极化通道RASR影响

Fig. 9 Compares RASR of HH and HV-pol channel by using MAPC technique based on rectangular filter/azimuth Wiener filter

2 dB。对于HV极化通道来说，由于交叉极化通道的奇数模糊区的信号为能量较高的同极化信号，所以使用MAPC技术后滤除的能量比同极化通道多，导致HV极化通道的距离模糊性能改善效果比同极化通道明显，但是同样受到系统PRF的限制，使得

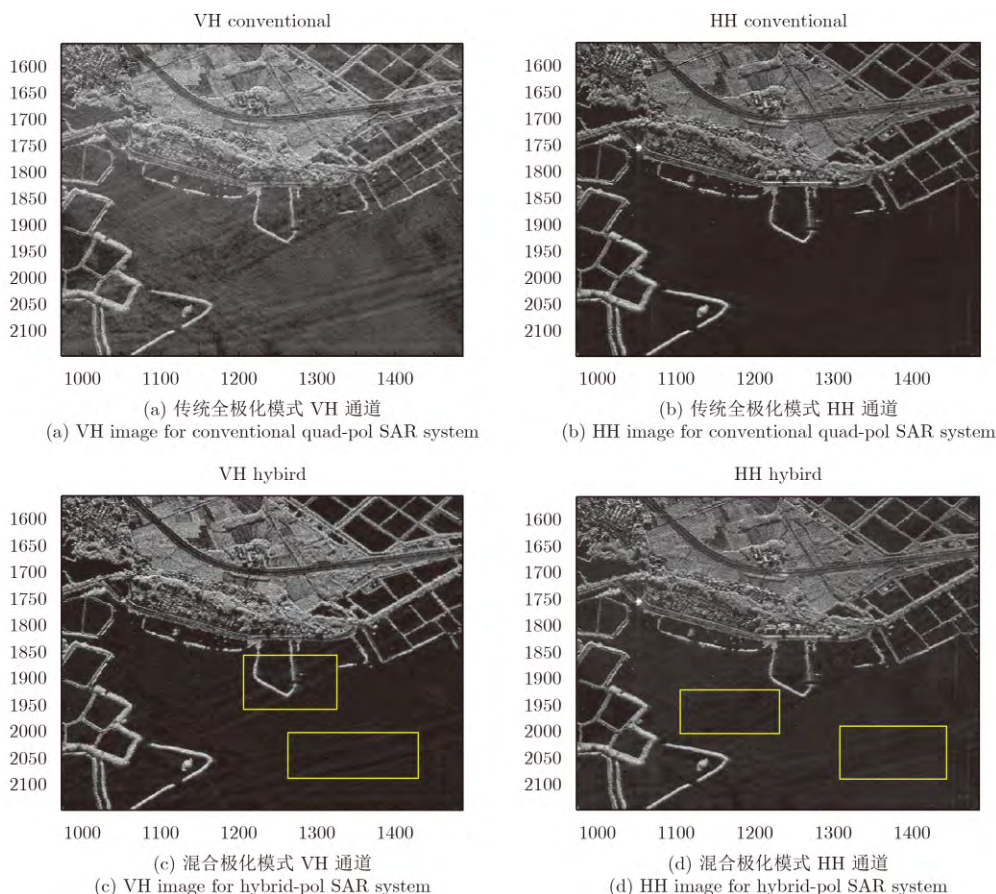
MAPC方法对于交叉极化通道的距离模糊性能仅有了2 dB提高，但是在结合了方位向维纳滤波技术后，交叉极化通道的距离模糊性能提高了约7 dB，极大地提高了系统的交叉极化通道的距离模糊性能。而图9(c)和图9(d)主要是针对基于混合极化体

制的MAPC技术的仿真对比分析,首先通过混合极化发射模式使得4个通道距离模糊能量得到一个更好的均衡,此时4个通道的距离模糊水平基本一致,采用距离模糊抑制方法对4个通道的距离模糊抑制效果一致。图9(c)和图9(d)的仿真结果也验证了这一结论,无论是VV通道还是HV通道,采用基于矩形滤波器的MAPC技术对该混合极化SAR系统提高的距离模糊比约2 dB,采用基于维纳滤波器的MAPC技术系统的距离模糊比改善了4~6 dB。对比传统全极化SAR系统和混合极化SAR系统,对于VV通道,由于混合极化模式中VV通道滤除的奇数模糊区能量为同极化分量而非传统全极化模式的交叉极化分量,因此采用混合极化发射模式时滤波器滤除的模糊能量更多。

