

基于 IPPS 的微弱信号检测

李永祯 王雪松 施龙飞 肖顺平 庄钊文
(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要 该文针对窄带极化雷达系统,研究了微弱信号的检测问题。首先给出了目标散射信号和随机极化波的瞬态极化投影序列(IPPS)表征方法,导出了随机极化波的 IPPS 到期望点广义距离的统计特性。在此基础上,利用信号和噪声的 IPPS 到期望点广义距离之间的差异,基于极化积累的思想,提出了一种基于 IPPS 的微弱信号检测算法,仿真结果表明该文算法可以实现 10dB 以上的性能改善。

关键词 雷达, 微弱信号检测, 瞬态极化

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)02-0335-05

A Novel Detection Algorithm of Dim Signal Based on IPPS

Li Yong-zhen Wang Xue-song Shi Long-fei Xiao Shun-ping Zhuang Zhao-wen
(School of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha 410073, China)

Abstract The detection problem of dim signal is studied based on mono-frequency or narrowband dual-polarization radar system in this paper. Firstly, the descriptions of Instantaneous Polarization Projection Sequences (IPPS) of signal and noise are presented and statistics of generalized distance between random EM wave and the anticipant signa are derived. Then, utilizing the generalized distance difference of signal and noise to the anticipant signal, a novel detection algorithm is presented through polarization accumulation. In this paper, detect performance of radar system is improved obviously and more than 10dB.

Key words Radar, Dim signal detection, Instantaneous polarization

1 引言

由于雷达反隐身和远程预警等领域的迫切需求,微弱信号检测技术已成为目前学术界研究的一个热点。从信息论的角度来说,能够从雷达回波信号中提取的信息主要包括能量信息、极化信息和相位信息 3 个方面。能量反映了电磁波的强度信息,极化反映了电磁波的内部结构,而相位反映了电磁波的初始状态和材料等因素有关的信息^[1]。目前,关于微弱信号检测技术的研究^[2,3]主要集中在时/频域的能量对抗上,诸如雷达发射功率的增大、脉冲积累、扩展频段和采用双/多基地技术等,而对于极化信息的利用关注较少。

20 世纪 80 年代末至 90 年代初期,极化检测技术曾受到较为广泛的关注和研究,代表性的工作主要来自麻省理工学院(MIT)的 Lincoln 实验室的 Novak 等人,他们较为系统研究了最优极化检测器概念以及诸如恒等性似然比检测器、极化白化滤波器、极化恒虚警检测器、张成检测器、功率最大化

合成检测器等几种适于工程应用的准最优极化检测器。然而,这些研究成果大多是以获取最大信噪比为准则的,并未充分利用目标散射信号动态极化特性,亦未充分挖掘窄带极化雷达系统的探测潜能。

本文在瞬态极化理论^[1]基础上,针对窄带极化雷达系统,基于信号极化在一个脉冲内可以认为是不变的(或缓变的)和噪声是随机变化的特性,利用信号和噪声的瞬态极化投影序列(IPPS)之间的差异,通过极化积累的思路给出了一种微弱信号检测算法,仿真结果证明该算法可以实现 10dB 以上的性能改善。因此,该算法对于反隐身、远程预警和空间探测等应用领域的研究具有重要的指导意义。

2 雷达目标散射波的 IPPS 表征

当以单色或准单色波激励目标时,其散射波在水平、垂直极化基 (\hat{h}, \hat{v}) 下可简记为

$$\mathbf{e}_{\text{HVS}}(t) = \begin{bmatrix} e_{\text{SH}}(t) \\ e_{\text{SV}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{\text{SH}} e^{j2\pi f_0 t + j2\pi f_d t + j\phi_{\text{H10}}} \\ E_{\text{SV}} e^{j2\pi f_0 t + j2\pi f_d t + j\phi_{\text{V10}}} \end{bmatrix}, t \in [\tau_d, \tau_d + \tau_p] \quad (1)$$

其中 f_0 为雷达工作中心频率, f_d 为目标径向速度引起的多

普勒频移, τ_p 为脉冲宽度, τ_d 为目标回波相对于发射信号的时延, E_{SH}, E_{SV} 分别为目标散射波的水平、垂直极化分量幅度, $\varphi_{H0}, \varphi_{V0}$ 分别为与发射信号、目标特性等有关的确性相位因子。

