

# 雷达极化域变焦角反组合体对抗方法： 抗质心式干扰

王罗胜斌, 吴国庆, 徐振海, 李永祯, 王雪松

(国防科技大学电子科学学院电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 湖南长沙 410073)

**摘要:** 弹载雷达是实现精确制导的重要传感器, 在末制导阶段通常采用单脉冲模式以实现对目标的精确跟踪. 角反射器质心干扰是应对弹载雷达跟踪的一种重要的无源干扰方式. 在雷达跟踪阶段, 舰船释放的角反射器与舰船位于雷达的同一分辨单元, 单脉冲测量角度指向两者质心, 由于角反射器的雷达回波一般强于舰船, 单脉冲测角被诱偏, 末制导雷达的跟踪点往往偏向角反射器. 随着舰船的快速机动, 二者之间的距离逐渐变大, 末制导雷达会出现目标“失跟”, 使得舰船得以逃脱. 对抗质心式干扰本质上是解决未分辨多目标的估计问题, 通常分为两步, 一是检测到目标后判断是否为“目标+干扰”的混合体, 二是从混叠的回波信号中准确测量目标参数. 在质心干扰存在性检测方面, 主要有波形类方法和统计类方法. 前者通过分析目标回波的特征差异检测干扰, 例如信号盒形分析、小波变换等, 此类方法存在经验判决实际性能有限; 后者将“混合体”视作多目标, 建立单脉冲比统计模型, 通过似然比检测实现干扰存在性判决, 此类方法模型推导复杂, 且仅适用于单个干扰情况. 在目标参数测量方面, 干扰抑制类方法利用目标和干扰的极化散射特性差异, 通过极化滤波抑制干扰, 提升单脉冲测角精度, 然而需要干扰极化特性或干扰与目标幅度比等先验信息; 而多目标测量方法以单脉冲统计模型为基础, 构造统计量实现多目标的角度估计, 例如矩估计、极大似然估计等. 此类方法存在仅适用于单个干扰、依赖正确的统计模型等不足, 并且需要大量脉冲精确估计统计模型参数, 在实际应用中受限. 舰船目标包含了丰富的散射机理, 而角反组的散射机理相对单一, 两者极化信息差异明显, 可用于提升角反干扰的检测与抑制. 然而, 现有极化单脉冲测角方法均采用多通道方法处理极化信息, 目标间的散射特性差异利用不够充分, 实际应用时效能有限. 在研究雷达极化过程中, 特定极化下相邻目标的合成回波差异很大. 通过极化域变焦处理调控雷达收发极化抑制角反回波, 可以实现舰船目标角度的准确测量. 本文针对角反组合体质心干扰, 立足于极化域变焦超分辨理论, 分析了极化阵列雷达的特征波束和单脉冲测角的统计分布, 阐述了“舰船+角反”混合体检测以及角反干扰抑制原理; 在此基础上, 结合角反与舰船的极化散射特性, 建立了角反质心干扰信号模型, 提出了干扰存在性检测与舰船测角算法, 实现了抗角度诱偏. 仿真结果表明, 本文所提方法测角精度可达 0.1 倍波束宽度, 在 -20 dB 极化隔离度下仍可有效测量, 综合质心干扰对抗成功率可达 80% 以上.

**关键词:** 角反质心干扰; 极化域变焦; 超分辨; 干扰存在性检测; 抗角度诱偏

**中图分类号:** TN958

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2022)12-2957-12

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20221139

## Radar Polarization Modulation Countermeasures for Combined Corner Reflector: Anti Centroid Jamming

WANG Luo-sheng-bin, WU Guo-qing, XU Zhen-hai, LI Yong-zhen, WANG Xue-song

(State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System, College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

**Abstract:** Missile-borne radar is an important sensor for precise guidance. In the terminal guidance stage, mono-pulse mode is usually used to track the target accurately. Centroid jamming of corner reflector is an important passive jamming method for ships to counter anti-ship missiles. In the radar tracking stage, the corner reflectors released by the ship are in the same resolution unit with ship, and the mono-pulse measurement angle points to their centroid. Since the radar echo of the corner reflector is usually stronger than that of ship, the mono-pulse measurement angle is decoded, and the tracking

point of the terminal guidance radar is biased to the corner reflector. With the rapid maneuvering of the ship, the distance between them gradually becomes larger, which will cause the "loss track" of ship. The anti-centroid jamming is essentially an estimation problem of unresolved multiple targets, which is usually divided into two steps: one is to determine whether the target is a mixture of target and corner reflector after detection; the other is to accurately measure the target parameters from the coupling echo signal. In the aspect of the existence detection of centroid jamming, there are mainly waveform method and statistic method. The former detects jamming by analyzing the characteristic difference of target echo, such as signal box shape analysis, wavelet transform, etc. The empirical judgment of this method is limited in practical performance. The latter regards the mixture as multiple targets, establishes the statistical model of mono-pulse ratio, and realizes the jamming existence judgment through the likelihood ratio detection. However, the models are complicated to deduce, and only apply to the case of single jamming. As for the target parameter measurement, jamming suppression methods which suppress the jamming through polarization filtering improve the mono-pulse measurement accuracy. However, prior information such as the jamming polarization characteristics or the amplitude ratio between the jamming and the target is required. Based on the mono-pulse statistical model, statistics are constructed to achieve multi targets angle estimation, such as moment estimation, maximum likelihood estimation, etc. This method is limited in practical application because it only applies to a single jamming and depends on a correct statistical model, also requires a large number of pulses to accurately estimate the parameters of the statistical model. The ship target contains abundant scattering mechanism, but the scattering mechanism of the corner reflector array is relatively single, and the polarization information of the two groups is different, which can be used to detect and suppress the corner reflector jamming. However, the existing polarization mono-pulse angle measurement methods adopt the multi-channel method to process the polarization information, and the scattering characteristic difference between the targets is not fully utilized, so the efficiency is limited in practical application. In the study of radar polarization, the synthetic echoes of adjacent targets under specific polarization states are very different. The accurate angle measurement of ship target can be achieved by adjusting the polarization states to suppress the corner reflector through the polarization modulation processing. Based on the theory of polarization modulation super-resolution, this paper analyzes the statistical distribution of characteristic beam and mono-pulse angle estimation for polarization array radar under the condition of centroid jamming of corner reflectors. Moreover, the principle of "ship-reflector" mixture detection and centroid jamming suppression is explained. On this basis, combined with the polarization scattering characteristic of corner reflector and ship, the corner reflector centroid jamming signal model is built. Then, the algorithm of jamming presence detection and angle estimation for ships is proposed and anti-angle induced deflection is realized. The simulation results show that the angle estimation accuracy of the proposed angle estimation method can achieve 0.1 times beamwidth, in addition, is valid with  $-20$  dB polarization isolation. The rate of successful anti-centroid jamming is more than 80%.

**Key words:** corner reflector centroid jamming; polarization modulation; super-resolution; jamming presence detection; anti angle induced deflection

## 1 引言

角反射器的尺寸较小,但可形成极大的雷达散射截面积(Radar Cross Section, RCS),组合使用可模拟人造复杂目标回波,严重影响雷达的检测、跟踪和识别性能,是一种有效的无源干扰手段<sup>[1,2]</sup>.在海战场环境中,舰船通常抛洒多个充气式角反对抗反舰导弹,采用漂浮式或拖曳式组合布设,对雷达导引头形成欺骗干扰.当舰船和角反空间邻近,在距离和角度上均难以分辨时,形成质心干扰态势,单脉冲测角结果指向质心处,导致导引头被角度诱偏<sup>[3]</sup>.近年来,充气式角反装备在材质和结构上不断改进,覆盖频段更宽,全向性更好,干扰效费比更高,对抗难度越来越大.研究雷达导引头角反对抗技术,尤其是破解质心干扰难题,对雷达导引头抗干扰能力提升具有重要的理论价值和军事意义.

