

目标极化散射特性对极化分集雷达检测性能的影响

张新勋^{*①②③} 周生华^{①②} 刘宏伟^{①②}

^①(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

^②(西安电子科技大学信息感知技术协同创新中心 西安 710071)

^③(空军预警学院 武汉 430019)

摘要: 针对全极化、混合极化和单极化3种典型体制的极化分集雷达(PDR)系统, 该文分析了目标极化散射特性对系统检测性能的影响。基于目标极化散射统计模型和雷达接收电压方程, 分别推导了3种体制下的目标回波向量的统计特性。在高斯背景下, 设计了奈曼-皮尔逊准则下的最优极化分集多通道融合检测算法, 并推导了虚警概率和检测概率的闭式表达式。仿真结果表明, 当系统信噪比(SNR)一定时, 目标极化散射分量间的相关性是影响系统检测性能的主要因素, 特别是匹配极化散射分量和交叉极化散射分量间的相关性。此外, 全极化体制和单极化体制的检测性能比混合极化体制稳健。

关键词: 极化分集雷达; 目标检测; 目标极化散射特性; 工作体制; 相关系数

中图分类号: TN959.1

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2019)04-0510-09

DOI: 10.12000/JR18112

引用格式: 张新勋, 周生华, 刘宏伟. 目标极化散射特性对极化分集雷达检测性能的影响[J]. 雷达学报, 2019, 8(4): 510-518. doi: 10.12000/JR18112.

Reference format: ZHANG Xinxun, ZHOU Shenghua, and LIU Hongwei. Influence of target polarization scattering characteristics on the detection performance of polarization diversity radar[J]. *Journal of Radars*, 2019, 8(4): 510-518. doi: 10.12000/JR18112.

Influence of Target Polarization Scattering Characteristics on the Detection Performance of Polarization Diversity Radar

ZHANG Xinxun^{*①②③} ZHOU Shenghua^{①②} LIU Hongwei^{①②}

^①(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(Collaborative Innovation Center of Information Sensing and Understanding at Xidian University, Xi'an 710071, China)

^③(Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, China)

Abstract: This study investigates the influence of the target polarization scattering characteristics on the detection performance of Polarization Diversity Radar (PDR) system with three typical working modes: full polarization mode, mixed polarization mode, and single polarization mode. The statistical properties of target echo signal corresponding to the three modes are separately deduced based on the statistical model of target polarization scattering and the receiving voltage equations. Furthermore, the optimal polarization diversity multi-channel fusion detection algorithm is designed under the Neyman-Pearson criterion in the background of Gaussian distribution, and closed-form expressions of probability of false alarm and detection are derived. The simulation results show that the correlations between the polarization scattering components of the target, particularly the correlations between the matched and cross polarization scattering components of the target, have greater effect on the detection performance of PDR for a given system Signal-to-Noise Ratio (SNR). In

收稿日期: 2018-12-13; 改回日期: 2019-01-06; 网络出版: 2019-03-13

*通信作者: 张新勋 zxx819@sina.com *Corresponding Author: ZHANG Xinxun, zxx819@sina.com

基金项目: 国家自然科学基金(61401329, 61372134, 61372136), 国家杰出青年科学基金(61525105)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61401329, 61372134, 61372136), The National Science Foundation for Distinguished Young Scholars (61525105)

addition, the detection performance of the full and single polarization modes is more robust than that of the mixed polarization mode.

Key words: Polarization Diversity Radar (PDR); Target detection; Polarization scattering properties; Working mode; Correlation coefficient

1 引言

在雷达系统中, 利用极化信息可以显著增强系统的检测性能。相关研究成果表明, 加入极化信息处理技术后, 系统最优检测性能平均改善6~10 dB, 并且采用极化处理后的得益, 对低检测概率目标要比其它目标更高些^[1-3]。

在极化雷达目标检测领域, 针对不同目标和背景的极化检测新算法^[4-6]和利用极化自适应技术提高目标检测性能^[7-9]是近年来国内外学者关注的热点。文献[4]基于广义似然比检测(Generalized Likelihood Ratio Test, GLRT), 提出了一种复合高斯杂波中距离分布目标的极化自适应检测器, 当辅助数据较少时其检测性能优于同类检测器。文献[5]中针对非均匀杂波中静止或慢速目标的检测问题, 设计了一种无需辅助数据且具有良好抗非均匀杂波性能的恒虚警检测器。文献[6]给出了一种在强有源干扰情况下通过测量极化信息完成目标检测的新方法。为了进一步提高极化雷达的检测性能, 文献[7]中设计了一种用于全极化雷达的发射极化优化检测器。文献[8]中提出了一种收发联合优化极化目标检测器, 通过同时优化发射和接收极化其检测性能接近最优极化检测器。文献[9]中对均匀、非均匀噪声和杂波环境中的自适应极化与波形设计联合优化检测算法进行了研究, 将优化检测问题转化为多参数的联合优化问题, 以提高算法的检测性能和效率。

另外, 极化分集技术被扩展到多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)雷达^[10-12]、无源雷达^[13]和合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)^[14,15]目标检测领域。针对极化MIMO雷达, 文献[10]中推导了用于分布式目标检测的Rao和Wald检测器, 仿真结果表明利用极化分集技术可以提高系统检测性能。文献[11]提出了一种基于最大后验概率(Maximum A Posteriori, MAP)估计和GLRT的MIMO雷达极化检测器(MAP-GLRT), 该检测器利用辅助数据估计杂波协方差矩阵以实现自适应。文献[12]中将针对MIMO雷达的动目标检测(Moving Targets Detection, MTD)框架拓展到多个极化通道中, 显著提高了系统对运动目标极化特性的稳健性和检测性能。文献[13]中将极化分集和频率分集技术相结合来提高基于调频(Frequency Modulation, FM)信号的无源雷达目标检测性能。

针对极化合成孔径雷达(PolSAR)图像处理问题, 文献[14]中提出了一种具有较好检测性能的扩展极化白化滤波器(Extended Polarimetric Whitening Filter, EPWF), 文献[15]中给出了一种基于梯度和积分特征的舰船目标检测方法。

极化散射特性是雷达目标的基本属性, 直接影响雷达系统性能。上述研究成果虽有力地证明了极化分集雷达在目标检测方面的独特优势, 但是都没有涉及目标极化散射特性的讨论, 特别是还不清楚目标极化散射特性本身对系统检测性能的影响, 也未见到关于这一方面的其它专门报道。在极化分集雷达中, 所有分集通道的目标回波特性, 包括单个通道目标回波功率和通道间目标回波的相关性, 均与目标的极化散射特性紧密相关, 包括目标4个极化散射分量的方差以及彼此间的相关系数。因此, 对这一问题进行系统分析和专门讨论, 对于进一步挖掘极化分集雷达系统潜能和指导极化分集雷达工程实践具有重要意义。为此, 本文将针对典型体制的极化分集雷达, 研究目标极化散射特性中主要因素对雷达系统检测性能的影响, 并比较分析不同体制极化分集雷达检测性能的差异和稳健性, 从而为极化雷达理论研究和工程实践提供参考。