电磁波的瞬态Stokes矢量和其瞬态极化投影矢量(IPPV)分别定义为^[1]

$$\mathbf{J}_{HV}(t) = \mathbf{R}[\mathbf{e}_{HV}(t) \otimes \mathbf{e}_{HV}^*(t)] = [\mathbf{g}_{HV0}(t), \mathbf{g}_{HV}^T(t)]^T \quad (2)$$

和

$$\tilde{\mathbf{g}}_{HV}(t) = \frac{\mathbf{g}_{HV}(t)}{\mathbf{g}_{HV0}(t)} = [\tilde{g}_{HV1}(t), \tilde{g}_{HV2}(t), \tilde{g}_{HV3}(t)]^T \quad (3)$$

其中“ \otimes ”表示kronecker积, 上标“*”和“T”分别表示共轭和转置, \mathbf{R} 为准酉矩阵, 且有

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & j & -j & 0 \end{bmatrix}$$

将式(1)和式(2)代入式(3), 整理可得雷达目标散射波的IPPV在正交极化基 (\hat{h}, \hat{v}) 下为

$$\tilde{g}_{HV1}(t) = \frac{E_{SH}^2 - E_{SV}^2}{E_{SH}^2 + E_{SV}^2}, \quad t \in [\tau_d, \tau_d + \tau_p] \quad (4a)$$

$$\tilde{g}_{HV2}(t) = \frac{2E_{SH}E_{SV} \cos(\varphi_H - \varphi_V)}{E_{SH}^2 + E_{SV}^2}, \quad t \in [\tau_d, \tau_d + \tau_p] \quad (4b)$$

$$\tilde{g}_{HV3}(t) = \frac{2E_{SH}E_{SV} \sin(\varphi_H - \varphi_V)}{E_{SH}^2 + E_{SV}^2}, \quad t \in [\tau_d, \tau_d + \tau_p] \quad (4c)$$

若以采样率 f_s 对雷达目标散射波进行采样, 那么相应的瞬态极化投影矢量构成一个有序集合, 记为

$$\mathbf{\Pi}_{HVS} = \{\tilde{\mathbf{g}}_{HVS}(i), i = 1, 2, \dots, N_S\} \quad (5)$$

其中 $N_S = \lfloor f_s \tau_p \rfloor$, “[$\lfloor \cdot \rfloor$ ”表示下取整运算, $\mathbf{\Pi}_{HVS}$ 称之为散射回波的瞬态极化投影序列, 以“IPPS”简记之。

由式(4)和式(5)可见, 对于单色波激励下目标散射波的IPPV及其IPPS恒为定值, 其在Poincare球面上始终为一个点, 该点在Poincare球面的位置与散射波水平、垂直极化分量的幅度与其相位差有关。

3 随机极化波的IPPS表征及其到期望点广义距离的统计特性

设一正态随机极化波在水平、垂直极化基下表示为

$$\mathbf{n}_{HV}(t) = [n_H(t), n_V(t)]^T, \quad t \in T \quad (6)$$

不妨设 $T = [\tau_d, \tau_d + \tau_p]$ 。对于任意时刻 t , \mathbf{n}_{HV} 均可视作服从零均值正态分布的随机变量, 即有

$$\mathbf{n}_{HV} \sim N(0, \mathbf{\Sigma}_{HV}) \quad (7)$$

其中 $\mathbf{\Sigma}_{HV}$ 为随机极化波的协方差矩阵, 且有 $\mathbf{\Sigma}_{HV} =$

$$\langle \mathbf{n}_{HV} \mathbf{n}_{HV}^H \rangle = \begin{bmatrix} \sigma_{HH} & \sigma_{HV} \\ \sigma_{VH} & \sigma_{VV} \end{bmatrix}, \quad \langle \cdot \rangle \text{ 表示集平均, 上标“H”}$$

表示共轭转置。

同理, 由式(3)和式(5)可得若以频率 f_s 对随机极化波进行采样, 那么其相应的IPPS为

$$\mathbf{\Pi}_{HVn} = \{\tilde{\mathbf{g}}_{HVn}(i), i = 1, 2, \dots, N_S\} \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可知, 随机极化波的IPPS随机分布于Poincare球面上, 如图1所示。这一点是其与单色波激励下目标散射信号之间的本质区别, 为极化检测提供了新思路、新方法。