对抗质心式干扰通常分为两步:一是检测到目标

后判断是否为“目标+干扰”的混合体,二是从混叠的回波信号中准确测量目标参数(尤其是角度测量).近二十年内,关于质心干扰的研究大量涌现,虽然研究对象主要为箔条干扰,但对于研究角反对抗仍具有重要的借鉴意义.

在质心干扰存在性检测方面有两种方法:一种为波形类方法,通过分析目标回波的特征差异检测干扰,例如信号盒形分析<sup>[4]</sup>、小波变换<sup>[5,6]</sup>等,此类方法的判决指标通常为经验值,需要根据实际情况调整;另一种为统计类方法,将“混合体”视作多目标,建立单脉冲比统计模型,通过似然比检测实现干扰存在性判决<sup>[7]</sup>,此类方法模型推导复杂,仅适用于单个干扰情况.

在目标精确测角方面有两种方法:一种是干扰抑制方法,利用目标和干扰的极化散射特性差异,通过极化滤波抑制干扰,提升单脉冲测角精度<sup>[8,9]</sup>;另一种是多目标测量方法,与统计类干扰检测方法类似,同样以

单脉冲统计模型为基础,构造统计量实现多目标的角估计,例如矩估计<sup>[10]</sup>、极大似然估计<sup>[11]</sup>等.上述方法存在仅适用于单个干扰、依赖正确的统计模型等不足,并且需要大量脉冲精确估计统计模型参数,在实际应用中受限.

舰船目标包含了丰富的散射机理,而角反组的散射机理相对单一,两者极化信息差异明显,可用于提升角反干扰的检测与抑制.然而,多数研究采用多通道方法处理极化信息<sup>[12-14]</sup>,目标间的散射特性差异利用不够充分,实际应用时效能有限.在研究雷达极化过程中,易注意到一个物理事实:在特定极化下,相邻目标的合成回波差异很大,例如,对于二面角和三面角的组合体,在45°线极化下仅存在三面角的响应,在圆极化下仅存在二面角的响应.因此,通过调控雷达收发极化抑制角反回波并准确测量舰船目标是可行的.

近期,本文研究团队提出了一种全新的极化信息处理手段<sup>[15]</sup>——“极化域变焦处理”:通过改变收发极化状态调控目标相对幅相关系,通过观测多目标相干叠加回波的变化实现超分辨,提升雷达信息获取能力.早在20世纪90年代,孙见彬等<sup>[16]</sup>提出了利用金属栅网和电机改变天线极化对抗箔条干扰,并通过外场试验进行了验证.这是极化域变焦处理的早期实践,但受限于当时的工程技术,并且缺乏理论支撑,相关研究未能继续深入.极化域变焦处理同时具有超分辨和放大目标极化散射特性差异的效果,可应用于角反干扰存在性判决和舰船目标测角.

本文首先阐述极化域变焦超分辨基本原理,然后针对极化阵列雷达,分析了多目标的特征波束与单脉冲测角分布,进而结合舰船与角反极化散射特性建立信号模型,提出极化域变焦角反质心式干扰对抗方法,形成干扰存在性检测与舰船目标测角算法,并利用电磁仿真数据验证本文所提方法的有效性与算法性能.

## 2 极化域变焦基本原理

### 2.1 极化阵列雷达信号模型

考虑 $N$ 元一维线阵雷达,阵元间距为 $d$ ,各阵元连接两个极化接收通道,采用水平和垂直线极化方式进行接收.单目标条件下,极化阵列雷达的快拍信号模型为

$$\mathbf{x}(u) = A_0 e^{j\varphi_0} \mathbf{h}_R^T \mathbf{S}_0 \mathbf{h}_T \cdot \mathbf{a}(u_0) \quad (1)$$

其中, $A_0$ 和 $\varphi_0$ 分别为回波的幅度和相位; $\mathbf{h}_T$ 和 $\mathbf{h}_R$ 分别为发射和接收极化矢量; $\mathbf{a}(u_0)$ 为阵列导向矢量,即

$$\mathbf{a}(u_0) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} du_0} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (N-1) du_0} \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

其中, $\lambda$ 为波长; $u_0 = \sin \theta_0$ 表示目标角度的余弦坐标; $\theta_0$

为目标与阵列法向的夹角; $\mathbf{S}_0$ 表示目标的极化散射矩阵(Polarization Scattering Matrix, PSM),即

$$\mathbf{S}_0 = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

PSM为二维复矩阵,在单站观测条件下满足互易性,即 $S_{12} = S_{21}$ .采用Jones矢量表征电磁波的极化,极化状态矢量为

$$\mathbf{h}(\phi, \tau) = \begin{bmatrix} \cos \phi \cos \tau - j \sin \phi \sin \tau \\ \sin \phi \cos \tau + j \cos \phi \sin \tau \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中, $(\phi, \tau)$ 为极化椭圆几何描述子,并且有 $\phi \in (-\pi/2, \pi/2]$ , $\tau \in (-\pi/4, \pi/4]$ .假设发射和接收极化的椭圆几何描述子分别为 $(\phi_T, \tau_T)$ 和 $(\phi_R, \tau_R)$ ,则有 $\mathbf{h}_T = \mathbf{h}(\phi_T, \tau_T)$ 和 $\mathbf{h}_R = \mathbf{h}(\phi_R, \tau_R)$ .由式(1)可知,目标回波的幅度和相位可通过改变雷达收发极化进行调控.

进一步,利用数字波束形成技术,将导向矢量作为加权矢量,即 $\mathbf{w} = \mathbf{a}(u)$ ,波束形成网络的输出响应称为特征波束<sup>[17]</sup>,具体为

$$\begin{aligned} \Gamma(u) &= \mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x} \\ &= A_0 e^{j\varphi_0} \mathbf{h}_R^T \mathbf{S}_0 \mathbf{h}_T N \text{sinc} \left( \frac{\pi N (u - u_0)}{\lambda} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $\varphi'_0 = \varphi_0 - \pi N d (u - u_0) / \lambda$ , $\text{sinc}(x) = (\sin x) / x$ .单目标条件下,特征波束与阵列方向图特性一致,波束最大幅度增益为 $N$ ,波束宽度由阵列孔径决定,根据瑞利分辨极限,阵列雷达的波束宽度(角度分辨率)定义为

$$\Delta u_R = \frac{\lambda}{Nd} \quad (6)$$

未分辨双目标条件下,假设各目标回波信号为 $\mathbf{x}_1$ 和 $\mathbf{x}_2$ ,特征波束表示为

$$\begin{aligned} \Gamma(u) &= \mathbf{w}^H \mathbf{x}_1 + \mathbf{w}^H \mathbf{x}_2 \\ &= \sum_{i=1}^2 A_i e^{j\varphi'_i} \mathbf{h}_R^T \mathbf{S}_i \mathbf{h}_T N \text{sinc} \left( \frac{\pi N (u - u_i)}{\lambda} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

其中,目标角度满足 $|u_1 - u_2| = \Delta u < \Delta u_R$ .可以看出,特征波束为各目标相干叠加的结果,形状与目标相对幅相关系有关.

文献[15]指出:根据瑞利分辨极限定义的分辨率是对雷达分辨能力的保守度量,不能完全描述实际分辨效果,即使目标处于同一分辨单元内,在特定的双目标幅相关系下,目标也可分辨,尤其是在“等幅反相”条件下,双目标的分辨性最好.考虑“二面角+三面角”双目标场景,角度间隔仅为1/2波束宽度,不同收发极化下的特征波束如图1所示,存在“可分辨目标1”“可分辨目标2”“未分辨双目标”“可分辨双目标”四种分辨效果.因此,调控收发极化方式,改变目标相对幅相关系,可极大提升雷达分辨力.