最后,为了验证本文中的距离模糊抑制方法对目标的改善效果,图10给出了L波段VH极化和HH极化在不同工作模式和不同距离模糊抑制方法下的实测图像。图10(a)为传统全极化SAR系统VH交叉极化的回波图像,由于受同极化距离模糊污染严重,使得图像的质量急剧下降。根据图10(c)所示,通过采用混合极化的工作模式,交叉极化通道的距离模糊能量被转移,使得图像性能得到了大幅度的提升,但是还是存在少量的距离模糊条纹。

根据图10(e)所示,通过MAPC技术,传统全极化SAR系统HH通道与HV通道绝大部分模糊能量被去除。但是由于交叉极化通道奇数模糊区距离模糊分量为同极化距离模糊信号,并且受到系统PRF限制,使得交叉极化图像性能虽然得到了大幅度的提升,但是在图像边缘存在少量的距离模糊条纹。最后为了进一步去除图像中的距离模糊能量,采用了基于MAPC的混合极化SAR系统,由图10(g)可以看出,此时图像基本不再受距离模糊的干扰,绝大部分模糊能量被滤除。

与交叉极化VH图像图10(a)相比,在传统全极化SAR系统下,由于同极化HH通道受到弱模糊信号的影响影响,所以同极化HH回波图像图10(b)受距离模糊影响很小。通过使用混合极化发射模式后,由图10(d)可以看出,此时的图像相比于传统全极化模式图像图10(b)相比存在部分距离模糊条纹,即在混合极化模式下,同极化通道距离模糊水平降低了,这是因为在该模式下,交叉极化通道奇数模糊区的强同极化距离模糊能量转移到了同极化通道,使得在交叉极化距离模糊改善的情况下,同极化距离模糊被增大。根据图10(f)的图像可以看出,传统全极化SAR系统HH通道的奇数模糊区模糊能量较低,采用MAPC后HH通道的图像质量不