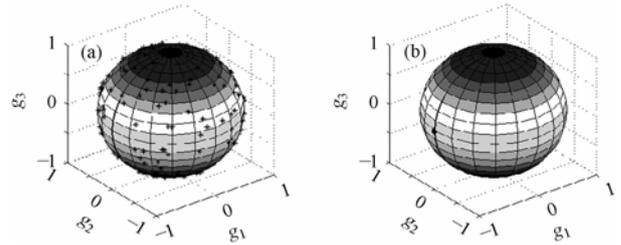


图1 信号和噪声的IPPS在Poincare球上的分布图

($N_S = 200$, $\mathbf{\Sigma}_{HV} = \text{diag}\{1, 1\}$, 目标信号为 $\mathbf{e}_s = [0, 1]^T$)
(a) 随机噪声的IPPS在Poincare球上的分布态 (b) 目标信号的IPPS在Poincare球上的分布态

设期望极化为 $\mathbf{e}_{HV0} = [\cos \gamma, \sin \gamma e^{j\varphi}]^T$, $(\gamma, \varphi) \in [0, \frac{\pi}{2}] \times [0, 2\pi]$, 其在Poincare单位球面上为一个点, 简称为期望点 $\mathbf{\Psi}_{HV0}$, 且有

$$\mathbf{\Psi}_{HV0} = [\cos 2\gamma, \sin 2\gamma \cos \varphi, \sin 2\gamma \sin \varphi]^T, \quad (\gamma, \varphi) \in [0, \frac{\pi}{2}] \times [0, 2\pi] \quad (9)$$

为了分析方便, 随机极化波任一采样的瞬态极化投影矢量 $\tilde{\mathbf{g}}_{HVn}(i)$ 与期望点 $\mathbf{\Psi}_{HV0}$ 之间夹角的余弦定义为该采样值与期望极化的距离, 即有

$$L_{HV}[\tilde{\mathbf{g}}_{HVn}(i), \mathbf{\Psi}_{HV0}] = \cos[\angle(\tilde{\mathbf{g}}_{HVn}(i), \mathbf{\Psi}_{HV0})] = \tilde{\mathbf{g}}_{HVn}^T(i) \mathbf{\Psi}_{HV0} = \mathbf{\Psi}_{HV0}^T \tilde{\mathbf{g}}_{HVn}(i) \quad (10)$$

因而, 随机极化波的瞬态极化投影序列 $\mathbf{\Pi}_{HVn}$ 与期望点 $\mathbf{\Psi}_{HV0}$ 之间的广义距离可定义为

$$D_{HV} = \frac{1}{N_S} \sum_{i=1}^{N_S} L_{HV}[\tilde{\mathbf{g}}_{HVn}(i), \mathbf{\Psi}_{HV0}] = \mathbf{\Psi}_{HV0}^T \mathbf{m}_{HVn}, \quad D_{HV} \in [-1, 1] \quad (11)$$

其中 $\mathbf{m}_{HVn} = \frac{1}{N_S} \sum_{i=1}^{N_S} \tilde{\mathbf{g}}_{HVn}(i)$ 。

若各采样之间彼此是不相关的, 且采样点数 N_S 足够大, 那么根据切比雪夫大数定理^[4]可知, D_{HV} 近似服从正态分布。由式(11)可知, D_{HV} 的均值和方差分别为

$$\begin{aligned}\mu_{\text{HV}} &= \langle D_{\text{HV}} \rangle = \mathbf{\Psi}_{\text{HV}0}^T \langle \mathbf{m}_{\text{HV}n} \rangle \\ &= \frac{1}{N_S} \sum_{i=1}^{N_S} \mathbf{\Psi}_{\text{HV}0}^T \langle \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HV}n}(i) \rangle = \mathbf{\Psi}_{\text{HV}0}^T \langle \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HV}n} \rangle\end{aligned}\quad (12)$$

和

$$\begin{aligned}\sigma_{\text{DHV}} &= \text{VAR}[D_{\text{HV}}] = \frac{1}{N_S^2} \mathbf{\Psi}_{\text{HV}0}^T \left[\sum_{i=1}^{N_S} \langle \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HV}n}(i) \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HV}n}^T(i) \rangle \right. \\ &\quad \left. - \sum_{i=1}^{N_S} \sum_{j=1}^{N_S} \langle \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HV}n}(i) \rangle \langle \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HV}n}^T(j) \rangle \right] \mathbf{\Psi}_{\text{HV}0} \\ &= \frac{1}{N_S} \mathbf{\Psi}_{\text{HV}0}^T \left[\langle \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HV}n} \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HV}n}^T \rangle - N_S \langle \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HV}n} \rangle \langle \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HV}n}^T \rangle \right] \mathbf{\Psi}_{\text{HV}0}\end{aligned}\quad (13)$$

