

雷达导引头斜投影抗质心干扰性能分析

杨 勇,肖顺平,冯德军,张文明

(国防科技大学电子信息系复杂电磁环境效应国家重点实验室,湖南长沙 410073)

摘 要: 箔条、角反射器等质心干扰诱使雷达导引头目标指示角偏离目标,导致导弹脱靶.为了解决这一问题,该文利用目标与干扰极化状态的差异性,通过目标、干扰极化相位描述子构造出斜投影算子,然后采用斜投影处理来抑制雷达导引头质心干扰.鉴于实际中目标、干扰极化状态难以准确估计,重点分析了目标、干扰极化相位描述子估计误差对斜投影输出目标、干扰信号的影响,推导得到了斜投影输出目标、干扰信号误差解析表达式;在此基础上,进一步推导得到了斜投影输出干信比、单脉冲比误差与目标、干扰极化相位描述子估计误差之间的关系式.理论分析与仿真结果表明,斜投影处理后的雷达导引头测角误差与目标极化相位描述子估计误差无关,与干扰极化相位描述子估计误差有关;干扰极化相位描述子估计误差在 -10 度到 10 度范围内时,斜投影仍具有一定的干扰抑制能力,有助于提高导引头的测角精度.

关键词: 雷达导引头; 抗干扰; 质心干扰; 斜投影; 极化

中图分类号: TN973.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)03-0439-06

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.03.004

Analysis of Anti Centroid Jamming Performance for the Radar Seeker Using Oblique Projection

YANG Yong, XIAO Shun-ping, FENG De-jun, ZHANG Wen-ming

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

Abstract: Target indicated angle of radar seeker biases off the target when the centroid jamming such as chaff cloud or corner reflector presents, which makes the missile miss the target. To address this problem, oblique projection is employed to suppress the centroid jamming in this paper, where oblique projection operator is constructed by utilizing the polarization parameters of the target and the jamming. Since the polarization parameters of the target and the jamming are difficult to be estimated accurately in reality, influences of the estimation errors of the polarization parameters of the target and the jamming on the output target signal and jamming after oblique projection are mainly analyzed. Analytic expressions of output signal errors of the target and the jamming are presented. Based on this, the output interference-to-signal ratio and angle measurement error after oblique projection are further derived. Theoretical derivation and simulation results both demonstrate that angle measurement error of radar seeker after oblique projection is unrelated to the estimation error of the polarization parameters of the target, and is related to the estimation error of the polarization parameters for the jamming. Oblique projection can suppress the jamming to some extent and is good for enhancing the angle measurement accuracy of radar seeker if the estimation errors of the polarization parameters of the jamming are within the range of minus ten degree to ten degree.

Key words: radar seeker; anti-jamming; centroid jamming; oblique projection; polarization

1 引言

释放箔条云、角反射器等质心干扰是舰船发现自身被来袭导弹稳定跟踪时常用的一种防御手段^[1].质心干扰与舰船处于同一距离、多普勒、角度分辨单元内,其雷

达散射截面积(RCS)大于舰船 RCS,从而使得单脉冲雷达导引头目标指示角偏离目标,最终导致导弹脱靶.如何抗质心干扰是雷达导引头亟待解决的技术难题.

目前,国外关于雷达导引头抗质心干扰的研究报道较少,国内学者立足于不同的雷达导引头体制,提出

了一些箔条质心干扰的鉴别方法^[2~4],但这些方法并没有抑制干扰信号,干扰的存在仍会导致较大的测角误差.文献[5]指出,当目标与干扰信号的极化状态已知时,极化滤波技术能够较好的抑制干扰,而实际中,目标与干扰信号的极化状态难以精确已知.最近,文献[6]提出将斜投影技术用于反舰导弹雷达导引头抗箔条质心干扰,但文中缺乏对斜投影抗干扰性能的深入分析.斜投影是正交投影的扩展,当两子空间不相关时,其能将其中一个子空间的信号完全抑制,同时,无失真的保留另一子空间的信号^[7],为此,斜投影技术在通信和图形处理等方面得以广泛应用^[8~12].理论上,当目标、干扰极化相位描述子已知、且互不相等时,斜投影处理能够完全抑制干扰;而实际中,目标、干扰极化相位描述子未知,目标、干扰极化相位描述子估计难免存在误差,在这种情况下,斜投影干扰抑制效果如何?斜投影处理后的测角误差与目标、干扰极化相位描述子估计误差之间的关系怎样?均值得研究.

本文旨在分析当目标、干扰极化相位描述子存在估计误差时,双极化雷达导引头采用斜投影处理时的抗质心干扰性能,暂不涉及具体的目标、干扰极化相位描述子估计方法.通过理论分析,推导得到了斜投影输出目标、干扰信号误差与目标、干扰极化相位描述子估计误差之间的解析表达式,基于此,进一步推导得到了斜投影输出干信比、单脉冲比误差与目标、干扰极化状态估计误差之间的关系式.仿真结果验证了理论分析的正确性.