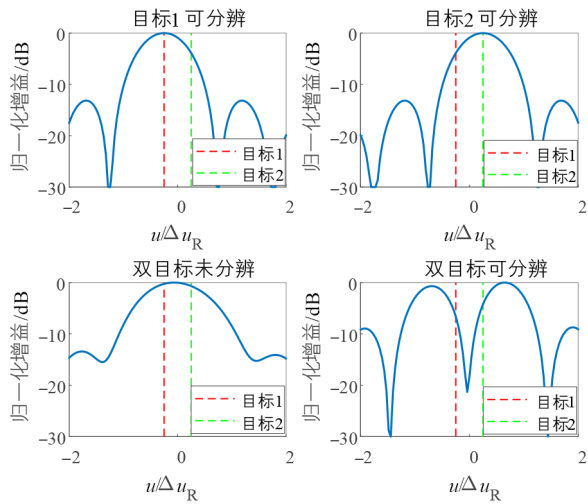


图1 不同收发极化下的双目标分辨效果

### 2.2 极化域变焦处理

“极化域变焦”借鉴了光学变焦的概念,是对微极化导致多目标回波叠加“能量聚焦点”产生剧烈变化的形象描述,其本质是通过多种极化激励目标,从观测相干叠加效果的变化中提取信息.尤其是,极化雷达可

数字化“无级”调控收发极化状态,在极大范围内调节目标回波的幅度和相位,可充分放大目标的极化散射特性差异.

由式(5)可知,极化阵列雷达的特征波束是关于角度和极化椭圆几何描述子的多元函数,可以表示为  $\Gamma(u, \mathbf{h}_T, \mathbf{h}_R)$ . 考虑全极化测量体制,假设阵列天线的极化特性已精密校准<sup>[18]</sup>,  $\mathbf{h}_T$  和  $\mathbf{h}_R$  可通过数字合成进行调控. 假设可调控极化状态  $L$  种,则收发极化状态组合共  $L^2$  种,第  $l(l=1, 2, \dots, L)$  种收发极化组合为  $(\mathbf{h}_{R_l}, \mathbf{h}_{T_l})$ , 对应的特征波束为  $\Gamma_l$ .

如图2所示,极化域变焦处理可分为“融合”与“提取”两部分.“融合”是指将所有的特征波束进行线性叠加,得到全极化域特征波束:

$$\bar{\Gamma} = \sum_{l=1}^{L^2} |\Gamma_l| \quad (8)$$

当  $L$  足够大时,极化域变焦处理可遍历绝大部分幅相关系,实现目标的充分激励,因此全极化域特征波束可反映多目标集合的整体尺寸轮廓,具体推导可参照文献[15]关于“全极化域距离像”的详细推导过程.

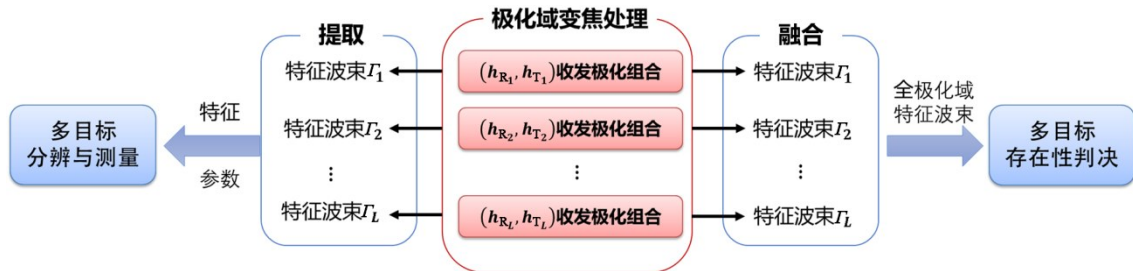


图2 极化域变焦处理原理图

多目标的全极化域特征波束相较于阵列标准波束存在波束扩展,目标间隔越大,展宽现象越明显. 假设  $\bar{\Gamma}$  的第一零点分别位于  $u_L$  和  $u_R$ , 定义波束扩展因子为

$$\zeta = \frac{|u_R - u_L|}{2\Delta u_R} \quad (9)$$

单目标条件下,  $\zeta=1$ ; 多目标条件下,  $\zeta>1$ . 如图3所示,对于间隔为0.4倍波束宽度的双目标,波束展宽因子可达1.4,相较单目标有明显的增加. 因此,全极化域特征波束可用于多目标存在性检测.

极化域变焦处理的“提取”是指特征提取和参数提取. 在极化域变焦处理的不同特征波束中,存在双峰和单峰两种情况:双峰特征波束代表双目标已分辨,但各峰对应的角度并不准确;单峰代表双目标未分辨或者单个目标已分辨,前者峰值对应的角度为双目标角度的融合“质心”,后者峰值对应的角度为目标的角度. 因此,综合利用不同收发极化下特征波束的单/双

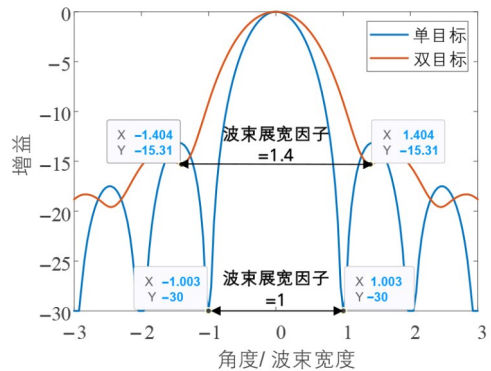


图3 单目标和双目标的波束展宽因子

峰特征,可以实现多目标的有效分辨和参数精确估计.

### 2.3 极化域变焦单脉冲测角性能分析

阵列雷达通过波束形成构造和、差波束实现单脉冲测角,以比相单脉冲为例<sup>[19]</sup>,和波束权值矢量为  $\mathbf{w}_2 =$

$1^{N \times 1}$ , 差波束为  $\mathbf{w}_\Delta = [-1^{1 \times N/2} \quad 1^{1 \times N/2}]^T$ , 其中  $1^{N \times 1}$  表示全 1 矢量, 目标角度估计为

$$u \approx \frac{4}{N\pi} \text{Im} \left( \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}} \right) \quad (10)$$

然而, 单脉冲精确测量的前提是波束内有且仅有一个目标, 多目标条件下测角结果为各目标角度的“质心”, 通常与任何一个目标均不对应, 造成极大的测角偏差. 双目标条件下, 单脉冲测角结果为

$$u = \frac{4}{N\pi} \text{Im} \left( \frac{\mathbf{w}_\Delta^H (\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2)}{\mathbf{w}_\Sigma^H (\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2)} \right) \quad (11)$$

$$\approx \frac{u_1 + u_2 \rho}{1 + \rho}$$

其中,  $\rho$  为波束形成后的目标复幅度比. 多目标的单脉冲测角结果与相对幅关系密切, 当  $\rho$  极小时, 测角结果指向目标 1; 当  $\rho$  极大时, 测角结果指向目标 2; 其他情况下, 测角结果指向双目标质心.

在极化域变焦处理的  $L^2$  个测角结果中, 虽然大部

分指向目标质心, 但存在数种特殊的收发极化组合使某个目标信号远强于其他目标, 此时单脉冲可正确测角. 换言之, 极化域变焦处理可抑制角反质心干扰, 实现抗角度诱偏. 考虑“三面角+非三面角”双目标场景, 间隔为 0.4 倍波束宽度, 图 4 给出了极化域变焦单脉冲测角结果的统计分布以及特征波束最大增益. 显然, 绝大部分测角结果集中在双目标之间, 并且特征波束增益也最大, 说明回波信号为双目标的相干叠加, 这也符合质心干扰的角度诱偏性; 同时, 存在一定的概率可精确测量双目标角度, 但特征波束增益降低超过 15 dB, 说明正确测量依赖于某个目标被有效抑制. 值得注意的是, 非三面角精确测量的概率比三面角高 6 倍, 其根本原因在于: 如三面角 ( $\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ )、二面角 ( $\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$ ) 等典型散射简单结构, 其副对角元素为 0, 可抑制回波的收发极化组合很多; 但对于复杂人造目标, 存在非三面角的散射结构, 其副对角元素不为 0, 导致可抑制回波的收发极化组合相对较少.