(a) VH image for conventional quad-pol SAR system

(b) HH image for conventional quad-pol SAR system

(c) VH image for hybrid-pol SAR system

(d) HH image for hybrid-pol SAR system

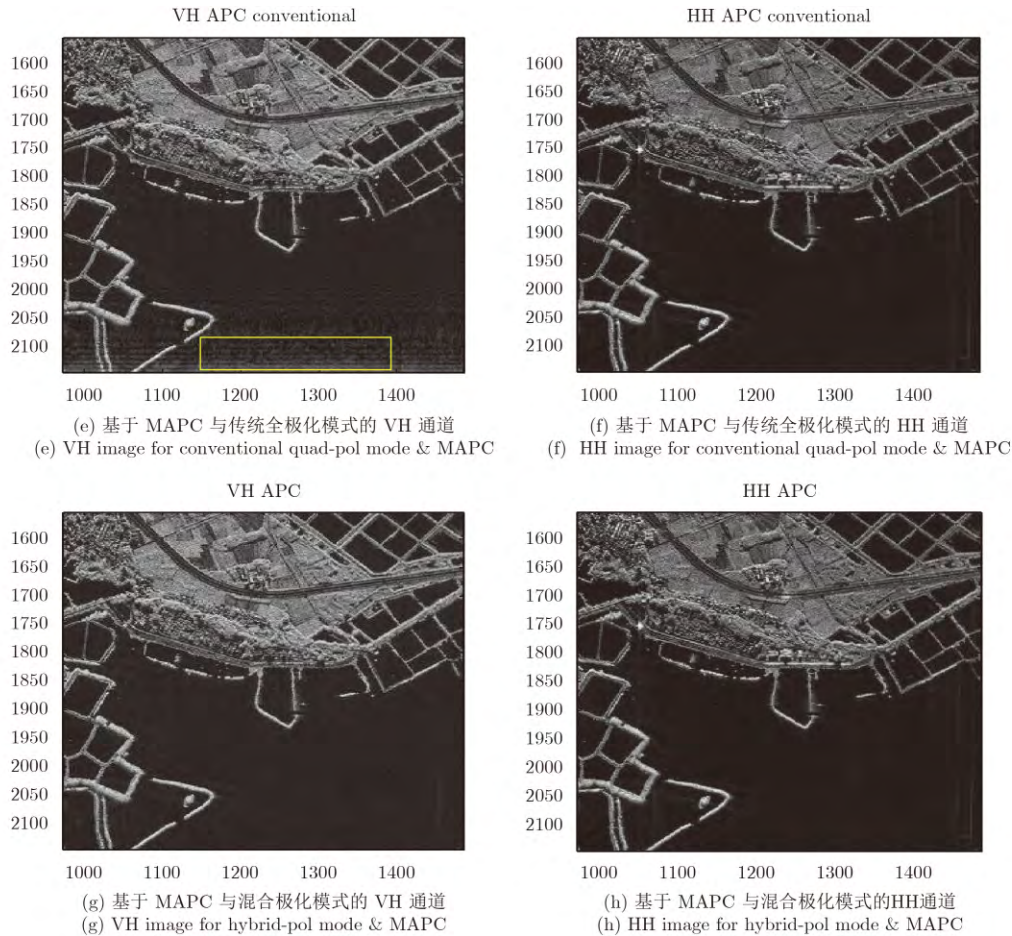


图 10 不同工作模式及距离模糊方法抑制下同极化通道与交叉极化通道实测图像对

Fig. 10 Images on left-hand side are VH-pol image, images on right-hand side are HH-pol image. (a) and (b) are assumed that the system operates with conventional quad-pol mode. (c) and (d) are assumed that the system operates with hybrid-pol mode. (e) and (f) are assumed that the modified azimuth phase coding is used to the hybrid-pol SAR system

会产生模糊条纹。最后通过结合MAPC和混合极化SAR系统，由图10(h)可以看出，此时HH同极化图像的不存在模糊条纹，并且大部分模糊能量被滤除，图像的质量显著提高。即通过使用MAPC方法弥补了混合极化SAR系统引起的同极化通道距离模糊性能下降的缺点。

5 结束语

根据第4小节给出的仿真结果可以看出，混合极化模式在改善全极化SAR系统交叉极化距离模糊性能上表现出极佳的效果。但是同时也带来了同极化通道距离模糊的部分下降。本文提出了一种新型的全极化SAR系统距离模糊抑制方法——MAPC方法，该方法不仅能够弥补混合极化SAR系统同极化通道模糊性能下降的问题而且能将全极化SAR系统距离模糊水平整体提高，不同于其它的距离模糊抑制方法使距离模糊能量散焦，通过使用MAPC以及方位向维纳滤波器，全极化SAR系统中的距离模糊能量能够被大部分滤除，并且该方法在

面目标上也表现出良好的距离模糊抑制效果。MAPC技术通过对全极化SAR系统交替发射的脉冲进行方位相位编码，使得接收到的距离模糊信号在多普勒频域产生 $PRF/2$ 的频移，利用方位向滤波技术能够将模糊能量滤除，从而有效地改善了全极化SAR系统的距离模糊性能。将MAPC技术与混合极化发射模式进行结合，先利用混合极化模式将全极化SAR系统四通道的距离模糊能量进行均衡，然后利用MAPC技术对系统的距离模糊进行进一步的抑制，使得整个全极化SAR系统的距离模糊水平得到更大的改善，从而显著的扩展全极化SAR系统的可视测绘带宽，这对于全极化SAR系统的发展具有重要意义。

参考文献

- [1] Raney R K, Freeman A, and Jordan R L. Improved range ambiguity performance in quad-pol SAR[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(2): 349-356. DOI: 10.1109/TGRS.2011.2121075.
- [2] 杨汝良, 戴博伟, 李海英. 极化合成孔径雷达极化层次和系统