2 斜投影算子构建

考虑双极化雷达导引头采用水平极化发射、水平和垂直极化分别接收,则雷达导引头接收到的目标、干扰信号可分别表示为

$$S_t = \begin{bmatrix} S_t^{HH} \\ S_t^{HV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_t \\ \sin \gamma_t e^{j\delta_t} \end{bmatrix} A_t e^{j\varphi_t} = S s_t \quad (1)$$

$$S_i = \begin{bmatrix} S_i^{HH} \\ S_i^{HV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_i \\ \sin \gamma_i e^{j\delta_i} \end{bmatrix} A_i e^{j\varphi_i} = I s_i \quad (2)$$

其中,

$$S = \begin{bmatrix} \cos \gamma_t \\ \sin \gamma_t e^{j\delta_t} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$I = \begin{bmatrix} \cos \gamma_i \\ \sin \gamma_i e^{j\delta_i} \end{bmatrix} \quad (4)$$

分别为目标、干扰极化相位描述子 (γ_t, δ_t) 、 (γ_i, δ_i) 构成的子空间, γ_t, γ_i 分别为目标、干扰极化角, δ_t, δ_i 分别为目标、干扰极化角相差, $s_t = A_t e^{j\varphi_t}$, $s_i = A_i e^{j\varphi_i}$,上标 HH、HV 分别表示水平和垂直极化接收通道.

用 s_t 分别对 S_t, S_i 进行归一化,得

$$\bar{S}_t = S \quad (5)$$

$$\bar{S}_i = \begin{bmatrix} \cos \gamma_i \\ \sin \gamma_i e^{j\delta_i} \end{bmatrix} A_r e^{j\Delta\varphi} = I s_r \quad (6)$$

其中, $s_r = A_r e^{j\Delta\varphi}$, $A_r = A_i/A_t$, $\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_t$.

假定目标、干扰极化子空间 S, I 均为列满秩向量,当目标与干扰的极化角、极化角相差不同时相等时, S 与 I 线性无关,则由 S, I 分别张成的子空间 $\text{span } S$ 与 $\text{span } I$ 无交连.此时,可定义沿着子空间 $\text{span } S$ 到子空间 $\text{span } I$ 的斜投影算子^[7]

$$E_{SI} = [S \quad 0] \begin{bmatrix} S^H S & S^H I \\ I^H S & I^H I \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S^H \\ I^H \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中,上标 H 表示共轭转置.式(7)可简化为

$$E_{SI} = S (S^H P_I^\perp S)^{-1} S^H P_I^\perp \quad (8)$$

其中, $P_I^\perp = E - I (I^H I)^{-1} I^H$ 为干扰子空间 I 的正交投影算子, E 为 2×2 的单位矩阵.当 S 和 I 相互正交时,斜投影算子即为正交投影算子.

将式(3)、(4)代入式(8),得

$$E_{SI} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中, $g_{11} = \frac{1}{1 - e^{-j(\delta_i - \delta_t)} \cot \gamma_t \tan \gamma_i}$,

$$g_{12} = \frac{1}{-e^{j\delta_t} \tan \gamma_i + e^{j\delta_i} \tan \gamma_t},$$

$$g_{21} = \frac{1}{-e^{-j\delta_t} \cot \gamma_i + e^{-j\delta_i} \cot \gamma_t},$$

$$g_{22} = \frac{1}{1 - e^{j(\delta_i - \delta_t)} \cot \gamma_t \tan \gamma_i}.$$

根据斜投影算子的性质,有

$$\left. \begin{aligned} E_{SI} S &= S \\ E_{SI} I &= \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{0}_{2 \times 1} = [0 \quad 0]^T$,上标 T 表示转置.因此,雷达导引头接收信号经斜投影处理后的输出信号可表示为

$$X = E_{SI} [S_t + S_i + S_n] = S_t + E_{SI} S_n \quad (11)$$

其中, $S_n = [S_n^{HH} \quad S_n^{HV}]^T$, S_n^{HH}, S_n^{HV} 分别为水平、垂直极化通道接收的杂波与噪声叠加信号.可见,当目标、干扰极化相位描述子已知时,斜投影算子能够在完全抑制干扰信号的同时,无失真的保留目标信号.

3 斜投影输出信号误差

实际中,目标、干扰极化相位描述子未知.在对目标、干扰极化相位描述子进行估计时,不同场景、不同估计方法下的估计精度不同^[13~15],但都难免存在估计误差.而当目标、干扰极化相位描述子存在估计误差时,斜投影算子会发生改变,斜投影输出的干扰信号存

在剩余, 目标回波也会失真. 为此, 下面来具体分析目标、干扰极化相位描述子估计误差对斜投影输出目标、干扰信号的影响.

