

有源转发式干扰的全极化单脉冲雷达抑制方法研究

李永祯^① 胡万秋^{*①} 陈思伟^① 殷加鹏^① 王雪松^{①②}

^①(国防科技大学电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室 长沙 410073)

^②(国防科技大学理学院 长沙 410073)

摘 要: 有源转发式干扰成为防空反导、反舰攻击等典型作战场景下非常重要的一种干扰样式,对现代雷达形成了严重威胁。该文针对有源转发式干扰对雷达形成的距离欺骗性假目标干扰和角度欺骗性干扰两种典型情况,研究了全极化单脉冲雷达识别转发式干扰并加以抑制的方法,理论推导和仿真实验结果表明利用极化信息可以识别并抑制此类干扰,这对新一代极化雷达适应复杂电磁环境问题的研究具有深刻的理论指导和借鉴意义。

关键词: 雷达转发式干扰; 全极化; 单脉冲; 鉴别与抑制

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)02-0276-07

DOI: 10.11999/JEIT140146

Active Repeater Jamming Suppression Using Polarimetric Monopulse Radar

Li Yong-zhen^① Hu Wan-qiu^① Chen Si-wei^① Yin Jia-peng^① Wang Xue-song^{①②}

^①(State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

^②(College of Science, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The active repeater jamming is a very important jamming technique in the modern warfare, especially for the air defense, anti-missile and anti-warship operations. It becomes a serious threat for the modern radar systems. This paper focuses on the representative distance-deception and angle-deception artifacts in radar formed by the active repeater jamming techniques. The discrimination and suppression of such active repeater jamming with fully polarimetric mono-pulse radar is studied. The theoretical investigations and simulation experiments demonstrate and validate that the utilization of polarization information has the capability to identify and suppress these jamming patterns. The obtained conclusion shows great potential for the further studies and can assist the investigation of the issue that how radar can be adapted to the complex electromagnetic environment.

Key words: Radar repeater jamming; Full polarimetry; Mono-pulse; Discrimination and suppression

1 引言

随着现代战场电磁环境的日益复杂恶劣,尤其是电子对抗技术和装备的快速发展,雷达系统的工作性能日益受到挑战。目前,随着数字储频(Digital Radio Frequency Memory, DRFM)、固态功放和超大规模集成电路等技术的快速发展,有源欺骗性干扰,尤其是转发式干扰成为防空反导、反舰攻击等典型应用场景下非常重要的一种干扰样式^[1-3],诸如拖曳式有源诱饵,对现代雷达及雷达导引头系统形成了严重威胁。

极化描述了电磁波的矢量运动特征,是电磁波

幅度、频率、相位以外的一个重要基本参量。极化信息用于抗有源压制式干扰的研究较多,并取得了较多的理论与实际应用成果,诸如极化滤波、自适应极化对消等^[4-7],但是用于抗有源欺骗式干扰的研究相对较少,主要侧重于距离多假目标干扰,交叉极化干扰等识别与抑制方面^[8-10]。

随着雷达极化理论与技术的蓬勃发展,同时极化测量体制雷达(简称为同时极化雷达)已成为极化雷达技术发展的主流方向,具有在一个脉冲重复周期(Pulse Recurrence Time, PRT)内获得目标与环境全极化特性的能力,为对抗复杂电子干扰提供了更为有效的应用潜力。同时,对于防空反导、精确打击等应用而言,雷达一般采用单脉冲体制进行目标角度信息的测量,这也就是说,同时极化雷达测量体制与单脉冲测角体制相结合,这种新体制雷达

2014-01-23 收到, 2014-12-01 改回

国家自然科学基金青年科学基金(60802078) 资助课题

*通信作者: 胡万秋 wanqiu_1985@sina.com

(简称为全极化单脉冲雷达)在一个PRT内可以获得目标位置(距离、角度)和极化散射矩阵的完整测量。本文针对转发式干扰对雷达及雷达导引头形成的距离欺骗假目标和角度欺骗性干扰两种典型情况,分别研究了全极化单脉冲雷达识别转发式干扰并加以抑制的方法,理论推导和仿真实验结果表明该方法具有潜在的优良抗干扰性能。

2 同时极化雷达接收信号的建模与信息反演

2.1 全极化单脉冲雷达目标回波的建模与极化/角度信息测量

同时极化雷达是采用一对正交极化通道“同时发射、同时接收”的工作模式,原理上在一个PRT内即可获得目标极化散射矩阵(Polarization Scattering Matrix, PSM)的完整测量。全极化单脉冲雷达的原理框图如图1所示。

设雷达发射信号为 $\mathbf{e}^e(t) = \begin{bmatrix} E_H^e(t) \\ E_V^e(t) \end{bmatrix}$, $t \in T_p$,