2 极化分集雷达工作体制及信号模型

本文仅考虑具有最小结构的极化分集雷达系统, 该雷达包括垂直极化和水平极化两个极化方向正交并且收发共用的天线。在发射阶段, 两个极化方向正交的天线可以同时也可以单个发射信号, 这取决于具体的工作体制。在接收阶段, 两个极化方向正交的天线同时接收回波信号, 经接收波束形成和匹配滤波后, 可以得到2路或者4路分集通道的回波信号。极化分集雷达通过对这2路或者4路分集通道的回波信号进行融合处理来进行目标检测, 其接收端信号处理流程如图1所示。

按照天线发射信号方式的不同, 可以将极化分集雷达划分为全极化体制、混合极化体制和单极化体制共3种典型工作体制。在全极化体制的极化分集雷达中, 两个极化方向正交的天线同时发射波形正交的信号, 此时在接收端可以得到4路不同的回波信号。这4路回波信号分别对应于目标极化散射矩阵中的4个元素, 因此称之为全极化体制。在混合极化体制的极化分集雷达中, 两个极化方向正交

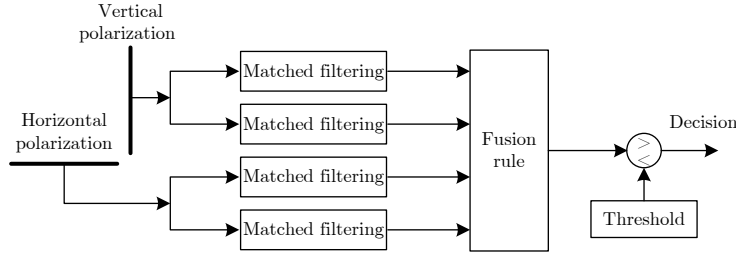


图 1 极化分集雷达接收端信号处理原理框图

Fig. 1 The schematic diagram of signal processing at receiver of PDR

的天线同时发射波形相同的信号，但这两路信号可以有一定的相位差。此时在接收端仅有两路回波信号。根据两路发射信号相位的不同，雷达发射出去的电磁波可呈现线极化、圆极化或者椭圆极化多种不同极化状态，所以称之为混合极化体制。单极化体制的极化分集雷达则仅有一个天线(水平极化天线或者垂直极化天线)发射信号，此时接收端同样也只有两路回波信号。

目标的极化散射特性可以用极化散射矩阵来表征。用 h 和 v 分别表示水平极化和垂直极化方向，那么目标在水平垂直极化基下的极化散射矩阵(sinclair矩阵)可以记为^[16]

$$\mathbf{R}_s = E(\mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H) = \begin{bmatrix} \sigma_{hh}^2 & \rho_1 \sigma_{hh} \sigma_{hv} & \rho_1 \sigma_{hh} \sigma_{lv} & \rho_2 \sigma_{hh} \sigma_{vv} \\ \rho_1^* \sigma_{hv} \sigma_{hh} & \sigma_{lv}^2 & \sigma_{lv}^2 & \rho_3 \sigma_{lv} \sigma_{vv} \\ \rho_1^* \sigma_{lv} \sigma_{hh} & \sigma_{lv}^2 & \sigma_{lv}^2 & \rho_3 \sigma_{lv} \sigma_{vv} \\ \rho_2^* \sigma_{vv} \sigma_{hh} & \rho_3^* \sigma_{vv} \sigma_{lv} & \rho_3^* \sigma_{vv} \sigma_{lv} & \sigma_{vv}^2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中， $\mathbf{s}_t = \text{vec}(\mathbf{S}_t)$ 称为目标极化散射向量， $\text{vec}(\cdot)$ 表示矩阵按列向量化，上标 H 表示共轭转置； σ_{hh}^2 ， σ_{lv}^2 和 σ_{vv}^2 分别表示 s_{hh} ， s_{lv} 和 s_{vv} 的方差， ρ_1 ， ρ_2 和 ρ_3 分别表示 s_{hh} 与 s_{lv} ， s_{hh} 与 s_{vv} ， s_{lv} 与 s_{vv} 间的相关系数。利用式(2)，下面分别推导全极化体制、混合极化体制和单极化体制的极化分集雷达中目标回波信号的协方差矩阵。

令水平极化天线沿 x 轴方向排列，垂直极化天线沿 y 轴方向排列，此时两个天线的有效尺度矢量 \mathbf{h}_h 和 \mathbf{h}_v 可以分别表示为

$$\mathbf{h}_h = h_h \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_v = h_v \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中， h_h 和 h_v 分别表示水平极化天线和垂直极化天线的有效长度。因为两个天线收发共用，所以对于同一目标，去掉常数项保留相位项后可以得到4个接收电压方程如式(4)所示

$$\left. \begin{aligned} V_{hh} &= \exp(-j2kr) \mathbf{h}_h^T \mathbf{S}_t \mathbf{h}_h = \exp(-j2kr) h_h h_h s_{hh} \\ V_{lv} &= \exp(-j2kr) \mathbf{h}_h^T \mathbf{S}_t \mathbf{h}_v = \exp(-j2kr) h_h h_v s_{lv} \\ V_{vh} &= \exp(-j2kr) \mathbf{h}_v^T \mathbf{S}_t \mathbf{h}_h = \exp(-j2kr) h_v h_h s_{vh} \\ V_{vv} &= \exp(-j2kr) \mathbf{h}_v^T \mathbf{S}_t \mathbf{h}_v = \exp(-j2kr) h_v h_v s_{vv} \end{aligned} \right\} (4)$$

$$\mathbf{S}_t = \begin{bmatrix} s_{hh} & s_{lv} \\ s_{vh} & s_{vv} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中， s_{hh} 和 s_{vv} 为匹配极化散射分量， s_{lv} 和 s_{vh} 为交叉极化散射分量。雷达目标是由大量独立子散射体所构成的起伏目标，因此目标的极化散射特性并不是固定不变的，而是具有一定的随机性，必须采用统计的方法来描述。目前确切已知的是在单站条件下目标一般满足互易性，即 $s_{lv} = s_{vh}$ ，其余分量间的关系则未知。若假设目标的各极化散射分量均服从零均值复高斯分布，则可以用一个极化散射协方差矩阵来描述目标极化散射特性的统计特性，即