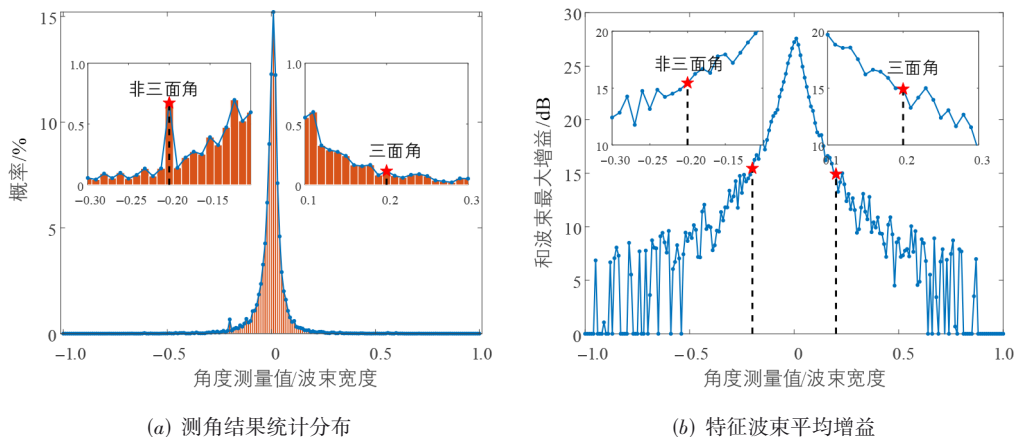


图 4 极化域变焦单脉冲测角结果

综上所述, 极化域变焦是处理未分辨多目标的有效手段. 对于“舰船+角反组”未分辨混合体, 角反结构相对简单, 散射机理趋近于三面角, 舰船目标结构复杂, 散射机理包含大量非三面角, 通过极化域变焦处理, 可有效判决是否存在质心式干扰, 并通过抑制角反回波, 精确测量舰船目标角度.

### 3 极化域变焦抗角反质心干扰算法

#### 3.1 角反与舰船极化散射特性分析

为保证全方位覆盖, 充气式角反通常采用多个三面角的组合结构, 例如: 八面体和二十面体. 电磁波照射多面体角反射器后, 存在奇次散射和偶次散射, 奇次散射回波能量远强于偶次散射, 偶次散射产生交叉极

化分量. 由此, 角反的 PSM 可建模为

$$\mathbf{S}_C = \alpha_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \alpha_d \begin{bmatrix} \cos 2\beta & \sin 2\beta \\ \sin 2\beta & -\cos 2\beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中,  $\alpha_s$  和  $\alpha_d$  分别为奇次散射和二次散射的散射系数;  $\beta$  为角反射器绕雷达视线方向旋转的角度.

文献[20]指出: 只有当电磁波沿腔体边缘或以特殊的角度入射才会出现较强的偶次散射, 即在绝大多数情况下满足  $\alpha_s \gg \alpha_d$ ,  $\mathbf{S}_C$  可近似为单位矩阵. 为了验证  $\mathbf{S}_C$  与单位矩阵的近似程度, 利用极化相似系数<sup>[21]</sup>进行分析, 具体为

$$\gamma(\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2) = \frac{|\mathbf{k}_1^H \mathbf{k}_2|^2}{\|\mathbf{k}_1\|_2^2 \|\mathbf{k}_2\|_2^2} \quad (13)$$

其中,  $\|\cdot\|_2$  表示矢量的二范数,  $\mathbf{k}_1$  和  $\mathbf{k}_2$  分别为  $\mathbf{S}_1$  和  $\mathbf{S}_2$  的 Pauli 矢量, 即  $\mathbf{k} = [S_{11} + S_{22} \quad S_{11} - S_{22} \quad 2S_{12}] / \sqrt{2}$ . 图 5 给出了八面体和二十面体角反 PSM 与单位矩阵的相似系数, 可以看出, 两种角反结构的散射特性在大部分角度范围内均与理想三面角近似.

舰船为复杂人造目标, 散射机理丰富, 呈现为奇次

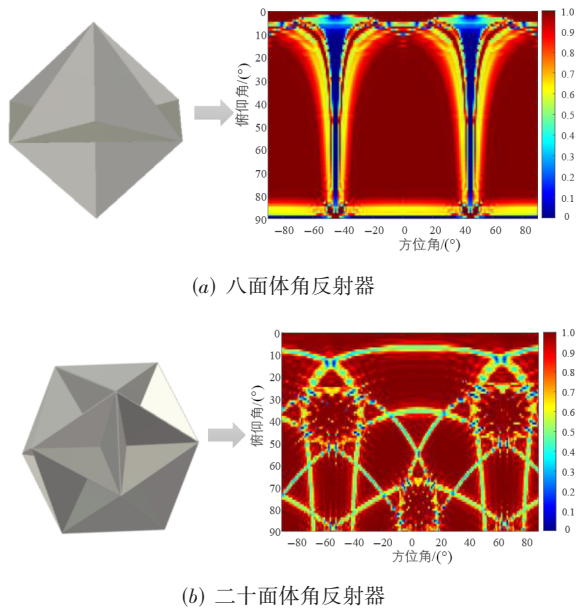


图 5 典型角反射器模型及其散射特性

散射、偶次散射、螺旋散射等典型散射结构的叠加态. 舰船的奇次散射组成复杂, 主要来自船身、甲板、舰桥侧壁、舰上的天线罩等镜面反射结构, 可用金属平板或金属球的奇次散射矩阵来近似. 舰船目标具有较强的二次散射, 主要来自船身与海面之间、舰桥与甲板之间形成强散射的二面角结构. 另外, 舰船上由塔台、天线和护栏等复杂结构会产生螺旋散射. 图 6 给出了不同舰船目标 PSM 与单位矩阵的相似系数, 舰船的散射特性对观测角度极其敏感, PSM 各元素抖动剧烈, 与角反差异明显.

### 3.2 质心干扰场景信号模型

考虑对海场景中, 舰船在附近抛洒多个充气式角反, 如图 7 所示, 舰船与角反组位于雷达的同一分辨单元内, 在距离和角度上均未分辨, 形成质心式干扰态势.

通常情况下, 角反可视作点目标, 舰船可视作扩展目标. 假设同一分辨单元内存在  $M_c$  个角反和  $M_s$  个舰船散射点, 根据式 (1) 给出的极化阵列雷达快拍信号模型, 理想条件下, 角反组质心干扰信号模型为

$$\mathbf{x} = \sum_{m=1}^{M_c} A_m e^{j\varphi_m} \mathbf{h}_R^T \mathbf{S}_m \mathbf{h}_T \mathbf{a}(u_m) + \sum_{m'=1}^{M_s} A_{m'} e^{j\varphi_{m'}} \mathbf{h}_R^T \mathbf{S}_{m'} \mathbf{h}_T \mathbf{a}(u_{m'}) \quad (14)$$

其中,  $u_m$  和  $u_{m'}$  分别为角反与舰船散射点的角度. 需要注意的是, 实际雷达系统存在接收通道热噪声、通道不一致、交叉极化等非理想因素, 高信噪比下热噪声影响较小, 通道不一致和交叉极化是影响信号模型的