由此可得 D_{HV} 的概率密度函数为

$$f_D(D_{\text{HV}}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\text{DHV}}}} \exp\left\{-\frac{(D_{\text{HV}} - \mu_{\text{HV}})^2}{2\sigma_{\text{DHV}}}\right\}, D_{\text{HV}} \in [-1, 1]\quad (14)$$

而对于随机极化波的任一采样值, 可以证明其IPPV的概率密度函数为^[5]

$$f_{\tilde{G}_1}(\tilde{g}_{\text{HV}1}) = \frac{2|\Sigma_{\text{HV}}|A_{\text{HV}}}{(A_{\text{HV}}^2 - B_{\text{HV}}^2)^{3/2}}, \tilde{g}_{\text{HV}1} \in [-1, 1]\quad (15a)$$

$$f_{\tilde{G}_{\text{HV}2}}(\tilde{g}_{\text{HV}2}) = \frac{2|\Sigma_{\text{HV}}|A_{\text{MN}}}{(A_{\text{MN}}^2 - B_{\text{MN}}^2)^{3/2}}, \tilde{g}_{\text{HV}2} \in [-1, 1]\quad (15b)$$

$$f_{\tilde{G}_{\text{HV}3}}(\tilde{g}_{\text{HV}3}) = \frac{2|\Sigma_{\text{HV}}|A_{\text{LR}}}{(A_{\text{LR}}^2 - B_{\text{LR}}^2)^{3/2}}, \tilde{g}_{\text{HV}3} \in [-1, 1]\quad (15c)$$

其中 $A_{\text{HV}} = (\sigma_{\text{HH}} + \sigma_{\text{VV}}) + \tilde{g}_{\text{HV}1}(\sigma_{\text{VV}} - \sigma_{\text{HH}})$

$$B_{\text{HV}} = 2|\sigma_{\text{HV}}|(1 - g_{\text{HV}1}^2)^{1/2}$$

$$A_{\text{MN}} = \sigma_{\text{HH}} + \sigma_{\text{VV}} - \tilde{g}_{\text{HV}2}(\sigma_{\text{HV}} + \sigma_{\text{VH}})$$

$$B_{\text{MN}} = |\sigma_{\text{VV}} - \sigma_{\text{HH}} + \sigma_{\text{HV}} - \sigma_{\text{VH}}| \sqrt{1 - \tilde{g}_{\text{HV}2}^2}$$

$$A_{\text{LR}} = \sigma_{\text{HH}} + \sigma_{\text{VV}} + 2\text{Im}(\sigma_{\text{HV}}) \tilde{g}_{\text{HV}3}$$

$$B_{\text{LR}} = \sqrt{(1 - \tilde{g}_{\text{HV}3}^2) \left[(\sigma_{\text{HH}} - \sigma_{\text{VV}})^2 + 4\text{Re}(\sigma_{\text{HV}})^2 \right]}$$

同时, 对于随机极化波的任一采样值, 其IPPV的联合概率密度函数为^[5,6]

$$\begin{aligned}f_{\tilde{G}_{\text{HV}i}\tilde{G}_{\text{HV}j}}(\tilde{g}_{\text{HV}i}, \tilde{g}_{\text{HV}j}) &= \frac{2|\Sigma_{\text{HV}}|}{\pi\sqrt{1 - \tilde{g}_{\text{HV}i}^2 - \tilde{g}_{\text{HV}j}^2}} \\ &\cdot \frac{(L_0 + L_i\tilde{g}_{\text{HV}i} + L_j\tilde{g}_{\text{HV}j})^2 + L_k^2(1 - \tilde{g}_{\text{HV}i}^2 - \tilde{g}_{\text{HV}j}^2)}{\left[(L_0 + L_i\tilde{g}_{\text{HV}i} + L_j\tilde{g}_{\text{HV}j})^2 - L_k^2(1 - \tilde{g}_{\text{HV}i}^2 - \tilde{g}_{\text{HV}j}^2) \right]^2}\end{aligned}\quad (16)$$

其中 $i, j = 1, 2, 3$, 且 $i \neq j$, k 为 $1, 2, 3$ 中不等于 i 和 j 的那个数字, $L_0 = \sigma_{\text{HH}} + \sigma_{\text{VV}}$, $L_1 = \sigma_{\text{HH}} - \sigma_{\text{VV}}$, $L_2 = -2\text{Re}(\sigma_{\text{HV}})$, $L_3 = -2\text{Im}(\sigma_{\text{HV}})$ 。