令估计得到的目标、干扰极化相位描述子分别为 $(\hat{\gamma}_i, \hat{\delta}_i)$ 、 $(\hat{\gamma}_i, \hat{\delta}_i)$, 则斜投影算子实际为

$$\hat{\mathbf{E}}_{SI} = \begin{bmatrix} \hat{g}_{11} & \hat{g}_{12} \\ \hat{g}_{21} & \hat{g}_{22} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\text{其中, } \hat{g}_{11} = \frac{1}{1 - e^{-j(\hat{\delta}_i - \hat{\delta}_i)} \cot \hat{\gamma}_i \tan \hat{\gamma}_i},$$

$$\hat{g}_{12} = \frac{1}{-e^{j\hat{\delta}_i} \tan \hat{\gamma}_i + e^{j\hat{\delta}_i} \tan \hat{\gamma}_i},$$

$$\hat{g}_{21} = \frac{1}{-e^{-j\hat{\delta}_i} \cot \hat{\gamma}_i + e^{-j\hat{\delta}_i} \cot \hat{\gamma}_i},$$

$$\hat{g}_{22} = \frac{1}{1 - e^{j(\hat{\delta}_i - \hat{\delta}_i)} \cot \hat{\gamma}_i \tan \hat{\gamma}_i}.$$

经斜投影处理后的输出目标信号可表示为

$$\hat{\mathbf{S}}_t = \hat{\mathbf{E}}_{SI} \mathbf{S} = \begin{bmatrix} \hat{S}_t^{\text{HH}} \\ \hat{S}_t^{\text{HV}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos \gamma_i}{1 - e^{-j(\hat{\delta}_i - \hat{\delta}_i)} \cot \hat{\gamma}_i \tan \hat{\gamma}_i} + \frac{e^{j\hat{\delta}_i} \sin \gamma_i}{-e^{j\hat{\delta}_i} \tan \hat{\gamma}_i + e^{j\hat{\delta}_i} \tan \hat{\gamma}_i} \\ \frac{\cos \gamma_i}{-e^{-j\hat{\delta}_i} \cot \hat{\gamma}_i + e^{-j\hat{\delta}_i} \cot \hat{\gamma}_i} + \frac{e^{j\hat{\delta}_i} \sin \gamma_i}{1 - e^{j(\hat{\delta}_i - \hat{\delta}_i)} \cot \hat{\gamma}_i \tan \hat{\gamma}_i} \end{bmatrix} \quad (13)$$

经斜投影处理后的干扰信号为

$$\hat{\mathbf{S}}_i = \hat{\mathbf{E}}_{SI} \mathbf{I} = \begin{bmatrix} \hat{S}_i^{\text{HH}} \\ \hat{S}_i^{\text{HV}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos \gamma_i}{1 - e^{-j(\hat{\delta}_i - \hat{\delta}_i)} \cot \hat{\gamma}_i \tan \hat{\gamma}_i} + \frac{e^{j\hat{\delta}_i} \sin \gamma_i}{-e^{j\hat{\delta}_i} \tan \hat{\gamma}_i + e^{j\hat{\delta}_i} \tan \hat{\gamma}_i} \\ \frac{\cos \gamma_i}{-e^{-j\hat{\delta}_i} \cot \hat{\gamma}_i + e^{-j\hat{\delta}_i} \cot \hat{\gamma}_i} + \frac{e^{j\hat{\delta}_i} \sin \gamma_i}{1 - e^{j(\hat{\delta}_i - \hat{\delta}_i)} \cot \hat{\gamma}_i \tan \hat{\gamma}_i} \end{bmatrix} \mathbf{I}_r \quad (14)$$

与理想情况下的斜投影输出信号相比, 目标、干扰信号输出误差可分别表示为:

$$\Delta \mathbf{S}_t = \hat{\mathbf{S}}_t - \mathbf{S}_t = \begin{bmatrix} \cos \gamma_i \left(\frac{1}{1 - e^{-j(\hat{\delta}_i - \hat{\delta}_i)} \cot \hat{\gamma}_i \tan \hat{\gamma}_i} - 1 \right) + \frac{e^{j\hat{\delta}_i} \sin \gamma_i}{-e^{j\hat{\delta}_i} \tan \hat{\gamma}_i + e^{j\hat{\delta}_i} \tan \hat{\gamma}_i} \\ \frac{\cos \gamma_i}{-e^{-j\hat{\delta}_i} \cot \hat{\gamma}_i + e^{-j\hat{\delta}_i} \cot \hat{\gamma}_i} + e^{j\hat{\delta}_i} \sin \gamma_i \left(\frac{1}{1 - e^{j(\hat{\delta}_i - \hat{\delta}_i)} \cot \hat{\gamma}_i \tan \hat{\gamma}_i} - 1 \right) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\Delta \mathbf{S}_i(t) = \hat{\mathbf{S}}_i \quad (16)$$

由式(12~16)可以看出, 目标、干扰极化相位描述子估计精度决定了 $\{g_{ij} | i, j = 1, 2\}$ 的精度, 从而影响了斜投影输出目标、干扰信号误差. 因此, 式(15)、(16)中的斜投影输出的目标与干扰信号误差又可分别表示为

$$\Delta \mathbf{S}_t(t) = \begin{bmatrix} \Delta S_t^{\text{HH}} \\ \Delta S_t^{\text{HV}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta g_{11} & \Delta g_{12} \\ \Delta g_{21} & \Delta g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_t^{\text{HH}} \\ S_t^{\text{HV}} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\Delta \mathbf{S}_i(t) = \begin{bmatrix} \Delta S_i^{\text{HH}} \\ \Delta S_i^{\text{HV}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta g_{11} & \Delta g_{12} \\ \Delta g_{21} & \Delta g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_i^{\text{HH}} \\ S_i^{\text{HV}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