其中， $k = 2\pi/\lambda$ 为传播常数， λ 为雷达波长， r 为目标距离，上标 T 表示向量转置。若水平极化和垂直极化天线的发射信号分别记为 $\mathbf{s}_h \in C^{N_s \times 1}$ 和 $\mathbf{s}_v \in C^{N_s \times 1}$ ， N_s 为采样点数，且假设 \mathbf{s}_h 和 \mathbf{s}_v 在任意时延均相互正交，即为全极化体制的极化分集雷达。此时水平和垂直极化天线上的回波信号可以表示为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_h &= V_{hh} \mathbf{s}_h + V_{lv} \mathbf{s}_v + \mathbf{n}_h \\ \mathbf{x}_v &= V_{vh} \mathbf{s}_h + V_{vv} \mathbf{s}_v + \mathbf{n}_v \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中， $\mathbf{n}_h \in C^{N_s \times 1}$ 和 $\mathbf{n}_v \in C^{N_s \times 1}$ 为噪声信号。利用波形正交性进行匹配滤波，从水平极化天线上获得的两路回波信号为

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \mathbf{s}_h^H \mathbf{x}_h / \sqrt{N_s} = V_{hh} + \mathbf{s}_h^H \mathbf{n}_h / \sqrt{N_s} = V_{hh} + n_1 \\ x_2 &= \mathbf{s}_v^H \mathbf{x}_h / \sqrt{N_s} = V_{lv} + \mathbf{s}_v^H \mathbf{n}_h / \sqrt{N_s} = V_{lv} + n_2 \end{aligned} \right\} (6)$$

从垂直极化天线上获得的两路回波信号为

$$\left. \begin{aligned} x_3 &= \mathbf{s}_h^H \mathbf{x}_v / \sqrt{N_s} = V_{vh} + \mathbf{s}_h^H \mathbf{n}_v / \sqrt{N_s} = V_{vh} + n_3 \\ x_4 &= \mathbf{s}_v^H \mathbf{x}_v / \sqrt{N_s} = V_{vv} + \mathbf{s}_v^H \mathbf{n}_v / \sqrt{N_s} = V_{vv} + n_4 \end{aligned} \right\} (7)$$

记噪声向量 $\mathbf{n} = [n_1, n_2, n_3, n_4]^T$, 可以证明 $\mathbf{R}_n = E(\mathbf{n}\mathbf{n}^H) = \sigma_n^2 \mathbf{I}$, \mathbf{I} 为单位阵。因为 $V_{lv} = V_{vh}$, 为了方便且保持噪声电平相同, 将回波信号 x_2 和 x_3 相参相加后再进行融合检测, 定义

$$x_m = (x_2 + x_3)/\sqrt{2} = \sqrt{2} V_{lv} + n_m \quad (8)$$

此时, 目标回波信号 $\mathbf{v}_3 = [V_{hh}, \sqrt{2} V_{lv}, V_{vv}]^T$ 的协方差阵可以表示为

$$\mathbf{R}_{v_3} = E(\mathbf{v}_3 \mathbf{v}_3^H) = \begin{bmatrix} \sigma_{hh}^2 & \sqrt{2} \rho_1 \sigma_{hh} \sigma_{lv} & \rho_2 \sigma_{hh} \sigma_{vv} \\ \sqrt{2} \rho_1^* \sigma_{lv} \sigma_{hh} & 2\sigma_{lv}^2 & \sqrt{2} \rho_3 \sigma_{lv} \sigma_{vv} \\ \rho_2^* \sigma_{vv} \sigma_{hh} & \sqrt{2} \rho_3^* \sigma_{vv} \sigma_{lv} & \sigma_{vv}^2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

混合极化体制的极化分集雷达, 水平极化和垂直极化天线上的发射信号具有关系式 $\mathbf{s}_v = e^{j\phi} \mathbf{s}_h$, 其中 ϕ 表示两路发射信号的初始相位差, 它决定了发射电磁波的极化状态。此时根据式(5)有

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_h &= V_{hh} \mathbf{s}_h + V_{lv} e^{j\phi} \mathbf{s}_h + \mathbf{n}_h \\ \mathbf{x}_v &= V_{vh} \mathbf{s}_h + V_{vv} e^{j\phi} \mathbf{s}_h + \mathbf{n}_v \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

匹配滤波后有

$$\left. \begin{aligned} x_h &= \mathbf{s}_h^H \mathbf{x}_h / \sqrt{N_s} = V_{hh} + e^{j\phi} V_{lv} + \mathbf{s}_h^H \mathbf{n}_h / \sqrt{N_s} = V_{hh} + e^{j\phi} V_{lv} + n_5 \\ x_v &= \mathbf{s}_h^H \mathbf{x}_v / \sqrt{N_s} = V_{vh} + e^{j\phi} V_{vv} + \mathbf{s}_h^H \mathbf{n}_v / \sqrt{N_s} = V_{vh} + e^{j\phi} V_{vv} + n_6 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

此时目标回波信号 $\mathbf{v}_2 = [V_{hh} + e^{j\phi} V_{lv}, V_{vh} + e^{j\phi} V_{vv}]^T$ 的协方差阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{v_2} &= E(\mathbf{v}_2 \mathbf{v}_2^H) \\ &= \begin{bmatrix} \sigma_{hh}^2 + \sigma_{lv}^2 + 2 \operatorname{Re}(e^{-j\phi} \rho_1) \sigma_{hh} \sigma_{lv} & e^{j\phi} \sigma_{lv}^2 + \rho_1 \sigma_{hh} \sigma_{lv} + \rho_2 e^{-j\phi} \sigma_{hh} \sigma_{vv} + \rho_3 \sigma_{lv} \sigma_{vv} \\ e^{-j\phi} \sigma_{lv}^2 + \rho_1^* \sigma_{hh} \sigma_{lv} + \rho_2^* e^{j\phi} \sigma_{hh} \sigma_{vv} + \rho_3^* \sigma_{lv} \sigma_{vv} & \sigma_{vv}^2 + \sigma_{lv}^2 + 2 \operatorname{Re}(e^{-j\phi} \rho_3) \sigma_{lv} \sigma_{vv} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

其中, $\operatorname{Re}(\cdot)$ 表示复数实部。

在单极化体制(以垂直极化为例)的极化分集雷达中, 垂直极化天线的发射信号为 $\sqrt{2} \mathbf{s}_v$, 此时发射总功率保持不变, 根据式(5)则有