特别地, 若随机极化波的协方差矩阵为对角阵, 即为

$$\Sigma_{\text{HV}} = \sigma_{\text{HH}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix}, \lambda = \frac{\sigma_{\text{VV}}}{\sigma_{\text{HH}}}, \text{且 } \lambda \geq 0; \text{期望点的瞬态极}$$

化投影矢量为 $\mathbf{\Psi}_{\text{HV}0} = [1, 0, 0]^T$, 则由式(12)~式(16)可得, 随机极化波与期望点 $\mathbf{\Psi}_{\text{HV}0}$ 之间广义距离的均值和方差分别为

$$\mu_{\text{HV}} = \frac{1}{N_S} \sum_{i=1}^{N_S} \langle \tilde{g}_{\text{HV}1}(i) \rangle = \begin{cases} \frac{2\lambda}{(\lambda-1)^2} \ln \lambda - \frac{\lambda+1}{\lambda-1}, & \lambda \neq 1 \\ 0, & \lambda = 1 \end{cases}\quad (17)$$

和

$$\begin{aligned}\sigma_{\text{DHV}} &= \frac{1}{N_S} \left[\langle \tilde{g}_{\text{HV}1}^2 \rangle - N_S \langle \tilde{g}_{\text{HV}1} \rangle^2 \right] \\ &= \begin{cases} \frac{(\lambda-1)(\lambda^2 + 6\lambda + 1) - 4(\lambda^2 + \lambda) \ln \lambda}{N_S(\lambda-1)^3} \\ \quad + \frac{(N_S-1)[2\lambda \ln \lambda - (\lambda^2 - 1)]^2}{N_S(\lambda-1)^4}, & \lambda \neq 1 \\ \frac{1}{3}, & \lambda = 1 \end{cases}\end{aligned}\quad (18)$$

由于广义距离的取值区间是在 $[-1, 1]$ 的有限区间内, 因此以正态分布密度函数作为其分布密度时, 存在着截断效应。随着随机极化波独立采样点数 N_S 的增加, 这种截断效应将随之减弱。下面针对随机极化波的协方差矩阵为对角阵、期望点为 $\tilde{\mathbf{g}}_0 = [1, 0, 0]^T$ 的情况下, 简要分析 N_S 取值的合理下界。

根据式(14), 可知 D_{HV} 落入 $(-\infty, -1]$ 区间的概率为

$$P_L = \int_{-\infty}^{-1} f(D_{\text{HV}}) dD_{\text{HV}} = \begin{cases} \Phi\left(\frac{(\lambda-1-\lambda \ln \lambda)\sqrt{N_S}}{\sqrt{\lambda(\lambda-1)^2 - (\lambda \ln \lambda)^2}}\right), & \lambda \neq 1 \\ \Phi(-\sqrt{3N_S}), & \lambda = 1 \end{cases}\quad (19)$$

其中, $\Phi(\cdot)$ 为标准正态概率积分。对一个随机极化采样序列而言, P_L 值越小, 表明广义距离的正态分布近似越好。表1给出了 P_L 值与随机极化波独立采样点数 N_S 的关系。

由表1可见, 广义距离的正态性假设不仅与独立采样点数 N_S 有关, 而且与正交极化通道方差之比 λ 有关, 当 $\lambda < 1$ 时, 广义距离的正态分布近似而引起的左边界截断效应较小。若考虑右边界的截断效应, 那么可以预知, $\lambda > 1$ 时, 广义距离的正态分布近似而引起的右边界截断效应较小。从信号检测的角度来看, P_L 值可以视作由于正态近似而造成的虚警概率的损失值, 在一般的雷达检测应用中, 虚警概率通常在 $10^{-5} \sim 10^{-10}$ 量级。为使因正态分布近似而造成的虚警概率损失足够小, 譬如比设定的虚警概率低 $1 \sim 2$ 个数量级。那么, 只要 $N_S \geq 20$ 即可。一般情况下, 正交双极化通道之间的不平衡性很小, 即 $\lambda \approx 1$, 此时, 只要 $N_S \geq 10$ 即可。

4 基于IPPS的微弱信号检测算法设计及其性能分析

4.1 检测算法的设计

对于带宽为 B 的极化雷达接收系统而言, 其接收回波信

表1 P_L 值与 N_s 的关系

λ	N_s					
	5	10	15	20	25	30
0.2	3.8E-12	1.81E-22	9.87E-33	—	—	—
1	5.376E-5	2.16E-8	9.852E-12	4.743E-15	2.3536E-18	1.191E-21
5	0.0102	5.2254E-4	2.9744E-5	1.7767E-6	1.0910E-7	6.8206E-9