其中, $\Delta g_{ij} = \hat{g}_{ij} - g_{ij}$, $i, j = 1, 2$. 设目标、干扰极化相位描述子估计误差分别为 $(\Delta \gamma_i, \Delta \delta_i)$ 、 $(\Delta \gamma_i, \Delta \delta_i)$, 当目标、干扰极化相位描述子估计误差较小时, 根据误差传递方法, Δg_{11} 可用 $\Delta \gamma_i, \Delta \gamma_i, \Delta \delta_i, \Delta \delta_i$ 线性表示为^[16]:

$$\Delta g_{11}(\gamma_i, \delta_i, \gamma_i, \delta_i) \approx \left| \frac{\partial g_{11}}{\partial \gamma_i} \right| \Delta \gamma_i + \left| \frac{\partial g_{11}}{\partial \delta_i} \right| \Delta \delta_i + \left| \frac{\partial g_{11}}{\partial \gamma_i} \right| \Delta \gamma_i + \left| \frac{\partial g_{11}}{\partial \delta_i} \right| \Delta \delta_i \quad (19)$$

对式(19)进一步化简, 可得

$$\Delta g_{11}(\gamma_i, \delta_i, \gamma_i, \delta_i) \approx \frac{e^{j(\delta_i + \delta_i)}}{\Omega} [2\Delta \gamma_i \sin(2\gamma_i) - 2\Delta \gamma_i \sin(2\gamma_i) + j(\Delta \delta_i - \Delta \delta_i) \sin(2\gamma_i) \sin(2\gamma_i)] \quad (20)$$

其中, $\Omega = (2e^{j\delta_i} \cos \gamma_i \sin \gamma_i - 2e^{j\delta_i} \cos \gamma_i \sin \gamma_i)^2$.

同理可求得:

$$\Delta g_{12}(\gamma_i, \delta_i, \gamma_i, \delta_i) \approx \left| \frac{\partial g_{12}}{\partial \gamma_i} \right| \Delta \gamma_i + \left| \frac{\partial g_{12}}{\partial \delta_i} \right| \Delta \delta_i + \left| \frac{\partial g_{12}}{\partial \gamma_i} \right| \Delta \gamma_i + \left| \frac{\partial g_{12}}{\partial \delta_i} \right| \Delta \delta_i = \frac{1}{\Omega} [4\Delta \gamma_i \cos^2 \gamma_i e^{j\delta_i} - 4\Delta \gamma_i \cos^2 \gamma_i e^{j\delta_i} - 2j\Delta \delta_i \cos^2 \gamma_i \sin(2\gamma_i) e^{j\delta_i} + 2j\Delta \delta_i \cos^2 \gamma_i \sin(2\gamma_i) e^{j\delta_i}] \quad (21)$$

$$\Delta g_{21}(\gamma_i, \delta_i, \gamma_i, \delta_i) \approx \left| \frac{\partial g_{21}}{\partial \gamma_i} \right| \Delta \gamma_i + \left| \frac{\partial g_{21}}{\partial \delta_i} \right| \Delta \delta_i + \left| \frac{\partial g_{21}}{\partial \gamma_i} \right| \Delta \gamma_i + \left| \frac{\partial g_{21}}{\partial \delta_i} \right| \Delta \delta_i = \frac{1}{\Omega} [4\Delta \gamma_i \sin^2 \gamma_i e^{j(2\delta_i + \delta_i)} + 2j\Delta \delta_i \sin^2 \gamma_i \sin(2\gamma_i) e^{j(2\delta_i + \delta_i)} - 4\Delta \gamma_i \sin^2 \gamma_i e^{j(\delta_i + 2\delta_i)} - 2j\Delta \delta_i \sin^2 \gamma_i \sin(2\gamma_i) e^{j(\delta_i + 2\delta_i)}] \quad (22)$$

$$\Delta g_{22}(\gamma_i, \delta_i, \gamma_i, \delta_i) \approx \left| \frac{\partial g_{22}}{\partial \gamma_i} \right| \Delta \gamma_i + \left| \frac{\partial g_{22}}{\partial \delta_i} \right| \Delta \delta_i + \left| \frac{\partial g_{22}}{\partial \gamma_i} \right| \Delta \gamma_i + \left| \frac{\partial g_{22}}{\partial \delta_i} \right| \Delta \delta_i = \frac{e^{j(\delta_i + \delta_i)}}{\Omega} [-2\Delta \gamma_i \sin(2\gamma_i) + 2\Delta \gamma_i \sin(2\gamma_i) + j(\Delta \delta_i - \Delta \delta_i) \sin(2\gamma_i) \sin(2\gamma_i)] \quad (23)$$