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_h &= \sqrt{2} V_{lv} \mathbf{s}_v + \mathbf{n}_h \\ \mathbf{x}_v &= \sqrt{2} V_{vv} \mathbf{s}_v + \mathbf{n}_v \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

匹配滤波后有

$$\left. \begin{aligned} x_h &= \mathbf{s}_v^H \mathbf{x}_h / \sqrt{N_s} = \sqrt{2} V_{lv} + \mathbf{s}_v^H \mathbf{n}_h / \sqrt{N_s} \\ &= \sqrt{2} V_{lv} + n_7 \\ x_v &= \mathbf{s}_v^H \mathbf{x}_v / \sqrt{N_s} = \sqrt{2} V_{vv} + \mathbf{s}_v^H \mathbf{n}_v / \sqrt{N_s} \\ &= \sqrt{2} V_{vv} + n_8 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

则目标回波信号 $\mathbf{v}_1 = [\sqrt{2} V_{lv}, \sqrt{2} V_{vv}]^T$ 的协方差阵为

$$\mathbf{R}_{v_1} = E(\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_1^H) = \begin{bmatrix} 2\sigma_{lv}^2 & 2\rho_3 \sigma_{lv} \sigma_{vv} \\ 2\rho_3^* \sigma_{vv} \sigma_{lv} & 2\sigma_{vv}^2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

对比式(9)、式(12)和式(15)可知, 对混合极化体制的极化分集雷达而言, 两路目标回波信号的方差都与目标极化散射分量间的相关系数有关, 相关系数的不同会导致两路回波信号信噪比的变化。而对全极化体制和单极化体制的极化分集雷达, 各路

目标回波信号的方差均不受目标极化散射分量间相关性的影响。

杂波的极化散射特性也可以用式(2)所示的极化散射协方差矩阵模型来描述, 但该模型中的相关参数会与目标的不同^[17]。对全极化、混合极化和单极化体制极化分集雷达, 雷达回波中杂波信号的协方差矩阵也可采用类似的方法推导得到。

3 融合检测算法

记极化分集雷达回波信号为 $\mathbf{x} \in C^{N_x \times 1}$, $N_x=2$ 或4, 其在假设 H_0 和 H_1 条件下的协方差矩阵为 \mathbf{R}_0 和 \mathbf{R}_1 。假设噪声、杂波和目标回波信号均服从零均值复高斯分布且相互独立, 则回波信号的概率密度函数为

$$\left. \begin{aligned} p_{\mathbf{x}|H_0}(\mathbf{x}) &= \frac{1}{\pi^{N_x} |\mathbf{R}_0|} \exp(-\mathbf{x}^H \mathbf{R}_0^{-1} \mathbf{x}) \\ p_{\mathbf{x}|H_1}(\mathbf{x}) &= \frac{1}{\pi^{N_x} |\mathbf{R}_1|} \exp(-\mathbf{x}^H \mathbf{R}_1^{-1} \mathbf{x}) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

根据奈曼-皮尔逊准则, 最优目标检测算法具有似然比的形式^[18], 即

$$\ln \frac{p_{\mathbf{x}|H_1}(\mathbf{x})}{p_{\mathbf{x}|H_0}(\mathbf{x})} = \mathbf{x}^H (\mathbf{R}_0^{-1} - \mathbf{R}_1^{-1}) \mathbf{x} + \ln |\mathbf{R}_0| - \ln |\mathbf{R}_1| \quad (17)$$

检测统计量为

$$T(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^H (\mathbf{R}_0^{-1} - \mathbf{R}_1^{-1}) \mathbf{x} = \mathbf{x}^H \left((\mathbf{R}_c + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} - (\mathbf{R}_v + \mathbf{R}_c + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \right) \mathbf{x} \quad (18)$$

其中, \mathbf{R}_v , \mathbf{R}_c 和 $\sigma_n^2 \mathbf{I}$ 分别为目标回波、杂波和噪声信号的协方差阵。令 $\mathbf{R}_{cn} = \mathbf{R}_c + \sigma_n^2 \mathbf{I}$, $\mathbf{y} = \mathbf{R}_{cn}^{-1/2} \mathbf{x}$, 则检测统计量变为

$$T(\mathbf{x}) = \mathbf{y}^H \left(\mathbf{I} - \left(\mathbf{I} + \mathbf{R}_{cn}^{-1/2} \mathbf{R}_v \mathbf{R}_{cn}^{-1/2} \right)^{-1} \right) \mathbf{y} = \mathbf{y}^H \left(\mathbf{I} - (\mathbf{I} + \mathbf{G})^{-1} \right) \mathbf{y} \quad (19)$$

可以证明 $\mathbf{G} = \mathbf{R}_{cn}^{-1/2} \mathbf{R}_v \mathbf{R}_{cn}^{-1/2}$ 半正定, 故存在特征值分解 $\mathbf{G} = \mathbf{U}_G \mathbf{\Lambda}_G \mathbf{U}_G^H$ 。代入式(19)中, 则有

$$T(\mathbf{x}) = \mathbf{y}^H \mathbf{U}_G \left(\mathbf{I} - (\mathbf{I} + \mathbf{\Lambda}_G)^{-1} \right) \mathbf{U}_G^H \mathbf{y} \quad (20)$$

令 $\mathbf{z} = \mathbf{U}_G^H \mathbf{y}$, 检测统计量式(20)变为

$$T(\mathbf{x}) = \mathbf{z}^H \left(\mathbf{I} - (\mathbf{I} + \mathbf{\Lambda}_G)^{-1} \right) \mathbf{z} \quad (21)$$

因为在假设 H_0 条件下, $E(\mathbf{z} | H_0) = 0$, $\text{Cov}(\mathbf{z} | H_0) = E(\mathbf{U}_G^H \mathbf{R}_{cn}^{-1/2} \mathbf{x} \mathbf{x}^H \mathbf{R}_{cn}^{-1/2} \mathbf{U}_G | H_0) = \mathbf{I}$, 因此检测统计量式(21)服从加权指数分布, 记为 E_{w_0} , 权向量 $\mathbf{w}_0 = \text{diag}(\mathbf{I} - (\mathbf{I} + \mathbf{\Lambda}_G)^{-1})$, $\text{diag}(\cdot)$ 表示取矩阵对角线上元素构成向量。因此, 给定判决门限 g , 其虚警概率为

$$P_{fa} = p(E_{w_0} \geq g) = Q(g, E_{w_0}) \quad (22)$$

令 $\mathbf{r} = (\mathbf{\Lambda}_G + \mathbf{I})^{-1/2} \mathbf{U}_G^H \mathbf{y}$, 检测统计量式(20)变为

$$T(\mathbf{x}) = \left(\mathbf{U}_G (\mathbf{\Lambda}_G + \mathbf{I})^{1/2} \mathbf{r} \right)^H \left(\mathbf{U}_G (\mathbf{\Lambda}_G + \mathbf{I})^{1/2} \mathbf{r} \right) - \mathbf{r}^H \mathbf{r} = \mathbf{r}^H \mathbf{\Lambda}_G \mathbf{r} \quad (23)$$