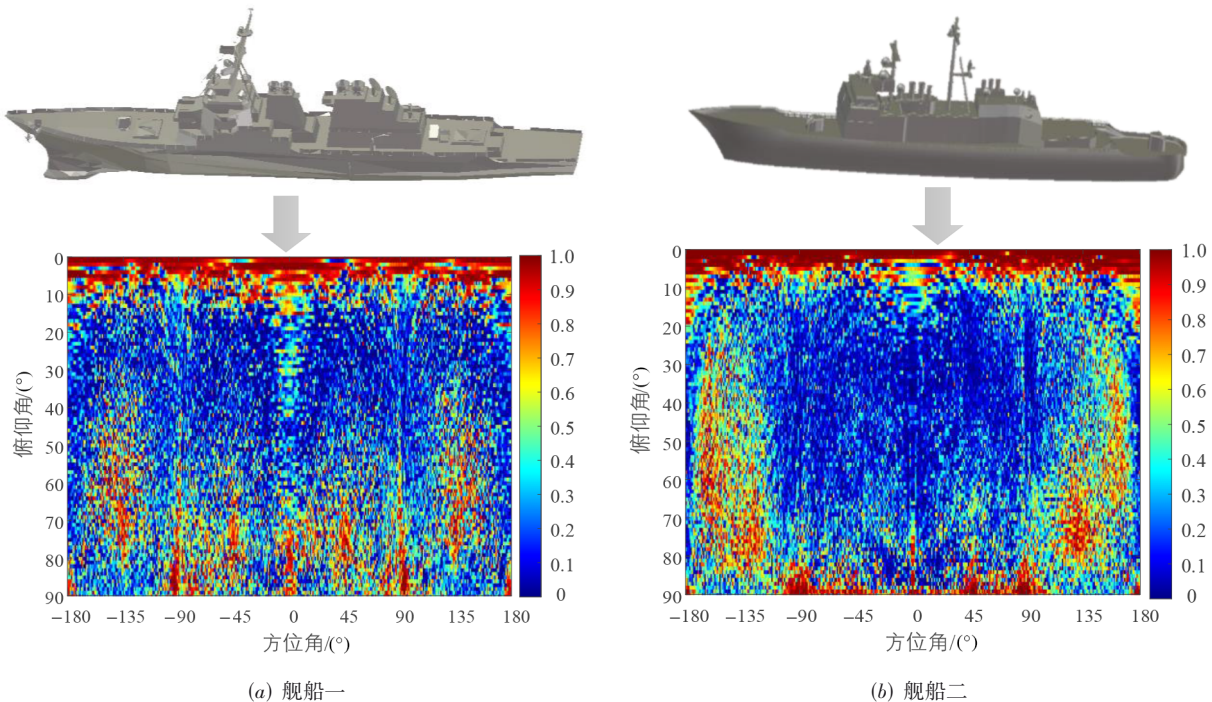


图 6 舰船目标模型及其散射特性

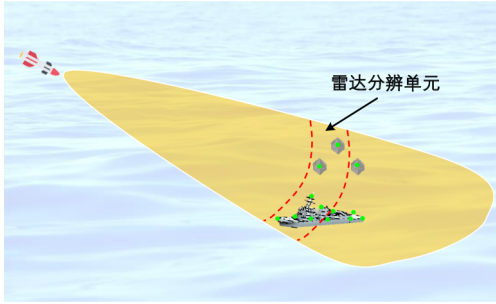


图7 对海角反组质心干扰场景

主要因素. 非理想条件下, 雷达观测到的目标 PSM 为

$$\bar{S} = RST \quad (15)$$

其中,  $T$  和  $R$  分别表示在发射端和接收端由于非理想因素引入的极化失真矩阵, 即

$$T = \begin{bmatrix} 1 & \delta \\ \delta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k_t \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & k_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \delta \\ \delta & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中,  $\delta$  是天线的极化隔离度;  $k_t$  和  $k_r$  分别为通道的幅相不平衡因子.

### 3.3 干扰存在性检测与抗质心干扰单脉冲测角算法

对抗角反质心干扰主要包含两部分, 分别为质心干扰存在性检测与舰船目标角度测量, 两者均可通过极化域变焦处理实现.

**质心干扰存在性检测.** 当目标相距雷达较远时, 舰船各散射点在角度上分布相对集中, 相较角反组存在一定的角度间隔, 因此“角反组+舰船”的全极化域特征波束存在明显的扩展效应. 根据式(8)和(9)计算得到波束展宽因子  $\xi$ , 与判决门限  $\eta$  进行比较, 若  $\xi \geq \eta$ , 则判定为存在质心干扰.  $\eta$  可根据信噪比等参数进行调整, 典型值通常为 1~1.2.

**舰船目标角度测量.** 检测到质心干扰后, 统计极化域变焦单脉冲测角结果, 得到概率分布曲线. 如图 8 所示, 概率曲线类似于高斯分布, 测角结果大概率指向舰

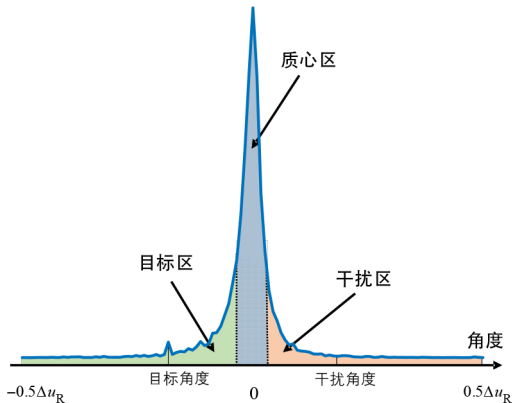


图8 极化域变焦单脉冲测角概率曲线分区示意图

船与角反组的中心区域, 仅有小部分测角结果落在舰船目标一侧或角反干扰一侧, 可将概率曲线划分为“质心区”“目标区”和“干扰区”三部分, “质心区”指示了舰船和角反的中心. 由于质心区的特征波束为舰船与角反的相干叠加, 增益远强于“目标区”和“干扰区”, 因此根据特征波束增益的 3 dB 区域划分“质心区”.

角反组各散射点的 PSM 均近似于单位矩阵, 存在多种收发极化组合使得角反回波远弱于舰船, 此时的单脉冲测角结果为舰船各散射点的融合, 集中在舰船附近, 然而, 舰船各散射点的 PSM 相差较大, 几乎不存在某种收发极化组合, 使得所有散射点回波能量均很弱. 因此, “目标区”内存在明显突起, “干扰区”相对平滑.

根据上述分析, 提出极化域变焦抗角反质心干扰算法, 算法流程如图 9 所示, 主要分为以下步骤.

步骤 1: 获取全极化阵列雷达快拍数据, 进行极化域变焦处理, 得到全极化域特征波束.

步骤 2: 检测是否存在质心干扰. 若不存在, 采用传统单脉冲测角; 否则, 统计极化域变焦单脉冲测角的概率分布.

步骤 3: 计算概率曲线中峰值点与两侧极小值点的偏移量, 判断偏移最大的峰值点是否在质心区内. 若不在, 该峰值点对应的角度为目标角度估计; 否则, 剔除该峰值点, 重复步骤 3.