$E_H^e(t)$, $E_V^e(t)$ 分别为水平、垂直极化通道的发射信号, T_p 为发射信号的时域支撑集。理想条件下,水平、垂直极化通道的发射信号需要满足一定关系^[9]。那么,距离雷达 R 处的一个雷达目标散射回波分别被水平、垂直极化通道接收,其输出信号 $\mathbf{e}^o(t)$ 为

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^o(t) &= \begin{bmatrix} E_H^o(t) \\ E_V^o(t) \end{bmatrix} = A_e \mathbf{S} \mathbf{e}^e(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \begin{bmatrix} A_t [S_{HH} E_H^e(t) + S_{VH} E_V^e(t)] + n_H(t) \\ A_t [S_{HV} E_H^e(t) + S_{VV} E_V^e(t)] + n_V(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $E_H^o(t)$, $E_V^o(t)$ 分别为水平、垂直极化通道的

输出信号, $\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix}$ 为目标的PSM, $A_e =$

$\sqrt{\frac{P_t}{(4\pi)^3 L_s}} \frac{\lambda K_{RF}}{R^2} f_T(\theta) f_R(\theta)$ 为与距离信息等因素有关的调制系数, P_t 为雷达发射功率, λ 为雷达工作波长, K_{RF} 为射频放大系数, L_s 为雷达系统损耗, $f_T(\theta)$ 为雷达发射天线电压增益, $f_R(\theta)$ 为雷达接收天线电压增益。 $n_H(t)$, $n_V(t)$ 分别为水平、垂直极化通道的噪声。

在忽略接收机噪声的情况下,对两正交极化通道输出 $[E_H^o(t), E_V^o(t)]^T$ 分别进行水平、垂直极化通道匹配滤波处理,易得其四路输出为

$$\mathbf{E}^o = \begin{bmatrix} E_{HH}^o \\ E_{VH}^o \\ E_{HV}^o \\ E_{VV}^o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_e S_{HH} \\ A_e S_{VH} \\ A_e S_{HV} \\ A_e S_{VV} \end{bmatrix} \quad (2)$$

消除距离、天线增益等调制系数 A_e 的影响,最后可以得到目标PSM的估计值在理想情况下为

$$\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix} \quad (3)$$

对于单脉冲测角而言,不失一般性,以方位角度测量为例进行分析,水平、垂直(H/V)极化接收通道分别形成对应的和差波束,某一极化通道的单脉冲测角原理示意如图2所示。其中, α 为雷达目标与瞄准轴的夹角, θ_0 为波束中心与等强信号轴的夹角。由于 α 较小,有 $f(\theta_0 \pm \alpha) \approx f(\theta_0) \mp f'(\theta_0)\alpha$ 成立,在此假设下,那么H/V极化通道分别形成的和($\mathbf{e}_S^o(t)$)差($\mathbf{e}_A^o(t)$)波束为