因为在假设 H_1 条件下, $E(\mathbf{r} | H_1) = 0$, $\text{Cov}(\mathbf{r} | H_1) = E \left((\mathbf{\Lambda}_G + \mathbf{I})^{-1/2} \mathbf{U}_G^H \mathbf{y} \mathbf{y}^H \mathbf{U}_G (\mathbf{\Lambda}_G + \mathbf{I})^{-1/2} | H_1 \right) = \mathbf{I}$,

$$\mathbf{R}_{v2} = \sigma_{vv}^2 \begin{bmatrix} 1.5 + \sqrt{2} \text{Re}(\rho e^{-j\phi}) & 0.5e^{j\phi} + \sqrt{2}\rho + e^{-j\phi}\rho^2 \\ 0.5e^{-j\phi} + \sqrt{2}\rho^* + e^{j\phi}(\rho^2)^* & 1.5 + \sqrt{2} \text{Re}(\rho e^{-j\phi}) \end{bmatrix} \quad (26)$$

根据式(15), 单极化体制的目标回波信号协方差阵可以简化为

$$\mathbf{R}_{v1} = \sigma_{vv}^2 \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2}\rho \\ \sqrt{2}\rho^* & 2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

此外, 假设不同回波通道内的噪声信号相互统计独立且已被归一化, 即 $\sigma_n^2 = 1$ 。定义系统信噪比 $\text{SNR} = \text{var}(V_{vv})/\sigma_n^2 = \sigma_{vv}^2$ 。仿真时混合极化体制下两路发射信号的相位差 $\phi = 0.3\pi$, 此时雷达发射椭圆极化波。

利用目标回波信号模型和融合检测算法, 图2

所以检测统计量式(23)服从加权指数分布, 记为 E_{w_1} , 权向量 $\mathbf{w}_1 = \text{diag}(\mathbf{\Lambda}_G)$ 。此时检测概率为

$$P_d = p(E_{w_1} \geq g) = Q(g, E_{w_1}) \quad (24)$$

由上述推导过程可知, 如果已知目标回波、杂波和噪声信号的协方差矩阵, 即可计算出 H_0 和 H_1 条件下的加权指数分布权向量 \mathbf{w}_0 和 \mathbf{w}_1 , 进而根据判决门限 g 利用式(22)和式(24)计算出虚警概率 P_{fa} 和检测概率 P_d 。

4 仿真实验及结果分析

下面通过仿真实验来具体分析目标极化散射特性对极化分集雷达检测性能的影响, 在这里仅考虑噪声背景下的目标检测。对于杂波背景下的目标检测问题, 需同时考虑目标和杂波的极化散射特性对系统检测性能的影响, 这将在后续工作中进行研究。由式(2)可知, 表征目标极化散射特性的参数较多, 这些参数不仅对目标敏感, 而且对目标的姿态也很敏感, 难以对这些参数同时进行分析。所以为了便于分析, 必须对式(2)所示的目标极化散射特性模型进行适当的简化, 故在此做如下假设: 假设目标4个极化散射分量的方差满足关系式 $\sigma_{hh}^2 = \sigma_{vv}^2 = 2\sigma_{hv}^2 = 2\sigma_{vh}^2$; 假设交叉极化散射分量 s_{hv} 与匹配极化散射分量 (s_{hh} 和 s_{vv}) 间的相关系数全部为 ρ , 即 $\rho_1 = \rho_3 = \rho$; 假设水平匹配极化散射分量 s_{hh} 和垂直匹配极化散射分量 s_{vv} 间的相关系数 $\rho_2 = \rho^2$ 。按照上述假设, 根据式(9), 全极化体制的目标回波信号协方差阵可以简化为

$$\mathbf{R}_{v3} = \sigma_{vv}^2 \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^2 \\ \rho^* & 1 & \rho \\ (\rho^2)^* & \rho^* & 1 \end{bmatrix} \quad (25)$$

根据式(12), 混合极化体制的目标回波信号协方差阵可以简化为

中给出了3种体制极化分集雷达的检测性能曲线。需要说明的是, 图2中的数值仿真结果, 是指利用 Monte Carlo 方法仿真得到的结果, 而理论结果是指在给定仿真条件下, 利用第3节给出的虚警概率和检测概率表达式计算得到的结果。后续图中如无明确说明, 则均为理论结果。从图2中可以看出, 数值仿真结果和理论结果相一致, 这证明了融合检测算法模型的正确性。从图2中可以发现, 极化分集雷达的检测性能与系统信噪比和目标极化相关系数 ρ 均密切相关, 其中混合极化体制对目标相关系

数 ρ 的变化最为敏感, 而全极化和单极化体制对其变化比较稳健。

目标相关系数 ρ 可能包含实数项, 也可能包含虚数项, 在实际中体现为不同极化散射分量间幅度和相位的差异。图3中给出了检测概率随系统信噪比的变化曲线, 其中系统虚警概率设为 10^{-5} 。从图3中可以看出, 相关系数 ρ 实部和虚部的变化都会导致混合极化体制的检测性能发生根本性改变, 使得其性能可能最差也可能最好。而全极化体制和单极化体制的检测性能则非常稳健, 并且当系统信噪比较低时单极化体制的检测性能稍好于全极化体制, 而系统信噪比较高时则正好相反。

图4中给出了系统检测概率与相关系数 ρ 的实部

或虚部的关系曲线, 其中 $SNR=5\text{ dB}$ 和 $SNR=12\text{ dB}$, 虚警概率为 10^{-5} 。从图4中可知, ρ 的实部和虚部对混合极化体制的检测性能影响都很大, 检测概率变化幅度最高可达50%。而全极化和单极化体制则受其影响很小, 检测概率的变化幅度最高不超过10%。

此外, 利用式(26)给出的目标回波信号简化模型进行了大量仿真, 结果表明对于混合极化体制, 无论两路发射信号相位差 ϕ 的取值如何变化, 系统检测性能均对目标相关系数 ρ 非常敏感, 但具体特点有所不同。当 $\phi=0, \pi$ 时, 雷达发射 45° (或 135°)线极化波, 此时系统检测性能仅对 ρ 的实部敏感, 检测概率起伏可达55%。当 $\phi=\pm 0.5\pi$ 时, 雷