将式(20)~(23)代入式(17)、(18), 可得:

$$\Delta \mathbf{S}_t(t) = \begin{bmatrix} \Delta S_t^{\text{HH}} \\ \Delta S_t^{\text{HV}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta \gamma_i}{-\sin \gamma_i + \cos \gamma_i \tan \gamma_i e^{j(\delta_i - \hat{\delta}_i)} + \frac{-j \cdot \Delta \delta_i}{\sec \gamma_i - \csc \gamma_i \tan \gamma_i e^{j(\delta_i - \hat{\delta}_i)}}} \\ \frac{\Delta \gamma_i}{\cos \gamma_i e^{-j\hat{\delta}_i} - \cot \gamma_i \sin \gamma_i e^{-j\hat{\delta}_i} + \frac{j \cdot \Delta \delta_i}{\csc \gamma_i e^{-j\hat{\delta}_i} - \cot \gamma_i \sec \gamma_i e^{-j\hat{\delta}_i}}} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\Delta \mathbf{S}_i(t) = \begin{bmatrix} \Delta S_i^{\text{HH}} \\ \Delta S_i^{\text{HV}} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{\Delta\gamma_i}{\sin\gamma_i - \cos\gamma_i \tan\gamma_i e^{-j(\delta_i - \hat{\delta}_i)} + \frac{j \cdot \Delta\delta_i}{\sec\gamma_i - \csc\gamma_i \tan\gamma_i e^{-j(\delta_i - \hat{\delta}_i)}} \\ \frac{\Delta\gamma_i}{-\cos\gamma_i e^{-j\hat{\delta}_i} + \cot\gamma_i \sin\gamma_i e^{-j\hat{\delta}_i}} + \frac{-j \cdot \Delta\delta_i}{\csc\gamma_i e^{-j\hat{\delta}_i} - \cot\gamma_i \sec\gamma_i e^{-j\hat{\delta}_i}} \end{bmatrix} s_r \quad (25)$$

式(24)、(25)说明,无论是水平极化通道,还是垂直极化通道,当目标、干扰极化相位描述子估计误差较小时,斜投影输出目标信号误差与目标极化相位描述子估计误差有关,与干扰极化相位描述子估计误差无关;斜投影输出干扰信号误差与干扰极化相位描述子估计误差有关,与目标极化相位描述子估计误差无关.值得注意的是,当目标、干扰极化相位描述子估计误差过大时,式(20~23)的线性近似法将不再适用,此时应根据式(15)、(16)来计算斜投影输出目标、干扰信号误差.

4 单脉冲比误差

雷达导引头采用振幅和差单脉冲测角方式进行测角,斜投影输出存在干扰信号时,雷达导引头单脉冲比可表示为

$$r_m = \operatorname{Re} \left(\frac{d_m}{s_m} \right) = \eta_i + (\eta_i - \eta_l) \cdot \frac{\frac{\alpha_{i,m}^2}{\alpha_{l,m}^2} + \frac{\alpha_{i,m}}{\alpha_{l,m}} \cos(\psi_{l,m} - \psi_{i,m})}{1 + \frac{\alpha_{i,m}^2}{\alpha_{l,m}^2} + \frac{2\alpha_{i,m}}{\alpha_{l,m}} \cos(\psi_{l,m} - \psi_{i,m})}, \quad m = 1, 2 \quad (26)$$

其中, Re 表示取实部, d_m 、 s_m 分别为斜投影处理后差、和通道输出信号, $m = 1, 2$ 分别表示水平、垂直极化通道, η_l 、 η_i 分别为目标、干扰信号到达角, $\alpha_{l,m}$ 、 $\alpha_{i,m}$ 分别为经斜投影处理后 m 极化通道的和通道输出目标、干扰信号幅度, $\psi_{l,m}$ 、 $\psi_{i,m}$ 分别为经斜投影处理后 m 极化通道的和通道输出目标、干扰信号相位,对于舰船目标而言,信噪比足够大,杂波与噪声可忽略.从式(26)可以看出,单脉冲比误差与斜投影输出干信比 $\operatorname{ISR}_m = \frac{\alpha_{i,m}^2}{\alpha_{l,m}^2}$ 、目标与干扰相位差 $\Delta\psi_m = \psi_{l,m} - \psi_{i,m}$ 有关.

根据式(13)、(14)可计算得到水平极化通道斜投影输出干信比为

$$\operatorname{ISR}_1 = \frac{|\hat{S}_i^{\text{HH}}|^2}{|\hat{S}_l^{\text{HH}}|^2} = A_r^2 \left| \frac{e^{j\hat{\delta}_i} \cos\gamma_i \sin\hat{\gamma}_i - e^{j\delta_i} \cos\hat{\gamma}_i \sin\gamma_i}{e^{j\hat{\delta}_i} \cos\gamma_i \sin\hat{\gamma}_i - e^{j\delta_i} \cos\hat{\gamma}_i \sin\gamma_i} \right|^2 \quad (27)$$

在此,定义 $\mathbf{B} = [\mathbf{I} \quad \hat{\mathbf{I}}]$, $\mathbf{C} = [\mathbf{S} \quad \hat{\mathbf{I}}]$, 其中, $\hat{\mathbf{I}} = [\cos\hat{\gamma}_i \quad \sin\hat{\gamma}_i e^{j\hat{\delta}_i}]^T$, 则式(27)可改写为

$$\operatorname{ISR}_1 = A_r^2 \cdot \frac{|\det \mathbf{B}|^2}{|\det \mathbf{C}|^2} \quad (28)$$

其中, \det 表示取行列式.