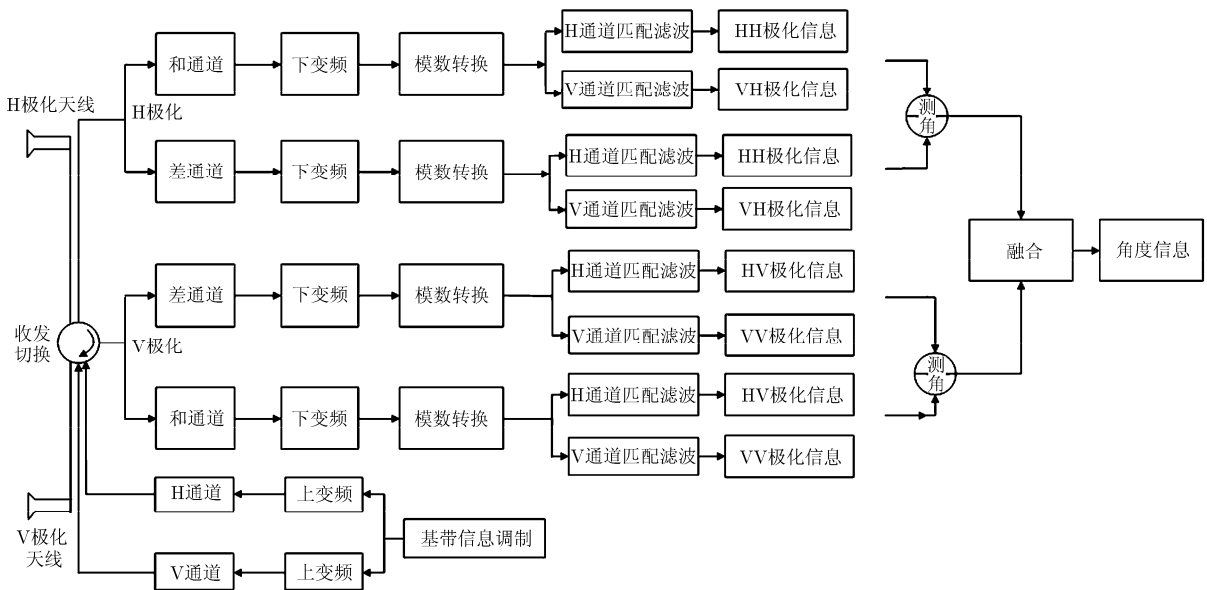


图1 全极化单脉冲雷达的原理框图

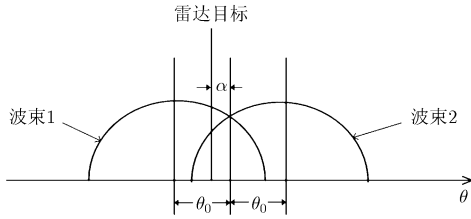


图 2 单脉冲测角原理示意图

$$\mathbf{e}_{\Sigma}^{\circ}(t) \approx 2f(\theta_0) A_e' \begin{bmatrix} S_{HH} E_H^e(t) + S_{VH} E_V^e(t) \\ S_{HV} E_H^e(t) + S_{VV} E_V^e(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{e}_{\Delta}^{\circ}(t) \approx 2\alpha f'(\theta_0) A_e' \begin{bmatrix} S_{HH} E_H^e(t) + S_{VH} E_V^e(t) \\ S_{HV} E_H^e(t) + S_{VV} E_V^e(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, $A_e' = \sqrt{\frac{P_t}{(4\pi)^3 L_s}} \frac{\lambda K_{RF}}{R^2} \cdot f_T(\theta_0)$, $f_T(\theta_0)$ 为发射

增益(对于两个接收波束而言, 发射天线增益可以近似认为是相等的)。然后, 分别进行 H/V 极化通道匹配滤波, 可以得到 4 个和波束值和 4 个差波束值

$$\left. \begin{aligned} E_{HH}^{\Sigma} &= 2f(\theta_0) A_e' S_{HH}, & E_{HH}^{\Delta} &= 2\alpha f'(\theta_0) A_e' S_{HH} \\ E_{VH}^{\Sigma} &= 2f(\theta_0) A_e' S_{VH}, & E_{VH}^{\Delta} &= 2\alpha f'(\theta_0) A_e' S_{VH} \\ E_{HV}^{\Sigma} &= 2f(\theta_0) A_e' S_{HV}, & E_{HV}^{\Delta} &= 2\alpha f'(\theta_0) A_e' S_{HV} \\ E_{VV}^{\Sigma} &= 2f(\theta_0) A_e' S_{VV}, & E_{VV}^{\Delta} &= 2\alpha f'(\theta_0) A_e' S_{VV} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

因此, 可以分别进行角度测量, 得到 4 组测角值, 理论上都是一个值。实际应用时, 在无干扰情况下可以对这些测量结果根据信噪比的大小进行综合处理, 诸如求取平均等, 可以提高测角精度。

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_i &\approx k_m \frac{E_{HH}^{\Delta}}{E_{HH}^{\Sigma}} = k_m \frac{E_{HV}^{\Delta}}{E_{HV}^{\Sigma}} = k_m \frac{E_{VH}^{\Delta}}{E_{VH}^{\Sigma}} = k_m \frac{E_{VV}^{\Delta}}{E_{VV}^{\Sigma}} \\ &= \alpha k_m \frac{f'(\theta_0)}{f(\theta_0)} = \alpha, \quad i = 1, 2, 3, 4 \end{aligned} \quad (7)$$

其中, k_m 为测角斜率, 理论上 $k_m = \frac{f(\theta_0)}{f'(\theta_0)}$ 。

2.2 转发式干扰的全极化单脉冲雷达回波建模及其等效 PSM

一般情况下, 有源转发式干扰是首先将雷达信号进行接收, 然后进行特定的幅相、时延调制后通过收发共用天线转发出去, 模拟不同距离上的假目标, 对雷达(或雷达导引头)形成欺骗干扰的效果。

设干扰机的极化方式为 $\mathbf{h}_J = \begin{bmatrix} h_{JH} \\ h_{JV} \end{bmatrix}$, 雷达发射信

号被干扰机接收后, 其信号模型为

$$v_J(t) = A_J \mathbf{h}_J^T \mathbf{e}^e(t) = A_J h_{JH} E_H^e(t) + A_J h_{JV} E_V^e(t) \quad (8)$$

其中, $A_J = \frac{\sqrt{P_t}}{\sqrt{4\pi R}} f_T(\theta) f_J(\theta)$ 为与雷达发射天线增

益、干扰接收天线增益、距离衰减等因素有关的调制量, $f_J(\theta)$ 为干扰接收天线电压增益。

对此信号进行幅相调制后, 再转发出去, 雷达水平、垂直极化通道接收的干扰信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_J(t) &= B_J v_J(t) \mathbf{h}_J + \mathbf{n}(t) \\ &= \begin{bmatrix} B_J A_J h_{JH} [h_{JH} E_H^e(t) + h_{JV} E_V^e(t)] + n_H(t) \\ B_J A_J h_{JV} [h_{JH} E_H^e(t) + h_{JV} E_V^e(t)] + n_V(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