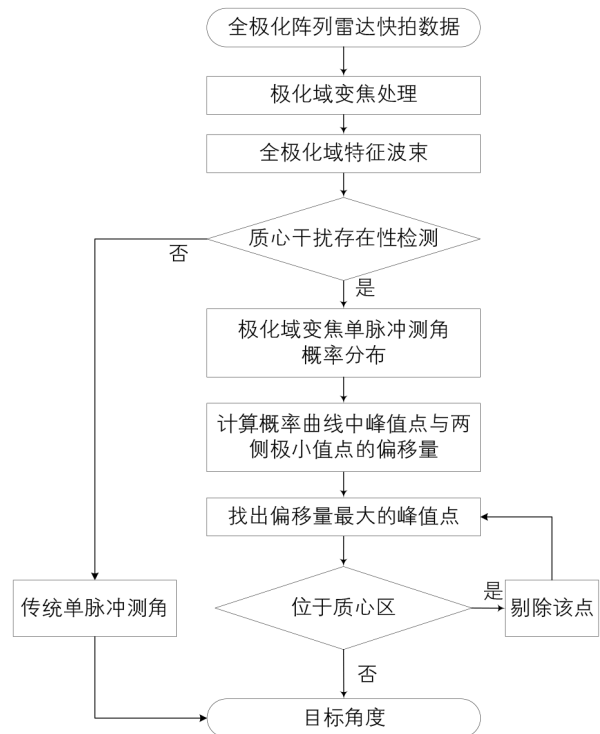


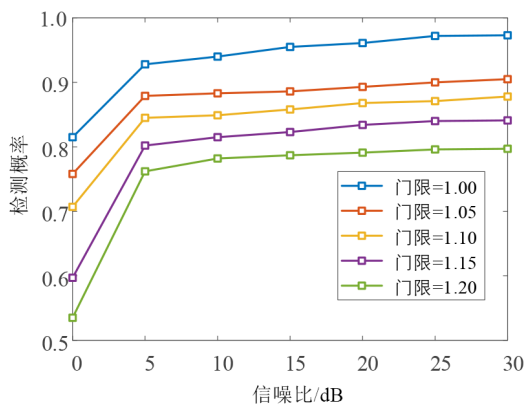
图9 极化域变焦抗角反质心干扰算法流程

## 4 仿真实验

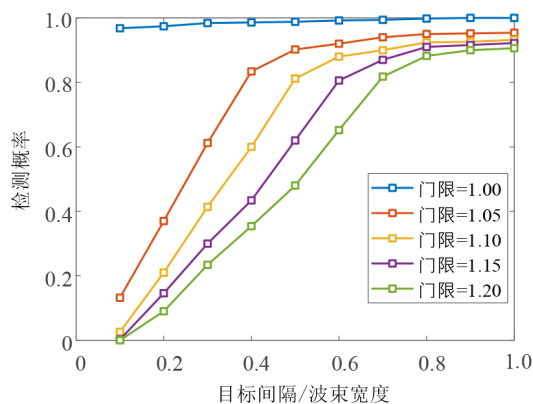
考虑均匀半波长一维线阵, 设阵元数  $N=16$ , 则波束宽度为  $\Delta u_R=0.125$ . 考虑同一雷达分辨单元内, 包含舰船目标的两个散射点以及两个角反, 目标散射点角度为  $u_1$  和  $u_2$ , 角反散射点角度为  $u_3$  和  $u_4$ , 以  $\Delta u=u_1-u_3$  表示舰船与角反的角度间隔, 本节中称为“目标间隔”. 目标 PSM 设为  $S_1$  和  $S_2$ , 角反 PSM 设为  $S_3$  和  $S_4$ ,  $S_1$  和  $S_2$  为非三角面散射特性,  $S_3$  和  $S_4$  为近似三角面角散射特性, 参照式(12)生成. 为验证本文所提方法性能, 进行 1 000 次仿真实验统计质心干扰检测概率和舰船目标测角误差.

### 4.1 质心干扰存在性检测算法性能分析

采用极化域变焦处理检测质心干扰存在性, 波束展宽因子的检测门限设为 1~1.2, 进行 1 000 次仿真实验, 测试算法性能. 其中, 每次仿真各散射点回波强度相等, 相对相位服从  $[0, 2\pi)$  的均匀分布. 设舰船目标两



(a) 检测概率与信噪比的关系曲线(目标间隔  $0.8\Delta u_R$ )



(b) 检测概率与目标间隔的关系曲线(SNR=30 dB)

图 10 质心干扰存在性检测算法性能

### 4.2 抗质心干扰测角算法性能分析

在检测到质心干扰的基础上, 采用极化域变焦抗质心干扰算法对角反回波进行抑制, 实现舰船目标的准确测角. 为衡量算法性能, 选取文献[12]所提方法进行对比, 该方法针对双极化单脉冲雷达提出, 假设波束内存在一个干扰且来波极化比已知, 通过多通道处理解算目标角度.

**测角性能与角度间隔的关系.** 考虑舰船与角反位于不同的角度间隔, 图 11 给出了对应的测角误差. 可以看出, 随着角度间隔增大, 极化多通道方法逐渐恶化, 而本文方法测角性能稳定, 中等信噪比下测角精度可达 0.1 倍波束宽度. 极化多通道方法仅适用于“单目标+单干扰”情况, 并且需要已知干扰回波极化比, 难以对抗角反组合体质心干扰, 角度间隔越大, 被角反诱偏越远. 当舰船与角反间隔小于 0.4 倍波束宽度, 本文方

法将判定为无质心干扰, 此时将采用传统单脉冲测量, 测角结果指向两者质心, 测角误差不会超过两者角度间隔. 因此, 无论舰船与角反角度间隔大或小, 本文方法均适用.

**测角性能与幅度比的关系.** 假设舰船与角反间隔  $\Delta u=0.4\Delta u_R$ , 令两者幅度比为  $\rho$ , 在  $-10$  dB 到  $10$  dB 范围变化, 舰船测角误差如图 12 所示. 可以看出, 本文所提方法测角误差不超过 0.2 倍波束宽度, 且远优于极化多通道方法. 随着幅度比增加, 舰船回波能量逐渐强于角反, 两者质心逐渐指向舰船, 并且全极化域特征波束的波束展宽因子趋于 1, 此时本文算法将按照未存在质心干扰处理, 采用传统单脉冲测量, 仍可准确测量舰船角度. 因此, 当  $\rho > 7$  dB 时, 极化域变焦抗质心干扰的误差显著下降.

**系统非理想性对测角性能的影响.** 进一步, 考虑实

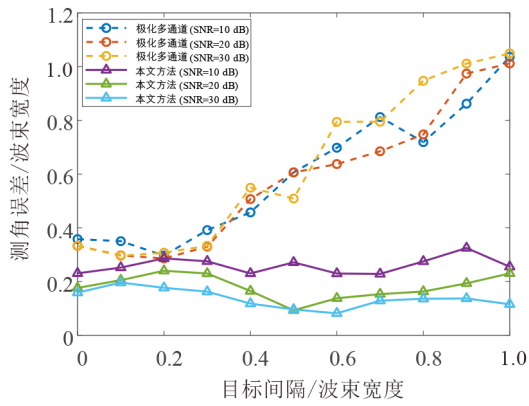


图 11 不同目标间隔下目标角度测量的平均误差

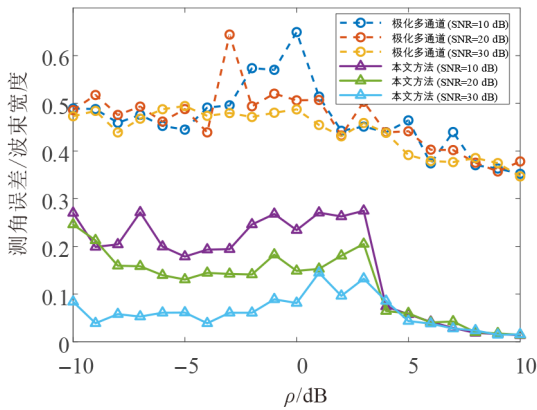


图 12 不同幅度比下目标角度测量的测角误差

际极化雷达系统的非理想因素对算法的影响. 根据式(15), 非理想因素主要包括极化通道耦合与不平衡.

设极化通道隔离度由 -45 dB 增加至 -5 dB, 抗质心

干扰测角算法误差的变化曲线如图 13 所示. 可以看出, 本文方法对交叉极化并不敏感, 当极化通道隔离度优于 -20 dB 时, 测角性能相对稳定, 精度可优于 0.1 倍波束宽度, 这是因为极化域变焦利用的是调控收发极化时回波信号的相对变化. 通常而言, 极化雷达系统极化通道隔离度要求优于 -30 dB, 因此本文方法的工程可实现性强, 可应对极化通道隔离度恶化的情况.