由式(27)可见,干信比与实际目标、干扰极化相位描述子以及估计得到的干扰极化相位描述子有关,而与估计得到的目标极化相位描述子无关,即与目标极化相位描述子估计误差无关.同时,式(28)说明,目标极化相位描述子 (γ_i, δ_i) 与干扰估计极化相位描述子 $(\hat{\gamma}_i, \hat{\delta}_i)$ 越相似, $|\det \mathbf{C}|^2$ 越小, ISR_1 则越大.

同理,可以求得垂直极化通道的干信比

$$\operatorname{ISR}_2 = \operatorname{ISR}_1 \quad (29)$$

这说明垂直通道与水平通道具有完全相同的干扰抑制效果.

由式(26)可知,为了求取单脉冲比误差与目标、干扰极化相位描述子估计误差之间的解析表达式,需求取 ISR_m 、 $\Delta\psi_m = \psi_{l,m} - \psi_{i,m}$ 与目标、干扰极化相位描述子估计误差之间的关系式,由于 $\Delta\psi_m$ 较难解析表示,我们将式(26)变换为

$$r_m = \operatorname{Re} \left(\frac{\eta_l s_{l,m} + \eta_i s_{i,m}}{s_{l,m} + s_{i,m}} \right) = \eta_l + (\eta_i - \eta_l) \cdot \operatorname{Re} \left(\frac{s_{i,m}}{s_{l,m} + s_{i,m}} \right) \quad (30)$$

其中, $s_{l,m} = \alpha_{l,m} e^{j\psi_{l,m}}$, $s_{i,m} = \alpha_{i,m} e^{j\psi_{i,m}}$. 以水平极化通道为例,当存在极化相位描述子估计误差时,水平极化通道单脉冲比误差为

$$\Delta r_1 = (\eta_i - \eta_l) \operatorname{Re} \left(\frac{\Delta S_i^{\text{HH}}}{S_l^{\text{HH}} + \Delta S_l^{\text{HH}} + \Delta S_i^{\text{HH}}} \right) = (\eta_i - \eta_l) \operatorname{Re} \left(\frac{A_r e^{j\Delta\varphi} \cdot \det \mathbf{B}}{A_r e^{j\Delta\varphi} \cdot \det \mathbf{B} + \det \mathbf{C}} \right) \quad (31)$$

可以看出,最终的单脉冲比误差与干扰极化相位描述子估计误差有关,与目标极化相位描述子估计误差无关.

同理可以求得,垂直极化通道单脉冲比误差为

$$\Delta r_2 = \Delta r_1 \quad (32)$$

即垂直极化通道与水平极化通道具有相同的测角性能.

5 仿真结果与分析

设干扰极化相位描述子 $(\gamma_i, \delta_i) = (45^\circ, 30^\circ)$, $(\hat{\gamma}_i, \hat{\delta}_i) = (40^\circ, 35^\circ)$, 导引头波束宽度为 4° , 目标与干扰关于导引头主波束中心对称分布,两者之间的夹角为 2° , 目标归一化幅度为 1, 目标、质心干扰 RCS 之比为 1:3, 目标、干扰归一化相位 φ_l 、 φ_i 分别为 0° 、 30° . 以水平极化通道为例,不同目标极化状态下的斜投影输出干信比和单脉冲测角误差分别如图 1、2 所示. 图 1 中, ISR_1 单位为 dB, 图 1、2 中, γ_i 、 δ_i 的采样间隔均为 1° .

从图 1 中可以看出, ISR_1 分别关于 $\gamma_i = 40^\circ$ 、 $\delta_i = 35^\circ$ 近似对称. γ_i 越靠近 $\hat{\gamma}_i$ 、 δ_i 越靠近 $\hat{\delta}_i$, ISR_1 增长速度越快, ISR_1 也越大,斜投影干扰抑制效果越差;当 (γ_i, δ_i)

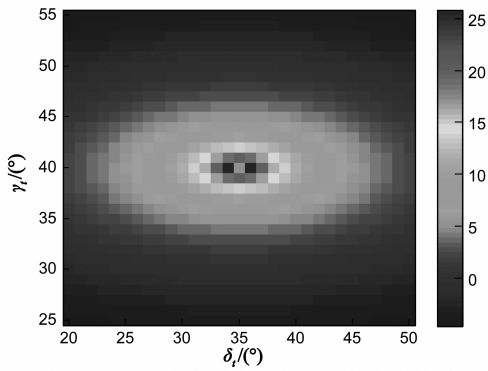
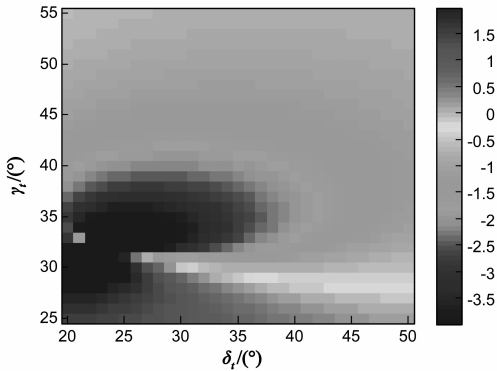
图1 ISR_1 随目标极化相位描述子的变化关系