其中, B_J 为与干扰机幅相调制、接收天线方向图增益、距离衰减等因素有关的调制量。

在忽略接收机噪声的条件下, 对上述信号分别进行 H 极化通道和 V 极化通道匹配滤波处理后, 消除距离、天线增益等调制系数的影响, 最后可以得到转发式干扰等效 PSM 的估计值在理想情况下为

$$\hat{\mathbf{S}}_J = \begin{bmatrix} h_{JH}^2 & h_{JH} h_{JV} \\ h_{JV} h_{JH} & h_{JV}^2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式(10)可见, 假目标干扰的等效 PSM 是满足互易性条件的。另外, 对于转发式有源干扰而言, H/V 极化通道分别形成的和差波束为

$$\mathbf{e}_{\Sigma}^{\circ}(t) \approx 2f(\theta_0) B_J \begin{bmatrix} h_{JH}^2 E_H^e(t) + h_{JH} h_{JV} E_V^e(t) \\ h_{JV} h_{JH} E_H^e(t) + h_{JV}^2 E_V^e(t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{e}_{\Delta}^{\circ}(t) \approx 2\beta f'(\theta_0) B_J \begin{bmatrix} h_{JH}^2 E_H^e(t) + h_{JH} h_{JV} E_V^e(t) \\ h_{JV} h_{JH} E_H^e(t) + h_{JV}^2 E_V^e(t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

分别进行 H/V 极化通道匹配滤波, 可以得到 4 个和波束值和 4 个差波束值。类似地, 可以得到一组测角值, 然后进行综合处理, 得到有源转发式干扰的角度测量值。

3 转发式干扰的全极化单脉冲雷达鉴别与抑制方法

根据转发式干扰与目标的相对位置以及干扰效果, 可以划分为转发式距离假目标干扰和转发式角度欺骗性干扰, 下面分别论述这两种情况的全极化单脉冲雷达鉴别与抑制方法。

3.1 转发式距离多假目标干扰的极化鉴别

转发式距离假目标干扰是在距离分辨单元上与真实目标完全不重合, 可以形成多个逼真假目标, 甚至可以形成稳定航迹, 雷达难以利用时频域上的特征差异来鉴别, 造成雷达资源浪费、资源饱和的目的, 达到有效干扰的效果。

在此情况下, 转发式距离假目标干扰和真实目标分别当作独立的目标来处理。那么, 对于 PSM 为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix} \text{ 的雷达目标而言, 理想条件下 } \hat{\mathbf{S}} = \mathbf{S}。$$

一般情况下, 目标的主极化分量与交叉极化分量是不等的, 统计上分析是大于交叉极化分量的, 甚至达 10 dB 之多^[1], 此时, 目标 PSM 的行列式的模值

$$\eta_T = \|\hat{\mathbf{S}}\| = |S_{HH}S_{VV} - S_{HV}S_{VH}| \gg 0 \quad (13)$$

而对于转发式假目标干扰而言, 同时极化雷达处理后得到其等效 PSM 的估计值为 $\hat{\mathbf{S}}_J = \begin{bmatrix} h_{JH}^2 & h_{JH}h_{JV} \\ h_{JV}h_{JH} & h_{JV}^2 \end{bmatrix}$, 此时转发式假目标干扰 PSM 的行列式的模值为^[12]

$$\eta_J = \|\hat{\mathbf{S}}_J\| = \left\| \begin{bmatrix} h_{JH}^2 & h_{JH}h_{JV} \\ h_{JV}h_{JH} & h_{JV}^2 \end{bmatrix} \right\| = 0 \quad (14)$$

因此, 可以利用目标与转发式干扰的 PSM 行列式模值的相对大小来进行鉴别。需要说明的是, 由于难以获得目标或干扰 PSM 的绝对测量值, 实际应用中可利用相对极化散射矩阵即可进行判决处理, 因此可以对测量得到的 PSM 矩阵进行归一化处理, 然后再进行判决是否为转发式假目标干扰。那么真假目标的判决转变为一个二元假设检验问题

$$\left. \begin{aligned} \eta_X &\geq T_\eta, & \text{雷达目标} \\ \eta_X &< T_\eta, & \text{假目标} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

其中, η_X 为归一化散射矩阵行列式的模值, T_η 为判决门限, 主要取决于测量 PSM 时的信噪比(干噪比)以及目标特性。

3.2 转发式角度欺骗干扰的极化鉴别

转发式角度欺骗干扰, 是指转发的干扰信号在距离分辨单元上与目标信号完全重合, 而在角度上存在差异, 形成非相干两点源干扰, 对雷达测角系统起到欺骗效果, 破坏雷达角度的跟踪。