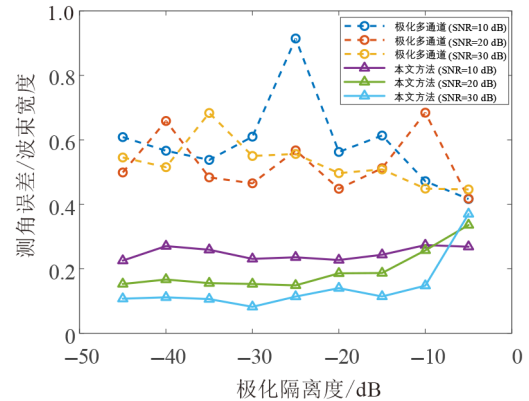
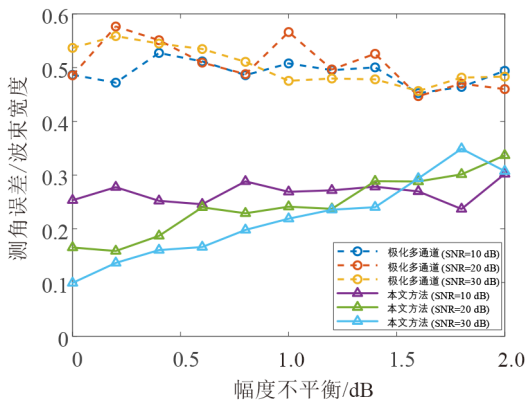
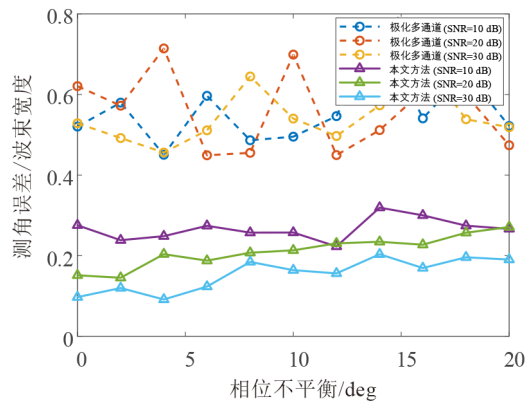


图 13 极化通道隔离度对测角性能的影响

设极化通道幅度误差由 0 dB 恶化至 2 dB, 相位误差由 0° 恶化至 20°, 抗质心干扰测角算法误差的变化曲线如图 14 所示. 可以看出, 随着极化通道平衡性不断恶化, 测角误差逐渐增大, 幅度不平衡相较于相位不平衡影响更大. 在中等信噪比条件下, 当幅度不平衡低于 1 dB 且相位不平衡低于 20°, 本文方法测角误差可优于 0.2 倍波束宽度, 即使幅度不平衡达到 2 dB, 测角误差仍可保持在 0.3 倍波束宽度以内.



(a) 测角误差与幅度不平衡的关系曲线



(b) 测角误差与相位不平衡的关系曲线

图 14 极化通道幅相不平衡对测角性能的影响

### 4.3 基于电磁仿真数据的算法性能分析

为进一步验证本文算法有效性, 结合 CST 软件电磁仿真数据, 测试极化域变焦抗质心干扰测角性能. 如

图 15 所示. 首先, 设置中心频率为 10 GHz, 带宽为 4 GHz, 仿真舰船型号为阿利·伯克级驱逐舰 Flight III. 仿真舰船全方位极化散射数据并成像, 获得舰船各散

射点的精确分布;然后,按照雷达带宽为 300 MHz 的距离分辨单元对图像中舰船目标的方位向进行切片,得到 111 组一维距离像数据,然后提取舰船散射中心,并结合二十面角反仿真数据构建质心干扰场景. 干扰场景的参数设置:舰船与雷达的径向距离为 10 km,方位上距离波束中心 200 m,则舰船各散射点的角度范围为  $-0.22\Delta u_R \sim -0.16\Delta u_R$ ;另外,设置波束内存在 5 个充气式角反,角度分别为  $0.14\Delta u_R, 0.18\Delta u_R, 0.16\Delta u_R, 0.21\Delta u_R, 0.3\Delta u_R$ ,角反回波能量与舰船相当,共产生 111 组数据.

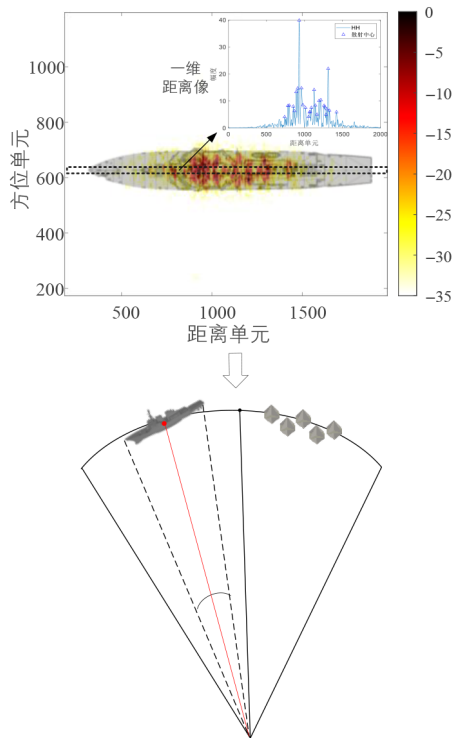
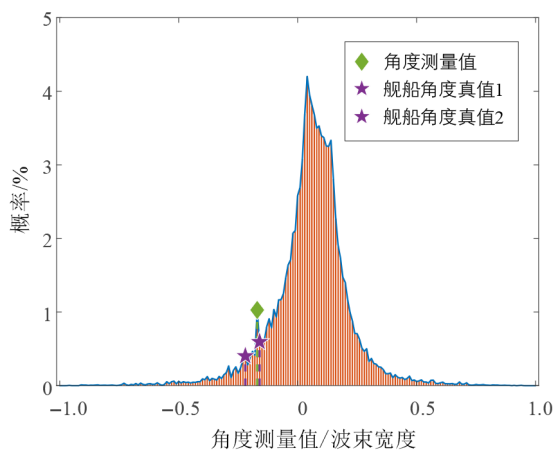
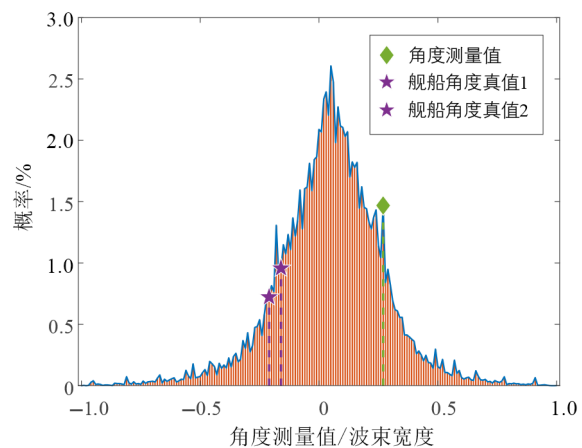


图 15 电磁仿真数据质心干扰场景构建示意图



(a) 典型数据 1 处理结果(成功对抗)



(b) 典型数据 2 处理结果(未成功对抗)

图 16 质心干扰对抗典型处理结果

利用本文方法进行质心干扰检测与舰船目标测角,定义正确检测且测角精度(以舰船中心为参考)低于 0.1 倍波束宽度为对抗成功,根据 111 组数据统计得到本文方法的质心对抗成功率超过 80%. 选取对抗成功和不成功的两组典型数据,处理结果如图 16 所示. 其中,典型数据 1 为成功对抗情况,单脉冲测角概率曲线的干扰区相对平滑,可准确检测到目标对应的峰值点;典型数据 2 为未成功对抗情况,干扰区和目标区均出现较强的凸起,根本原因在于该组数据中舰船的极化散射特性接近于角反,导致算法失效. 需要注意的是,本文方法仅考虑了单个距离单元内的干扰对抗,实际应用时可联合时域多组数据进行综合处理,进一步提升质心干扰对抗性能.

## 5 总结与展望

针对雷达导引头对抗角反质心干扰难题,本文结合极化域变焦理论阐述了质心干扰检测与抗角度诱偏的原理,根据舰船与角反的极化散射特性构建角反质心干扰场景模型,提出了极化域变焦单脉冲抗质心干扰算法,实现了质心干扰存在性检测与舰船目标精确测角. 仿真结果表明,本文所提方法测角精度可达 0.1 倍波束宽度,远优于传统极化多通道方法,并且在极化通道耦合、幅相不一致等非理想条件下仍可有效测量,综合质心干扰对抗成功率可达 80% 以上.