号可表示为

$$\mathbf{e}_{\text{HVX}}(t) = \mathbf{e}_{\text{HVS}}(t) + \mathbf{n}_{\text{HV}}(t), \quad t \in T \quad (20)$$

其中 \mathbf{e}_{HVS} 为目标散射回波, \mathbf{n}_{HV} 为接收机噪声, 且服从零均值正态分布, 其协方差矩阵为 $\boldsymbol{\Sigma}_{\text{HVn}}$, 且有

$$\boldsymbol{\Sigma}_{\text{HVn}} = \sigma_n^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix}$$

其中 $\sigma_n^2 = kT_0BF_n$, k 为玻尔兹曼常数, $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$, $T_0 = 290\text{K}$, F_n 为接收机噪声系数, λ 为极化接收通道的噪声方差之比。

那么接收信号 \mathbf{e}_{HVX} 仍服从正态分布, 且有

$$\mathbf{e}_{\text{HVX}}(t) \sim [\mathbf{e}_{\text{HVS}}(t), \boldsymbol{\Sigma}_{\text{HVX}}], \quad t \in T \quad (21)$$

其中, $\boldsymbol{\Sigma}_{\text{HVX}} = \boldsymbol{\Sigma}_{\text{HVn}}$ 。

由采样定理可知, 对于带宽为 B 的正态噪声而言, 满足采样之间彼此不相关的最大采样频率为 $F_s = B$ 。不妨假设, 接收系统的采样率即为

$$F_s = B$$

则接收信号可离散为

$$\mathbf{e}_{\text{HVX}}(i) \sim N[\mathbf{e}_{\text{HVS}}(i), \boldsymbol{\Sigma}_{\text{HVX}}] \quad i = 1, 2, \dots, N_s \quad (22)$$

其中 $N_s = \lfloor BT \rfloor$ 。

因此, 雷达信号的检测问题就转化为如下二元假设检验问题

$$\begin{aligned} H_0: & \mathbf{e}_{\text{HVX}}(i) \sim N[0, \boldsymbol{\Sigma}_{\text{HVX}}], \quad i = 1, 2, \dots, N_s \\ H_1: & \mathbf{e}_{\text{HVX}}(i) \sim N[\mathbf{e}_{\text{HVS}}(i), \boldsymbol{\Sigma}_{\text{HVX}}], \quad i = 1, 2, \dots, N_s \end{aligned} \quad (23)$$

由第2节分析可知, 在单色波激励下雷达目标散射回波的 IPSS 在 Poincare 球面上为固定的一点, 记为 \mathbf{g}_{HVS} ; 而噪声的 IPSS 随机散布在 Poincare 球面上, 记为 $\mathbf{g}_{\text{HVn}}(i)$ 。若对雷达目标散射回波极化状态的估计足够精确, 或者说雷达目标散射波的极化状态是已知的, 那么不妨假定期望极化即为雷达散射回波的极化状态, 即有

$$\tilde{\mathbf{g}}_{\text{HV0}} = \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HVS}}$$

因此, 雷达目标散射回波的 IPSS 与期望极化的广义距离等于 1, 而噪声信号的 IPSS 与该期望极化的广义距离为一服从正态分布的随机变量, 也就是说, 通过刻画雷达接收回波的 IPSS 与期望极化之间的广义距离可以检验是否存在目标, 即式(23)的二元假设检验问题可转化为

$$\begin{aligned} H_0: & D_{\text{HV}} \leq T_H \\ H_1: & D_{\text{HV}} > T_H \end{aligned} \quad (24)$$

其中 $D_{\text{HV}} = \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HVS}}^T \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \tilde{\mathbf{g}}_{\text{HVX}}(i)$, T_H 为判决门限。

注意到一般情况下噪声与信号相互独立, 并且各采样值

之间亦彼此独立, 那么由 $f(\tilde{\mathbf{g}}_{\text{HVX}})$ 可以推知检验统计量 D_{HV} 的条件概率密度, 分别记为 $f(D_{\text{HV}}/H_0)$ 和 $f(D_{\text{HV}}/H_1)$, 对于 N-P 准则, 要求检测虚警率维持在一定水平内, 即要求

$$P_{fa} = \int_{T_H}^{\infty} f(D_{\text{HV}}/H_0) dD_{\text{HV}} \leq \alpha \quad (25)$$