目标和转发式干扰在距离分辨单元上重合在一起, 那么雷达水平、垂直(H/V)极化通道接收的和差波束分别为

$$\left. \begin{aligned} E_{HH}^\Sigma &= 2f(\theta_0)(A_e' S_{HH} + B_J h_{JH}^2) \\ E_{VH}^\Sigma &= 2f(\theta_0)(A_e' S_{VH} + B_J h_{JH}h_{JV}) \\ E_{HV}^\Sigma &= 2f(\theta_0)(A_e' S_{HV} + B_J h_{JH}h_{JV}) \\ E_{VV}^\Sigma &= 2f(\theta_0)(A_e' S_{VV} + B_J h_{JV}^2) \\ E_{HH}^\Delta &= 2\alpha f'(\theta_0)A_e' S_{HH} + 2\beta f'(\theta_0)B_J h_{JH}^2 \\ E_{VH}^\Delta &= 2\alpha f'(\theta_0)A_e' S_{VH} + 2\beta f'(\theta_0)B_J h_{JH}h_{JV} \\ E_{HV}^\Delta &= 2\alpha f'(\theta_0)A_e' S_{HV} + 2\beta f'(\theta_0)B_J h_{JH}h_{JV} \\ E_{VV}^\Delta &= 2\alpha f'(\theta_0)A_e' S_{VV} + 2\beta f'(\theta_0)B_J h_{JV}^2 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

令 $\beta = \alpha + \delta$, 另由目标的互易性可知, $S_{VH} = S_{HV}$ 。可以得到 4 个测角值, 分别为

$$\left. \begin{aligned} \hat{\theta}_1 &= k_m \frac{E_{HH}^\Delta}{E_{HH}^\Sigma} = \alpha + \delta \frac{B_J h_{JH}^2}{A_e' S_{HH} + B_J h_{JH}^2} \\ \hat{\theta}_2 &= \hat{\theta}_3 = k_m \frac{E_{HV}^\Delta}{E_{HV}^\Sigma} = k_m \frac{E_{VH}^\Delta}{E_{VH}^\Sigma} = \alpha \\ &\quad + \delta \frac{B_J h_{JH}h_{JV}}{A_e' S_{HV} + B_J h_{JH}h_{JV}} \\ \hat{\theta}_4 &= k_m \frac{E_{VV}^\Delta}{E_{VV}^\Sigma} = \alpha + \delta \frac{B_J h_{JV}^2}{A_e' S_{VV} + B_J h_{JV}^2} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

那么, 若无干扰或单纯为干扰的情况下:

$$\eta_{ij} = |\hat{\theta}_i - \hat{\theta}_j| = 0, \quad i, j = 1, 2, 3, 4, i \neq j \quad (19)$$

而存在转发干扰的情况下:

$$\left. \begin{aligned} \eta_{12} &= \eta_{13} = |\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_2| \\ &= \left| \delta \frac{A_e' B_J h_{JH} (h_{JH} S_{HV} - h_{JV} S_{HH})}{(A_e' S_{HH} + B_J h_{JH}^2)(A_e' S_{HV} + B_J h_{JH}h_{JV})} \right| > 0 \\ \eta_{14} &= |\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_4| \\ &= \left| \delta \frac{A_e' B_J (h_{JH}^2 S_{VV} - h_{JV}^2 S_{HH})}{(A_e' S_{HH} + B_J h_{JH}^2)(A_e' S_{VV} + B_J h_{JV}^2)} \right| > 0 \\ \eta_{24} &= \eta_{34} = |\hat{\theta}_2 - \hat{\theta}_4| \\ &= \left| \delta \frac{A_e' B_J h_{JV} (h_{JH} S_{VV} - h_{JV} S_{HV})}{(A_e' S_{HV} + B_J h_{JH}h_{JV})(A_e' S_{VV} + B_J h_{JV}^2)} \right| > 0 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

因此, 可以利用上述鉴别量的大小来鉴别其是否存在转发干扰。判决的准则是只要有一项大于某一门限值, 则认为存在转发式干扰。全极化单脉冲雷达抗转发式干扰的处理流程如图 3 所示。