- 工作方式[J]. 雷达学报, 2016, 5(2): 132–142.
- Yang Ru-liang, Dai Bo-wei, and Li Hai-ying. Polarization hierarchy and system operating architecture for polarimetric Synthetic Aperture Radar[J]. *Journal of Radars*, 2016, 5(2): 132–142.
- [3] Mittermayer J and Martínez J M. Analysis of range ambiguity suppression in SAR by up and down chirp modulation for point and distributed targets[C]. Proceedings of the 2003 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Toulouse, France, 2003, 6: 4077–4079.
- [4] Dall J and Kusk A. Azimuth phase coding for range ambiguity suppression in SAR[C]. Proceedings of the 2004 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Anchorage, AK, USA, 2004, 3: 1734–1737.
- [5] Bordoni F, Younis M, and Krieger G. Ambiguity suppression by azimuth phase coding in multichannel SAR systems[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(2): 617–629. DOI: 10.1109/TGRS.2011.2161672.
- [6] Yang Jun, Sun Guang-cai, Wu Yu-feng, *et al.* Range ambiguity suppression by azimuth phase coding in multichannel SAR systems[C]. Proceedings of IET International Radar Conference 2013, Xi'an, China, 2013: 1–5.
- [7] Gebert N, Krieger G, and Moreira A. Digital beamforming on receive: Techniques and optimization strategies for high-resolution wide-swath SAR imaging[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2009, 45(2): 564–592. DOI: 10.1109/TAES.2009.5089542.
- [8] Krieger G, Gebert N, and Moreira A. Multidimensional waveform encoding: A new digital beamforming technique for synthetic aperture radar remote sensing[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2008, 46(1): 31–46. DOI: 10.1109/TGRS.2007.905974.
- [9] Huber S, Younis M, Patyuchenko A, *et al.* Digital beam forming techniques for spaceborne reflector SAR systems[C]. Proceedings of the 2010 8th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR), Aachen, Germany, 2010: 1–4.
- [10] Di Martino G, Iodice A, Riccio D, *et al.* Filtering of azimuth ambiguity in stripmap synthetic aperture radar images[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2014, 7(9): 3967–3978. DOI: 10.1109/JSTARS.2014.2320155.
- [11] Guarnieri A M. Adaptive removal of azimuth ambiguities in SAR images[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2005, 43(3): 625–633. DOI: 10.1109/TGRS.2004.842476.
- [12] 洪文, 杨士林, 李洋, 等. 分布式目标的极化SAR距离模糊计算方法研究[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(6): 1437–1442. Hong Wen, Yang Shi-lin, Li Yang, *et al.* Study on polarimetric SAR range ambiguity computation for distributed targets[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(6): 1437–1442. DOI: 10.11999/JEIT141234.
- [13] Li P K and Johnson W T K. Ambiguities in spaceborne synthetic aperture radar systems[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1983, AES-19(3): 389–397. DOI: 10.1109/TAES.1983.309319.
- [14] Callaghan G D and Longstaff I D. Wide-swath space-borne SAR and range ambiguity[C]. Proceedings of Radar 97 (Conf. Publ. No. 449), Edinburgh, UK, 1997: 248–252.
- [15] Cordey R. Range ambiguities for a polarimetric spaceborne SAR[C]. Proceedings of IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Houston, TX, USA, 1992: 637–639.
- [16] Raney R K. Hybrid-polarity SAR architecture[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2007, 45(11): 3397–3404. DOI: 10.1109/TGRS.2007.895883.
- [17] Raney R K, Spudis P D, Bussey B, *et al.* The lunar mini-RF radars: Hybrid polarimetric architecture and initial results[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2011, 99(5): 808–823. DOI: 10.1109/JPROC.2010.2084970.
- [18] Raney R K. A ‘free’ 3-dB cross-polarized SAR data[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 1988, 26(5): 700–702. DOI: 10.1109/36.7698.
- [19] 郭磊, 王宇, 邓云凯, 等. 基于方位向相位编码技术的方位向多通道SAR距离模糊抑制方法[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(3): 601–606. Guo Lei, Wang Yu, Deng Yun-kai, *et al.* Range ambiguity suppression for multi-channel SAR system using azimuth phase coding technique[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(3): 601–606. DOI: 10.11999/JEIT140707.

作者简介



祝晓静(1992–), 女, 贵州人, 中国科学院电子学研究所通信与信息系统专业硕士研究生, 研究方向为星载极化合成孔径雷达系统设计、SAR系统距离模糊抑制及信号处理。

E-mail: amazing_zhu@163.com



李飞(1976–), 男, 四川人, 现为中国科学院电子学研究所研究员, 硕士生导师, 研究方向为星载合成孔径雷达系统总体及总控技术研究。

E-mail: lifei@mail.ie.ac.cn



王宇(1980-), 男, 河南人, 现为中国科学院电子学研究所研究员, 博士生导师, 研究方向为SAR系统设计与信号处理技术。

E-mail: yuwang@mail.ie.ac.cn



孙翔(1991-), 女, 北京人, 中国科学院电子学研究所通信与信息系统专业博士研究生, 研究方向为极化与极化干涉数据处理。

E-mail: feixiang19913@163.com



王伟(1985-), 男, 河北人, 毕业于中国科学院电子学研究所, 获得博士学位, 现为中国科学院电子学研究所助理研究员, 研究方向为新体制星载SAR系统设计和信号处理。

E-mail: ww_nudt@sina.com