相应地, 其检测概率为

$$P_d = \int_{T_H}^{\infty} f(D_{\text{HV}}/H_1) dD_{\text{HV}} \quad (26)$$

其中 α 为虚警率水平。

在 H_0 假设条件下, 由式(12)~式(16)易知, 检验统计量 D_{HV} 的均值和方差分别为

$$\mu = \langle D_{\text{HV}} \rangle = \begin{cases} \tilde{g}_{s1} \left[\frac{2\lambda}{(\lambda-1)^2} \ln \lambda - \frac{\lambda+1}{\lambda-1} \right], & \lambda \neq 1 \\ 0, & \lambda = 1 \end{cases} \quad (27)$$

和

$$\sigma_D = \text{var}(D) = \frac{1}{N_s} (m_1 \tilde{g}_{s1}^2 + m_2 \tilde{g}_{s2}^2 + m_3 \tilde{g}_{s3}^2) \quad (28)$$

其中 \tilde{g}_{s1} 为期望极化矢量的第一分量,

$$m_1 = \begin{cases} \frac{4\lambda}{(\lambda-1)^2} \left[1 - \frac{\lambda(\ln \lambda)^2}{(\lambda-1)^2} \right], & \lambda \neq 1 \\ \frac{1}{3}, & \lambda = 1 \end{cases}$$

$$m_2 = m_3 = \begin{cases} \frac{2\lambda(\lambda+1) \ln \lambda}{(\lambda-1)^3} - \frac{4\lambda}{(\lambda-1)^2}, & \lambda \neq 1 \\ \frac{1}{3}, & \lambda = 1 \end{cases}$$

因此, 在 H_0 假设条件下检验统计量 D_{HV} 的概率密度函数 $f(D_{\text{HV}}/H_0)$ 为

$$f_D(D_{\text{HV}}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_D} \exp \left\{ -\frac{(D_{\text{HV}} - \mu)^2}{2\sigma_D^2} \right\}, \quad D_{\text{HV}} \in [-1, 1] \quad (29)$$

进而可得到恒虚警率判决门限为

$$T_H = \mu + \sqrt{\sigma_D^2} \Phi^{-1}(1 - \alpha) \quad (30)$$

其中 $\Phi^{-1}(x)$ 为标准正态分布函数的逆函数。

下面具体分析在给定恒虚警率水平的前提下, 探讨检测性能与接收机带宽、噪声特性和期望极化的估计精度等参量之间的关系。

4.2 检测性能分析

在目标存在的情况下, 雷达接收信号的 IPSS 和期望极化的广义距离不再服从正态分布, $f(D_{\text{HV}}/H_1)$ 的解析表达式

难以给出,下面我们将通过计算机仿真来分析其检测性能。

首先,给出信噪比的定义为

$$SNR = \frac{\frac{1}{T} \int \|e_{HVS}(t)\| dt}{kT_0BF_n(1+\lambda)} \quad (31)$$

其中“ $\|\cdot\|$ ”表示范数,即有 $\|e_{HVS}(t)\| = |e_{HS}(t)|^2 + |e_{VS}(t)|^2$ 。

图2给出了在接收通道噪声方差之比 λ 不同的条件下检测概率随信噪比的变化曲线,其中,脉冲宽度 $T = 50\mu s$,恒虚警率水平 $\alpha = 10^{-6}$,噪声系数 $F_n = 4dB$,蒙特卡罗仿真次数为 10^5 ,目标散射信号设为 $e_{HVS}(t) = \begin{bmatrix} d \\ 0 \end{bmatrix} e^{j2\pi f_0 t + j2\pi f_d t}$, d 由

设定的SNR和噪声特性决定,而由于信号载频和多普勒频移不会影响检验统计量,因而目标散射信号进一步可假设为 $e_s(t) = [d, 0]^T$ 即可;图3给出了达到预期检测概率所需信噪比随脉冲宽度的变化曲线,其中 $\lambda = 1$,接收机带宽 $B = 2MHz$,其他参数与图2相同;图4给出了达到预期检测概率所需信噪比随接收带宽的变化曲线,其中 $\lambda = 1$,脉冲宽度 $T = 30\mu s$,其他参数与图2相同。