4 仿真实验与结果分析

为了分析对抗效果, 下面结合典型目标的微波暗室测量数据, 进行计算机仿真实验来验证本文所提方法的有效性和可行性。

4.1 转发式距离多假目标鉴别的仿真分析

下面通过对转发式假目标干扰的判决鉴别量仿真分析来说明本文算法的有效性, 图 4 给出了某飞机目标和转发式假目标干扰在信噪比/干噪比 SNR

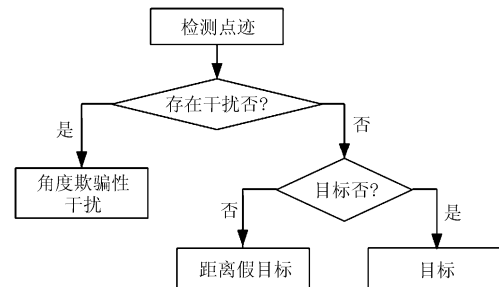


图3 全极化单脉冲雷达抗转发式干扰的处理流程

/JNR=20 dB 情况下判决鉴别量的统计直方图, 蒙特卡洛仿真次数为 10^4 , 干扰的极化状态为右旋圆极化。图 5 给出了典型目标和转发式假目标干扰的判决鉴别量均值随着信噪比(干噪比)的变化曲线, 即天线极化方式 $[\cos \alpha, \sin \alpha e^{j\varphi}]$, $(\alpha, \varphi) \in ([0, \pi], [0, 2\pi])$, 所有情况下干扰的判决鉴别量均值随着干噪比的变化曲线叠加在一起如图 5(a)所示, 判决鉴别量方差随着干噪比的变化曲线叠加在一起如图 5(b)所示; 典型目标为金属球和某姿态下飞机目标, PSM 分别为 $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 和 $\begin{bmatrix} 1.2-0.3j & 0.1+0.2j \\ 0.1+0.2j & 0.8+0.2j \end{bmatrix}$, 其判决鉴别量均值随着信噪比的变化如图 5(c)和图 5(d)所示, 蒙特卡洛仿真次数为 10^4 。

由图 4 和图 5 可见, 转发式干扰的判决鉴别量均值、方差与有源干扰天线的极化方式无关, 主要

取决于干噪比的大小, 这有利于判决门限 T_η 的确定, 由图 5(a)可见, 在干噪比大于 15 dB 的情况下, 判决鉴别量小于 0.15, 因此判决门限可以设定为 $T_\eta = 0.2$; 而对于目标而言, 其判决鉴别量不仅与信噪比有关, 同时与目标的极化散射特性有关, 但是目标的判决鉴别量在统计上与转发式干扰存在显著差异, 一般情况下大于 0.5, 这为真假目标的鉴别提供了物理依据。

4.2 转发式角度欺骗干扰鉴别的仿真分析

这里也主要通过对转发式角度欺骗干扰判决鉴别量仿真分析来验证本文算法的有效性, 其中飞机目标的散射矩阵及干扰的极化状态选择同 4.1 节。图 6 给出了某飞机目标在无干扰条件下全极化单脉冲雷达测角值和判决鉴别量随着信噪比的变化曲线。其中, 测角斜率 $k_m = 30$, 雷达目标与瞄准轴的