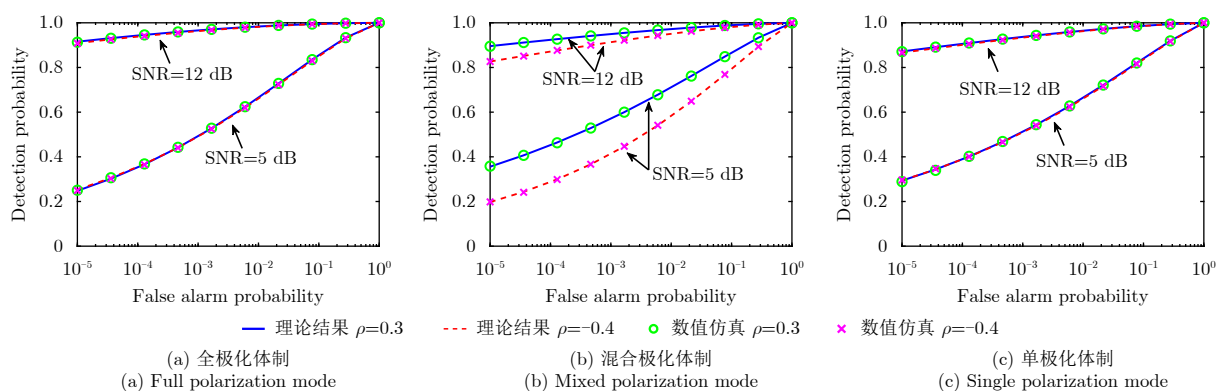


图2 极化分集雷达检测概率曲线

Fig. 2 Detection probability curves of PDR

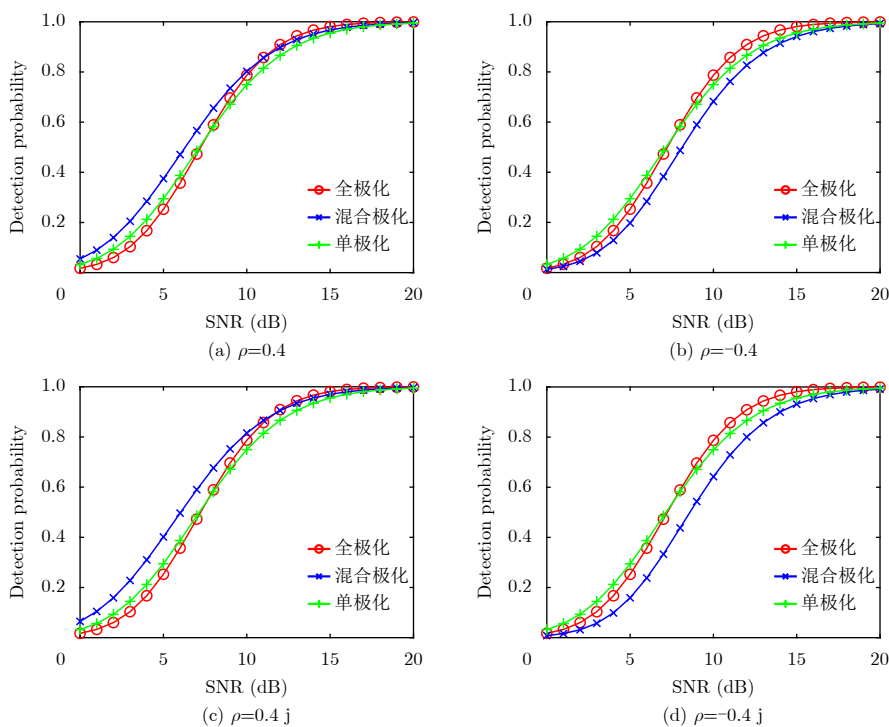


图3 检测概率与系统信噪比的关系

Fig. 3 Detection probability versus SNR

达发射左(或右)旋圆极化波, 此时系统检测性能仅对 ρ 的虚部敏感, 检测概率起伏可达55%。当 ϕ 取其它值时, 雷达发射不同椭圆极化波, 此时系统检测性能对 ρ 的实部和虚部都很敏感, 且实部和虚部的影响程度大体相同, 检测概率起伏可达50%左右。

在实际中相关系数 ρ 是未知的, 需要对其进行估计, 而估计精度会影响检测性能。图5中给出了不同情况下系统检测概率随 ρ 估计值的变化曲线, 其中虚警概率均为 10^{-5} 。由图5可知, ρ 的估计误差对极化分集雷达的检测概率影响不大, 除非估计误差非常大。相对而言, 系统信噪比较低时估计误差对检测概率的影响稍大, 全极化体制受估计误差的影响稍大。

此外, 在实际中系统信噪比、目标交叉极化分量和匹配极化分量间的功率比也是未知的, 需要进行估计, 估计误差同样会影响系统的检测性能。图6中给出系统检测概率随系统信噪比和功率比估计值的变化曲线, 仿真时设定 $\rho = 0.4$, 虚警概率为 10^{-5} , 图6(a)和图6(b)中 $\sigma_{hh}^2 : \sigma_{hv}^2 = 2 : 1$, 图6(c)和图6(d)中SNR=5 dB。从图6中可以看出, 系统信噪比的估计误差和功率比的估计误差都对检测概率影响不大, 相对而言, 功率比估计误差的影响稍大于系统信噪比估计误差的影响。