本文仅考虑了单快拍信号模型,而实际舰船为距离扩展目标,算法在实际应用时需考虑空-时二维信号,可进一步提升质心干扰对抗性能. 另外,角反干扰类型依赖于雷达视角,在导引头运动时质心式和冲淡式两种干扰态势均可能出现,将极化域变焦角反对抗方法扩展至帧间处理是下一步的研究重点之一.

## 参考文献

- [1] 张志远, 张介秋, 屈绍波, 等. 雷达角反射器的研究进展及展望[J]. 飞航导弹, 2014(4): 64-70.  
ZHANG Z Y, ZHANG J Q, QU S B, et al. Research progress and prospect of radar corner reflector[J]. Aerodynamic Missile Journal, 2014(4): 64-70. (in Chinese)
- [2] 张志远, 赵原源. 新型二十面体三角形角反射器的电磁散射特性分析[J]. 指挥控制与仿真, 2018, 40(4): 133-137.  
ZHANG Z Y, ZHAO Y Y. Analysis of electromagnetic scattering characteristic for new type icosahedrons triangular trihedral corner reflectors[J]. Command Control & Simulation, 2018, 40(4): 133-137. (in Chinese)
- [3] 陈静. 雷达无源干扰原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2009.  
CHEN J. Principles of Radar Passive Jamming[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2009. (in Chinese)
- [4] 蔡天一, 赵峰民, 曾维贵. 基于分形维数的质心干扰对抗方法[J]. 弹箭与制导学报, 2013, 33(2): 173-176.  
CAI T Y, ZHAO F M, ZENG W G. Anti-jamming method for centroid based on fractal dimension[J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2013, 33(2): 173-176. (in Chinese)
- [5] 李伟, 贾惠波, 顾启泰. 抗箔条质心干扰的一种方法[J]. 舰船电子对抗, 2000, 23(5): 11-13.  
LI W, JIA H B, GU Q T. A method to resist chaff centroid interference[J]. Shipboard Electronic Warfare, 2000, 23(5): 11-13. (in Chinese)
- [6] 汤广富, 陈远征, 赵宏钟, 等. 一种改进的小波变换抗箔条干扰算法[J]. 雷达与对抗, 2005, 25(2): 20-24.  
TANG G F, CHEN Y Z, ZHAO H Z, et al. A modified algorithm of anti-chaff jamming with wavelet transform[J]. Radar & ECM, 2005, 25(2): 20-24. (in Chinese)
- [7] 来庆福, 赵晶, 冯德军, 等. 单脉冲雷达导引头质心干扰检测方法[J]. 现代雷达, 2011, 33(11): 40-44, 48.  
LAI Q F, ZHAO J, FENG D J, et al. A detection method of centroid jamming in monopulse radar seeker[J]. Modern Radar, 2011, 33(11): 40-44, 48. (in Chinese)
- [8] YANG Y, FENG D J, ZHANG W M, et al. Detection of chaff centroid jamming aided by GPS/INS[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2013, 7(2): 130-142.
- [9] 马佳智, 施龙飞, 李永祯, 等. 主瓣干扰下混合极化系统单脉冲角度估计方法[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(12): 2692-2699.  
MA J Z, SHI L F, LI Y Z, et al. Angle estimation with hybrid polarimetric radar in main-lobe barrage interference [J]. Systems Engineering and Electronics, 2016, 38(12): 2692-2699. (in Chinese)
- [10] 刘业民, 李永祯, 黄大通, 等. 基于极化单脉冲雷达扩展目标角度估计方法[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 43(6): 1497-1505.  
LIU Y M, LI Y Z, HUANG D T, et al. Angle estimation method of extended target based on polarization monopulse radar[J]. Systems Engineering and Electronics, 2021, 43(6): 1497-1505. (in Chinese)
- [11] 刘业民, 李永祯, 邢世其, 等. 抗舷外有源诱饵方法研究[J]. 电波科学学报, 2022, 37(1): 48-57.  
LIU Y M, LI Y Z, XING S Q, et al. Research on the method of countering off-board active decoy[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2022, 37(1): 48-57. (in Chinese)
- [12] 赵宜楠, 金铭, 乔晓林. 利用极化单脉冲雷达抗质心干扰的研究[J]. 现代雷达, 2006, 28(12): 45-46, 51.  
ZHAO Y N, JIN M, QIAO X L. Study on suppressing centroid interference using polarized monopulse radar[J]. Modern Radar, 2006, 28(12): 45-46, 51. (in Chinese)
- [13] 李金梁, 来庆福, 李永祯, 等. 基于极化对比增强的导引头抗箔条算法[J]. 系统工程与电子技术, 2011(2): 268-271.  
LI J L, LAI Q F, LI Y Z, et al. Anti-chaff algorithm for seekers based on polarimetric contrast enhancement[J]. Systems Engineering and Electronics, 2011(2): 268-271. (in Chinese)
- [14] 刘业民, 邢世其, 李永祯, 等. 基于极化单脉冲雷达的角度估计方法[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(8): 1713-1719.  
LIU Y M, XING S Q, LI Y Z, et al. Method for angle estimating based on polarization monopulse radar[J]. Systems Engineering and Electronics, 2018, 40(8): 1713-1719. (in Chinese)
- [15] 王罗胜斌, 王雪松, 徐振海. 雷达极化域调控超分辨的原理与方法[J/OL]. 中国科学:信息科学. (2022)[2022]. <https://doi.org/10.1360/SSI-2022-0141>.
- [16] 孙见彬. 天线变极化技术抗无源质心干扰研究[J]. 电子对抗, 1992(1): 27-30.  
SUN J B. Research on anti-passive centroid interference of antenna with variable polarization technology[J]. Electronic Warfare, 1992(1): 27-30. (in Chinese)
- [17] TREES H L. 汤俊, 译. 最优阵列处理技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008.
- [18] 王雪松, 王占领, 庞晨, 等. 极化相控阵雷达技术研究综述[J]. 雷达科学与技术, 2021, 19(4): 349-370.  
WANG X S, WANG Z L, PANG C, et al. Review on polarimetric phased array radar technologies[J]. Radar Science and Technology, 2021, 19(4): 349-370. (in Chinese)

- [19] SHERMAN M S, BARTUN K D. 周颖, 陈远征, 赵锋, 等译. 单脉冲测向原理与技术(第2版)[M]. 北京: 国防工业出版社, 2013.
- [20] 吴林罡, 胡生亮, 张俊, 等. 双棱锥型角反射器 RCS 快速预估方法[J]. 战术导弹技术, 2021(5): 29-35.  
WU L G, HU S L, ZHANG J, et al. Fast RCS estimation method for bipyramid corner reflector[J]. Tactical Missile Technology, 2021(5): 29-35. (in Chinese)
- [21] YANG J, PENG Y N, LIN S M. Similarity between two scattering matrices[J]. Electronics Letters, 2001, 37(3): 193.

### 作者简介



**王罗胜斌** 男, 1992年1月出生于江西省吉安市. 现为国防科技大学电子科学学院讲师. 主要研究方向为雷达系统、阵列信号处理和雷达信号处理.  
E-mail: wangluoshengbin@163.com



**吴国庆** 男, 1997年8月出生于湖北省随州市. 博士研究生. 主要研究方向为雷达信号处理、雷达极化信息处理.  
E-mail: guoqing51001@163.com



**徐振海** 男, 1977年10月出生于河南省卫辉市. 现为国防科技大学电子科学学院教授, 博士生导师. 主要研究方向为阵列雷达天线设计与阵列处理.  
E-mail: drxzh930@sina.com



**李永祯** 男, 1977年12月出生于内蒙古化德县. 现为国防科技大学电子科学学院研究员, 博士生导师. 主要研究方向为极化雷达信号处理、雷达电子对抗.  
E-mail: e0061@sina.com



**王雪松** 男, 1972年10月出生于内蒙古包头市. 现为国防科技大学电子科学学院教授, 博士生导师. 中国电子学会高级会员. 主要研究方向为雷达极化信号处理、雷达电子战等.  
E-mail: wxs\_1019@vip.sina.com