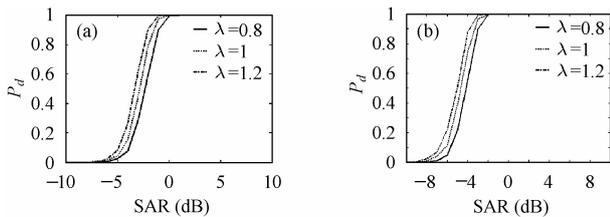


图2 检测概率随信噪比的变化曲线

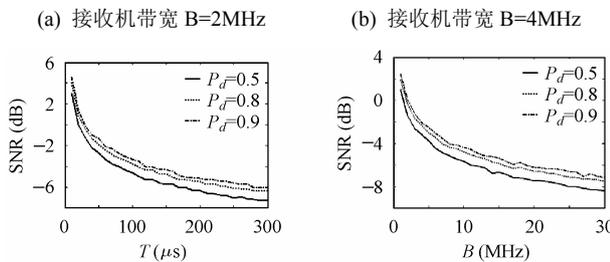


图3 达到预期检测概率所需信噪比随脉冲宽度的变化曲线
图4 达到预期检测概率所需信噪比随接收机带宽的变化曲线

由图2可见,极化接收通道的噪声方差之比对雷达系统的检测性能有着一定的影响,当接收通道噪声方差一致时,在接收机带宽为4MHz,SNR=-3dB时,雷达的检测概率可达到97%左右;若极化接收通道噪声方差相差较大时,即使当其通道失配20%左右时,在SNR=1dB时,雷达的检测概率仍可达到95%以上;同时,雷达检测性能与接收机带宽有关。

由图3和图4可见,接收机带宽和脉冲宽度越大,那么其在恒虚警率一定的条件下正确检测概率将会越高;在接收机带宽一定的条件下,雷达系统达到预期检测性能所需信噪比随着脉冲宽度的增加而递减;在脉冲宽度一定的条件下,雷达系统达到预期检测性能所需信噪比随着接收机带宽的增加而递减,当接收机带宽在10MHz左右时,再增大带宽

对检测性能改善就“微乎其微”了,这是由于随着接收机带宽的增加,噪声的能量也在增加,同时当噪声采样不相关的点数达到一定数目以后,作为检验统计量的广义距离足够逼近正态分布,那么再增加采样点数,性能改善将不再那么显著了。

由此可见,通过合理选择发射脉冲宽度和接收带宽等参数,可以极大地改善雷达系统的检测性能。诸如当接收机带宽为2MHz、脉冲宽度为100μs的条件下,相对于普通单极化雷达(考虑两脉冲相干积累,信噪比改善近似为3dB)而言,平均有着12dB以上的性能改善,相当于探测距离增大了近2倍以上。因而,本节的结论对于反隐身、远程预警和空间探测等应用领域有着重要的指导意义。

5 结束语

本文分析了信号和噪声的瞬态极化特性,提出了一种新颖的、具有探索意义的微弱信号检测方法,计算机仿真验证了该算法的有效性。但在本文中,检测性能的分析 and 电子干扰条件下的检测性能评估等内容没有给出解析的表达式,这是我们下一步重点探索的工作。同时,期望极化的选择,亦即信号极化的高精度估计方法,也是我们下一步工作的重点。

参考文献

- [1] 王雪松. 宽带极化信息处理的研究. 博士学位论文, 国防科技大学, 1999. 6.
- [2] 吴明忠, 赵振声, 何华辉. 隐身与反隐身技术的发展现状. 上海航天, 1997, 14(3): 36-42.
- [3] 中国国防科技信息中心研究报告. 隐身与反隐身技术和武器系统. 北京: 总装备部情报研究所, 2001: 44-55.
- [4] 沈永欢等编著. 实用数学手册. 北京: 科学出版社, 1992: 498-502.
- [5] 王雪松, 李永祯, 代大海等. 电磁波瞬态极化的统计特性. 中国科学(E辑), 2004, 34(8): 919-929.
- [6] 王雪松, 李永祯, 代大海等. 随机极化波瞬态极化投影矢量的统计特征. 第一届中国合成孔径雷达会议论文集, 合肥, 2003: 104-108.

李永祯: 男, 1977年生, 博士生, 研究兴趣为雷达极化信息处理、信号处理、目标检测与识别。
王雪松: 男, 1972年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员、遥感遥测遥控分会委员。研究兴趣为信号处理与目标识别、雷达极化、雷达电子战建模与仿真
施龙飞: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为雷达极化信息处理、雷达系统仿真等。
肖顺平: 男, 1964年生, 博士, 教授, 从事雷达极化信息处理、目标识别、模糊信息处理、综合电子战等领域的教学与科研工作。
庄钊文: 男, 1958年生, 教授, 博士生导师, 现任国防科技大学电子科学与工程学院院长。研究领域为目标识别、信息处理、模糊工程等。