需要说明的是, 在不简化目标极化散射特性模型的情况下, 直接利用式(9)、式(12)和式(15)所示目标回波信号模型, 对不同目标极化散射特性下极

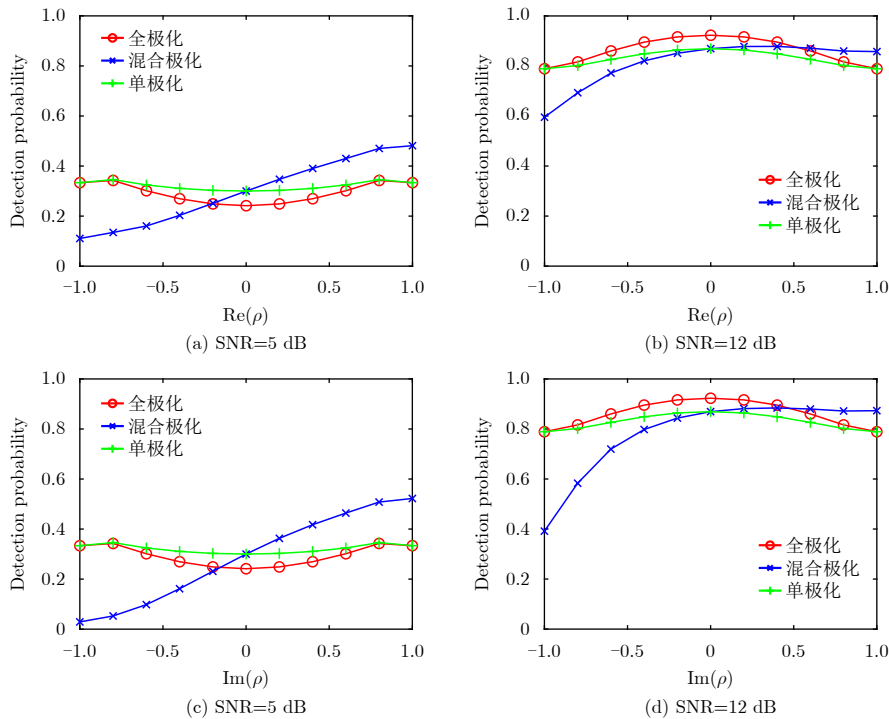


图 4 检测概率与 ρ 实部/虚部的关系

Fig. 4 Detection probability versus the real/imaginary part of ρ

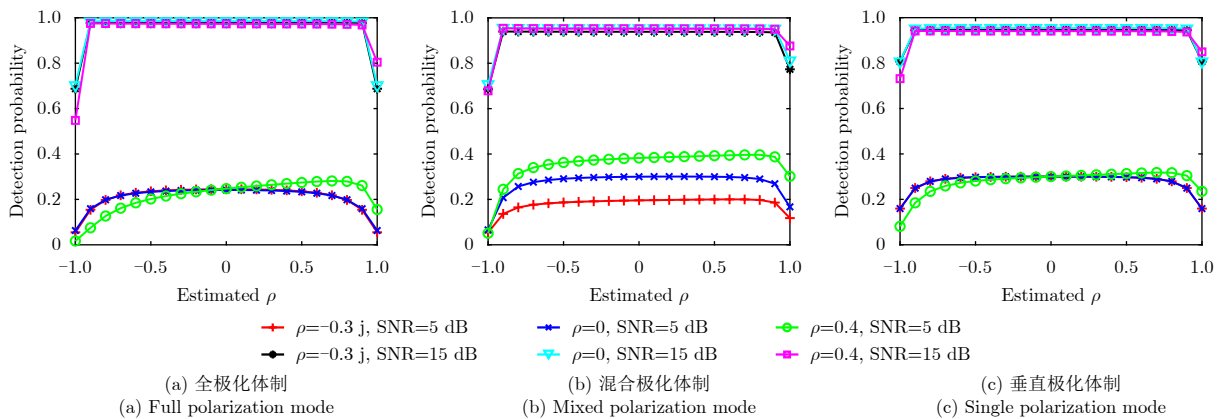


图 5 检测概率与 ρ 估计值的关系

Fig. 5 Detection probability versus the estimated ρ

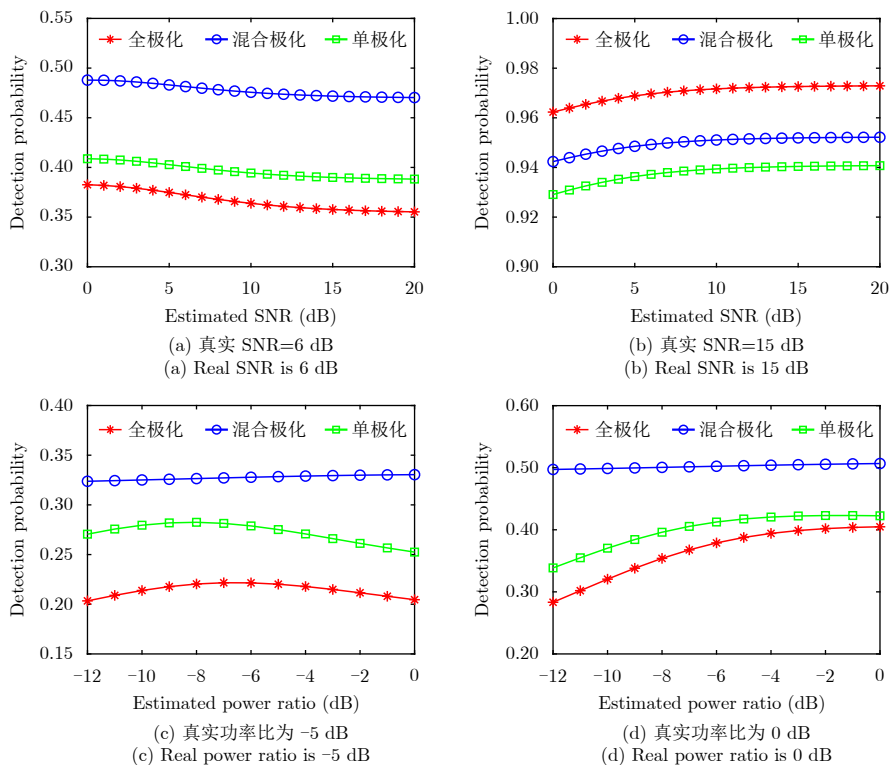


图6 检测概率与信噪比/功率比估计值的关系

Fig. 6 Detection probability versus the estimated SNR/power ratio

化分集雷达的检测性能进行了大量仿真, 实验结果都表明, 对混合极化体制, 无论两路发射信号的初始相位差 ϕ 取值如何, 系统检测性能都对目标极化散射分量间的相关性非常敏感, 尤其是 s_{hh} 与 s_{hv} , s_{hv} 与 s_{vv} 之间的相关性, 这些相关性可以使得混合极化体制的检测性能在3种体制中最好, 也可以使得其检测性能在3种体制中最差。而全极化和单极化体制则对这些相关性非常稳健。在发射总功率相同的条件下, 系统信噪比较低时单极化体制的检测性能稍好于全极化体制, 而在系统信噪比较高时则正好相反。

5 结论

本文针对全极化、混合极化和单极化3种典型体制的极化分集雷达, 分析了目标极化散射特性对雷达系统检测性能的影响。基于目标极化散射统计模型和雷达接收电压方程推导了3种体制极化分集雷达的目标回波信号的统计特性; 在高斯背景下, 基于奈曼-皮尔逊准则设计了最优极化分集多通道融合检测算法, 并推导了虚警概率和检测概率的闭式表达式。仿真结果表明, 给定系统信噪比, 目标极化散射分量间的相关性是影响极化分集雷达检测性能的主要因素, 特别是目标匹配极化散射分量和交叉极化散射分量间的相关性。相比混合极化体制极化分集雷达, 全极化体制和单极化体制的极化分