图2 测角误差随目标极化相位描述子的变化关系

与 $(\hat{\gamma}_i, \hat{\delta}_i)$ 接近到一定程度, ISR_1 会急剧增大, 大于斜投影输入干信比, ISR_1 在 (γ_i, δ_i) 为 $(40^\circ, 34^\circ)$ 和 $(40^\circ, 36^\circ)$ 时达到最大, 此时, 斜投影对干扰抑制起负作用; 当 $(\gamma_i, \delta_i) = (\hat{\gamma}_i, \hat{\delta}_i)$ 时, \mathbf{S} 与 $\hat{\mathbf{I}}$ 完全相关, 斜投影处理完全失效, ISR_1 与斜投影输入干信比相等. 同时, 图 1 表明,

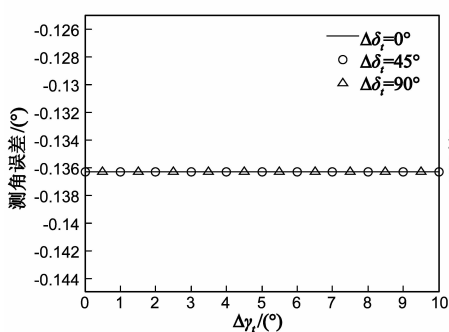
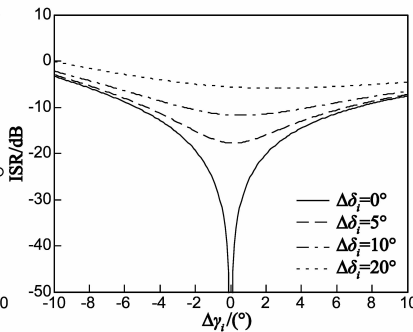
图3 测角误差与目标极化相位描述子估计误差之间的关系 ($\Delta\gamma_i=5^\circ, \Delta\delta_i=5^\circ$)

图4 干信比随干扰极化相位描述子估计误差的变化关系

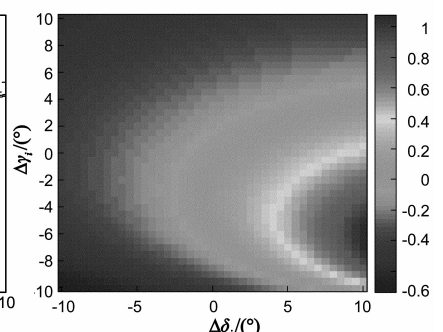


图5 测角误差随干扰极化相位描述子估计误差的变化关系

ISR_1 随 γ_i 变化的速度较随 δ_i 变化的速度快, 这说明 ISR_1 对 γ_i 更加敏感. 虽然 (γ_i, δ_i) 与 $(\hat{\gamma}_i, \hat{\delta}_i)$ 越相似, 干信比越大, 但对应的测角误差不一定越大, 如图 2 所示. 这是因为测角误差最终由干信比、目标与干扰相位差 $\Delta\psi_m$ 共同决定.

假定目标极化相位描述子为 $(10^\circ, 56^\circ)$, 图 3 给出了导引头水平极化通道测角误差随目标极化相位描述子估计误差的变化关系.

图 3 说明, 斜投影处理后的雷达导引头测角误差与目标极化相位描述子估计误差无关, 与式 (31) 一致. 在 $\Delta\gamma_i = 5^\circ, \Delta\delta_i = 5^\circ$ 情况下, 雷达导引头测角误差约为 -0.136° . 而未采用斜投影处理时, 导引头测角误差为 -1.359° . 可见, 在所设定干扰极化相位描述子估计误差下, 斜投影处理能够较好的抑制质心干扰信号, 使得导引头测角精度显著提高.

斜投影处理后的输出干信比、测角误差与干扰极化相位描述子估计误差之间的关系分别如图 4、5 所示, 图 5 中测角误差单位为度. 从图 4 中可以看出, $|\Delta\gamma_i|, |\Delta\delta_i|$ 越小, 斜投影处理对干扰抑制越充分, 输出干信比越小. 当 $\Delta\gamma_i = \Delta\delta_i = 0$ 时, 干扰完全被抑制. 受 $ISR_1, \Delta\psi_1$ 的共同影响, 测角误差绝对值不随 $\Delta\gamma_i$ 或 $\Delta\delta_i$ 单调变化, 如图 5 所示. 图 5 表明, 当 $\Delta\gamma_i, \Delta\delta_i$ 保持在 $\pm 10^\circ$ 范围内时, 虽然干扰极化相位描述子估计误差使得斜投影干扰抑制性能有所下降, 但与未采用斜投影处理时的测角精度相比 (此时的测角误差为 -1.359°), 斜投影仍有利于提高导引头的测角精度, 从而表明, 斜投影处理在抑制质心干扰时具有一定的鲁棒性.