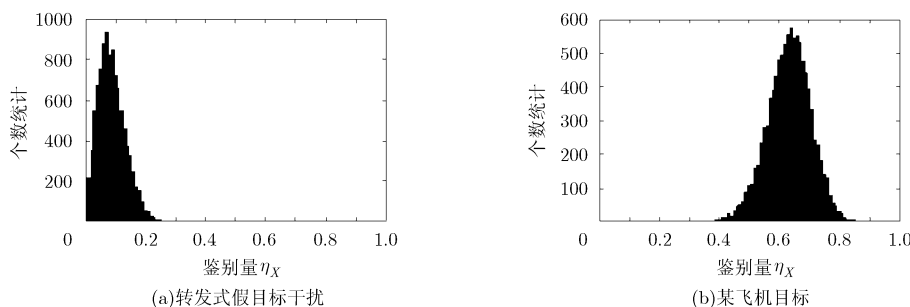


图 4 某飞机目标和转发式假目标干扰的判决鉴别量统计直方图

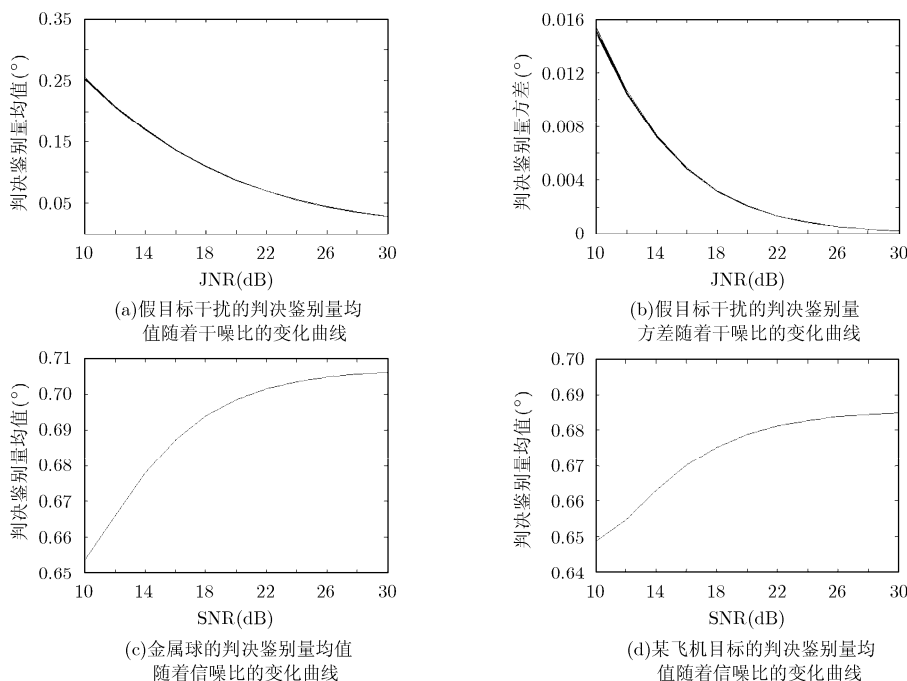


图 5 典型目标和转发式假目标干扰的判决鉴别量均值随着信噪比(干噪比)的变化曲线

夹角 $\alpha = 0.5^\circ$ ，蒙特卡洛仿真次数为 10^3 。图 6(a)给出了飞机目标测角误差(角度测量值与真值之差)统计均值随着信噪比的变化曲线；图 6(b)给出了飞机目标测角误差统计均值随着夹角 α 的变化曲线，信噪比 $\text{SNR}=20\text{ dB}$ ；图 6(c)给出了在无干扰情况下判决鉴别量 η_{14} 统计均值随着信噪比的变化曲线。图 7给出了存在转发式欺骗干扰情况下飞机目标的测角值和判决鉴别量随着信噪比、目标和干扰的夹角 β 的变化曲线。其中，干信比 $\text{JSR}=0\text{ dB}$ ， $\alpha = 0.5^\circ$ ，蒙特卡洛仿真次数为 10^3 。图 7(a)给出了存在干扰情况下飞机目标测角误差统计均值随着干噪比的变化曲线， $\beta = 0.5^\circ$ ；图 7(b)给出了存在干扰情况下飞机目标测角误差统计均值随着夹角 α 的变化曲线， $\beta = 0.5^\circ$ ， $\text{SNR}=20\text{ dB}$ ；图 7(c)给出了存在干扰情况下判决鉴别量 η_{14} 统计均值随着 β 的变化曲线， $\text{SNR}=30\text{ dB}$ 。

由图 6 和图 7 可见，在无干扰、高信噪比的条件下，雷达能够以较高精度测量目标的角度信息，判决鉴别量的统计均值也趋于零；存在转发干扰的情况下，雷达目标的角度测量值显著偏离真实值，严重影响了雷达的正常工作，而判决鉴别量的统计

均值大于零(尤其是目标和干扰的角度偏差 β 较大、干噪比较高的情况)，这对于雷达导引头抗拖曳式诱饵具有重要指导意义。

5 结束语

目前，转发式有源欺骗性干扰成为防空反导、反舰攻击等典型应用场景下非常重要的一种干扰样式，对现代雷达和雷达导引头系统形成了严重威胁。事实上，这种干扰可以形成 3 种干扰效果，一是与目标没有重叠在一起，形成距离上多个假目标，这是一类识别与抑制问题；二是完全覆盖住目标，形成角度欺骗性干扰，诸如拖曳式诱饵干扰，这是一个干扰存在性检测与抑制问题；三是部分覆盖目标，可衍生认为是拖引干扰，但这对于现代多功能多任务雷达系统而言，最终可以归结为上两个问题的研究。

本文基于同时测量体制的全极化雷达，研究了全极化单脉冲雷达识别转发式干扰并加以抑制的方法，仿真结果较好地验证了利用极化和角度信息是对此类干扰具有良好的抗干扰应用潜力，这对新一代极化雷达适应复杂电磁环境问题的研究具有较好的理论指导和借鉴意义。