集雷达具有更为稳健的检测性能。此外, 相关系数、目标交叉极化散射分量与匹配极化散射分量间的功率比以及系统信噪比的估计误差均对极化分集雷达检测性能影响不大。上述结论可为极化分集雷达理论研究或工程实践提供参考。

参考文献

- [1] GIULI D. Polarization diversity in radars[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1986, 74(2): 245–269. doi: [10.1109/PROC.1986.13457](https://doi.org/10.1109/PROC.1986.13457).
- [2] NOVAK L M, SECHTIN M B, and CARDULLO M J. Studies of target detection algorithms that use polarimetric radar data[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1989, 25(2): 150–165. doi: [10.1109/7.18677](https://doi.org/10.1109/7.18677).
- [3] 庄钊文, 肖顺平, 王雪松. 雷达极化信息处理及其应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999: 10–12.
ZHUANG Zhaowen, XIAO Shunping, and WANG Xuesong. Radar Polarization Information Processing and Application[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1999: 10–12.
- [4] 王伟国, 赵宜楠, 乔晓林. 复合高斯杂波中距离分布目标的极化自适应检测[J]. 宇航学报, 2012, 33(8): 1138–1143. doi: [10.3873/j.issn.1000-1328.2012.08.020](https://doi.org/10.3873/j.issn.1000-1328.2012.08.020).
WANG Weiguo, ZHAO Yi'nan, and QIAO Xiaolin. Polarimetric adaptive detection for range-distributed targets in compound-Gaussian clutter[J]. *Journal of Astronautics*,

- 2012, 33(8): 1138–1143. doi: [10.3873/j.issn.1000-1328.2012.08.020](https://doi.org/10.3873/j.issn.1000-1328.2012.08.020).
- [5] CHENG Xu, SHI Longfei, CHANG Yuliang, *et al.* Novel polarimetric detector for target detection in heterogeneous clutter[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2016, 27(6): 1135–1141. doi: [10.21629/JSEE.2016.06.01](https://doi.org/10.21629/JSEE.2016.06.01).
- [6] CHANG Yuliang, LI Yongzhen, WANG Xuesong, *et al.* New target detection method in strong active jamming background for polarimetric radar[C]. Proceedings of the IEEE 10th International Conference on Signal Processing Proceedings, Beijing, China, 2010: 1947–1950. doi: [10.1109/ICOSP.2010.5656069](https://doi.org/10.1109/ICOSP.2010.5656069).
- [7] 程旭. 全极化雷达目标检测与参数估计方法研究[D]. [博士论文], 国防科学技术大学, 2016: 47–66.
CHENG Xu. Study on target detection and parameter estimation approaches of fully polarimetric radar[D]. [Ph.D. dissertation], National University of Defense Technology, 2016: 47–66.
- [8] 吕弘, 彭雅莉, 周顺先. 采用收发极化联合优化的极化雷达目标检测新算法[J]. 重庆大学学报, 2018, 41(3): 58–66. doi: [10.11835/j.issn.1000-582X.2018.03.007](https://doi.org/10.11835/j.issn.1000-582X.2018.03.007).
LYU Hong, PENG Yali, and ZHOU Shunxian. A novel target detection algorithm of polarimetric radar based on joint transmit and receive polarization optimization[J]. *Journal of Chongqing University*, 2018, 41(3): 58–66. doi: [10.11835/j.issn.1000-582X.2018.03.007](https://doi.org/10.11835/j.issn.1000-582X.2018.03.007).
- [9] 张晶. 基于极化分集技术的雷达抗干扰与优化检测研究[D]. [博士论文], 哈尔滨工程大学, 2014: 37–119.
ZHANG Jing. Research on radar anti-interference and optimization detection based on polarization diversity technology[D]. [Ph.D. dissertation], Harbin Engineering University, 2014: 37–119.
- [10] CUI Guolong, KONG Lingjiang, YANG Xiaobo, *et al.* The Rao and Wald tests designed for distributed targets with polarization MIMO radar in compound-Gaussian clutter[J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2012, 31(1): 237–254. doi: [10.1007/s00034-010-9250-0](https://doi.org/10.1007/s00034-010-9250-0).
- [11] 赵宜楠, 姜智卓, 唐晨亮, 等. 复合高斯杂波中极化MIMO雷达的自适应检测[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(11): 2474–2479. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2015.11.08](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2015.11.08).
ZHAO Yi'nan, JIANG Zhizhuo, TANG Chenliang, *et al.* Adaptive detection of polarimetric MIMO radar in compound-Gaussian clutter[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2015, 37(11): 2474–2479. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2015.11.08](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2015.11.08).
- [12] LI Na, CUI Guolong, KONG Lingjiang, *et al.* Moving target detection for polarimetric multiple-input multiple-output radar in Gaussian clutter[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2015, 9(3): 285–298. doi: [10.1049/iet-rsn.2014.0157](https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2014.0157).
- [13] COLONE F and LOMBARDO P. Non-coherent adaptive detection in passive radar exploiting polarimetric and frequency diversity[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2016, 10(1): 15–23. doi: [10.1049/iet-rsn.2015.0104](https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2015.0104).
- [14] GAO Wei, YANG Fan, CUI Yi, *et al.* The extended polarimetric whitening filter and its application to target detection in polarimetric synthetic aperture radar images[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2016, 13(3): 419–423. doi: [10.1109/LGRS.2016.2517089](https://doi.org/10.1109/LGRS.2016.2517089).
- [15] SHI Hao, ZHANG Qingjun, BIAN Mingming, *et al.* A novel ship detection method based on gradient and integral feature for single-polarization synthetic aperture radar imagery[J]. *Sensors*, 2018, 18(2): 563. doi: [10.3390/s18020563](https://doi.org/10.3390/s18020563).
- [16] SINCLAIR G. The transmission and reception of elliptically polarized waves[J]. *Proceedings of the IRE*, 1950, 38(2): 148–151. doi: [10.1109/JRPROC.1950.230106](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1950.230106).
- [17] BERGEAUD M, SHI R T, and KONG J A. Theoretical models for polarimetric radar clutter[J]. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 1987, 1(1): 73–89. doi: [10.1163/156939387X00108](https://doi.org/10.1163/156939387X00108).
- [18] 赵树杰, 赵建勋. 信号检测与估计理论[M]. 第2版, 北京: 电子工业出版社, 2013: 55–56.
ZHAO Shujie and ZHAO Jianxun. Signal Detection and Estimation Theory[M]. 2nd ed, Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013: 55–56.

作者简介



张新勋(1982–), 男, 陕西岐山人, 西安电子科技大学博士生, 研究方向为MIMO雷达、极化雷达信号处理及波形设计。

E-mail: zxx819@sina.com