6 结论

本文分析了当目标、干扰极化状态估计存在误差时, 双极化雷达导引头采用斜投影处理时的抗质心干扰性能. 通过理论分析, 推导得到了目标、干扰极化状态估计存在误差条件下的斜投影输出信号误差以及单

脉冲测角误差. 理论分析和仿真实验共同表明: (1) 斜投影输出干信比、单脉冲比测角误差与干扰极化相位描述子估计误差有关, 与目标极化相位描述子估计误差无关; (2) 目标极化相位描述子与干扰估计极化相位描述子越相似, 干信比越大; (3) 当干扰极化相位描述子估计误差在 $\pm 10^\circ$ 范围内时, 斜投影方法仍能够较好

的抑制干扰,保证导引头具有较高的测角精度。

参考文献

- [1] Schleher D C. Electronic Warfare in the Information Age[M]. Massachusetts: Artech House, 1999.
- [2] Tang G F, Zhao K, Zhao H Z, et al. A novel discrimination method of ship and chaff based on sparseness for naval radar [A]. Proceedings of 2008 IEEE Radar Conference[C]. Roma, Italy: IEEE Press, 2008. 210 – 213.
- [3] Tang F, Zheng P, Liu Z, et al. Symmetry measurement of radar echoes and its application in ship and chaff discrimination[A]. Proceedings of 2009 IET International Radar Conference[C]. Guilin, China: IET Press, 2009. 56 – 60.
- [4] 倪汉昌, 对海雷达抗箔条干扰技术途径探讨[J]. 飞航导弹, 1995, 43(8): 256 – 258.
- [5] Wang X S, Chang Y L, DAI D H, et al. Band characteristics of SINR polarization filter[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55(4): 1148 – 1154.
- [6] 来庆福, 赵晶, 冯德军, 等. 斜投影极化滤波的雷达导引头抗箔条干扰方法[J]. 信号处理, 2011, 27(7): 1016 – 1021. LAI Qing-fu, ZHAO Jing, FENG De-jun, et al. Anti-chaff method based on oblique projection polarization filtering for radar seeker[J]. Signal Processing, 2011, 27(7): 1016 – 1021. (in Chinese)
- [7] Behrens T R, Scharf L L. Signal processing applications of oblique projection operators[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(6): 1413 – 1424.
- [8] Scharf L L, Mccloud M L. Blind adaptation of zero forcing projections and oblique pseudo-inverses for subspace detection and estimation when interference dominates noise [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(12): 2938 – 2946.
- [9] Boyer R. Oblique projection for source estimation in a competitive environment: algorithm and statistical analysis [J]. Signal Processing, 2009, 89(12): 2547 – 2554.
- [10] Vandaele P, Moonen M. Two deterministic blind channel estimation algorithms based on oblique projections[J]. Signal Processing, 2000, 80(3): 481 – 495.
- [11] Boyer R, Bouleux G. Oblique projections for direction-of-arrival estimation with prior knowledge[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(4): 1374 – 1387.
- [12] Wirawan P, Abed-Meraim K, Maitre H, et al. Blind multi-channel image restoration using oblique projections[A]. Proceedings of 2002 IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop [C]. Rosslyn, VA USA: IEEE Press, 2002. 125 – 129.

- [13] Antoine R, Jocelyn C, Jerome I M. Estimation of polarization parameters using time-frequency representations and its applications to waves separation [J]. Signal Processing, 2006, 86(12): 3714 – 3731.
- [14] Wong T K, Zoltowski D M. Self-initiating MUSIC-based direction finding and polarization estimation in spatio-polarizational beamspace [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2000, 48(8): 1235 – 1245.
- [15] 王雪松, 汪连栋, 肖顺平, 庄钊文. 自适应极化滤波器的理论性能分析[J]. 电子学报, 2004, 32(8): 1326 – 1329. WANG Xue-song, WANG Lian-dong, XIAO Shun-ping, et al. Theoretical performance analysis of adaptive polarization filters[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(8): 1326 – 1329. (in Chinese)
- [16] 沈永欢, 梁在中, 许履瑚, 等. 数学手册[M]. 北京: 科学出版社, 1999.

作者简介



杨勇 男, 1985年7月出生于湖北省钟祥市, 博士生, 主要研究方向为复杂背景下雷达检测与抗干扰技术。

E-mail: youngfvc@163.com



肖顺平 男, 1964年4月出生于江西省南昌市, 教授, 博士生导师, “863”专家, 总装备部仿真专业组专家, 中国电子学会高级会员, 研究方向为雷达极化信息处理、电子信息仿真评估技术。

E-mail: qwertmingx@tom.com

冯德军 男, 1972年11月出生于湖南省湘潭市, 副研究员, 硕士生导师, 主要研究方向为雷达目标识别与综合电子战。

E-mail: fdj117@sina.com

张文明 男, 1972年3月出生于湖南省湘潭市, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为空间信息获取与处理技术。

E-mail: superzwm@tom.com