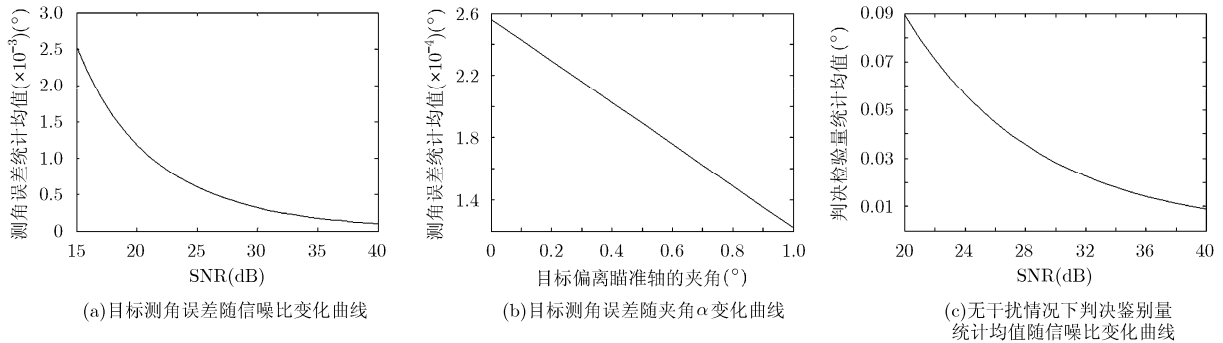


图 6 某飞机目标在无干扰情况下全极化单脉冲雷达测角值与判决鉴别量随着信噪比的变化曲线

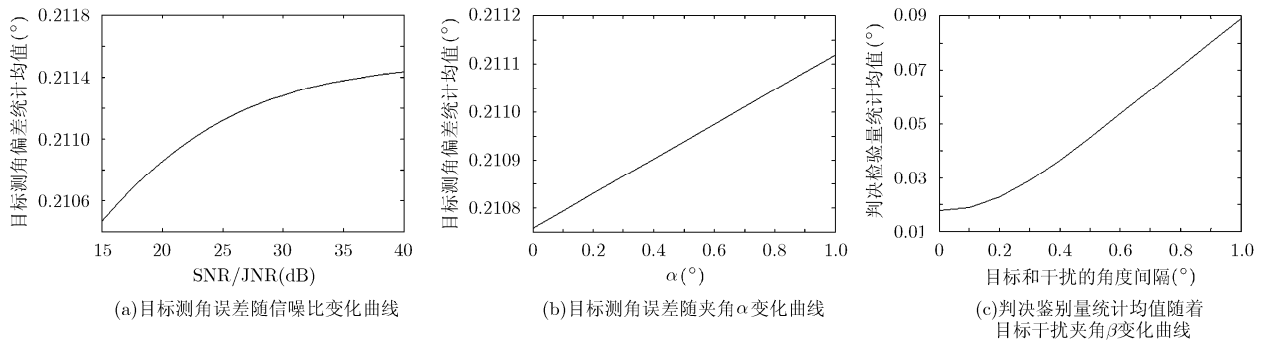


图 7 存在干扰情况下飞机目标测角值与判决鉴别量随着干噪比、目标和干扰夹角 β 的变化曲线

参 考 文 献

- [1] Fouts D, Pace P E, and Karow C. A single-chip false target radar image generator for countering wideband imaging radars[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2002, 37(6): 751-759.
 - [2] 崔旭. 拖曳式雷达有源诱饵干扰技术研究[D]. [硕士论文], 电子科技大学, 2005: 35-59.
Cui Xu. Study on interference technology of towed active decoys[D]. [Master dissertation]. University of Electronic Science and Technology of China, 2005: 35-59.
 - [3] Kerins W J. Analysis of towed decoys[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1993, 29(4): 1222-1227.
 - [4] Poelman A J and Guy J R F. Multinotch logic-product polarization suppression filters: a typical design example and its performance in a rain clutter environment[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1984, 131(7): 383-396.
 - [5] 张国毅. 高频地波雷达极化抗干扰技术研究[D]. [博士论文], 哈尔滨工业大学研究生院, 2002: 56-89.
Zhang Guo-yi. The research on polarization suppression in HF ground wave radar[D]. [Ph.D. dissertation], Graduate School of Harbin Institute of Technology, 2002: 56-89.
 - [6] Lee C J and Wang H. An adaptive multiband clutter polarization canceler[C]. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Chicago, IL, USA, 1992, 2: 1011-1014.
 - [7] Giuli D, Fossi M, and Gherardelli M. A technique for adaptive polarization filtering in radars[C]. *Proceedings of IEEE International Radar Conference*, Arlington, VA, USA, 1985: 213-219.
 - [8] 施龙飞. 雷达极化抗干扰技术研究[D]. [博士论文], 国防科技大学研究生院, 2007: 58-87.
Shi Long-fei. Study on interference suppression technology of polarimetric radar[D]. [Ph.D. dissertation], Graduate School of National University of Defense Technology, 2007: 58-87.
 - [9] 常宇亮. 瞬态极化雷达测量、检测与抗干扰技术研究[D]. [博士论文], 国防科技大学研究生院, 2010: 108-133.
Chang Yu-liang. Study on measurement, detection and interference suppression technologies of instantaneous polarimetric radar[D]. [Ph.D. dissertation], Graduate School of National University of Defense Technology, 2010: 108-133.
 - [10] Giuli D and Fossi M. Radar target scattering matrix measurement through orthogonal signals[J]. *Proceedings of the IEEE-F*, 1993, 140(4): 233-242.
 - [11] Giuli D. Polarization diversity in radars[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1986, 74(2): 245-269.
 - [12] 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: 101-109.
Zhuang Zhao-wen, Xiao Shun-ping, and Wang Xue-song. Radar Polarization Information Processing and Application [M]. Beijing: Defense Industry Press, 1999: 101-109.
- 李永祯: 男, 1977 年生, 博士, 副研究员, 研究方向为雷达极化信息处理、目标检测与识别.
- 胡万秋: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为雷达极化信息获取与处理、目标识别.
- 陈思伟: 男, 1984 年生, 博士, 讲师, 研究方向为雷达极化信息处理、SAR 图像处理、目标识别.