

机载雷达极化空时联合域杂波抑制性能分析

吴迪军,徐振海,熊子源,张 亮,肖顺平

(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘 要: 针对当前机载雷达面临强杂波抑制和微弱目标检测等难点问题,提出了一种极化空时联合处理新方法.该方法充分利用了目标与杂波在极化域、空域和时域(Doppler域)的特征差异,提高了抑制杂波、增强目标的能力.本文首先建立了机载极化阵列雷达接收信号模型和滤波算法模型.其次,利用分辨格思想及特征值、特征向量和功率谱的关系,构建了完全极化情况下杂波协方差矩阵新的等价关系.在此基础上,详细推导了新方法的杂波抑制性能,得到了输出信干噪比(SINR)与空间匹配系数, Doppler 匹配系数,极化匹配系数,杂波脊斜率,信噪比(SNR),杂噪比(CNR)等的定量解析表达式.并与空时自适应处理(STAP)进行比较,从理论上分析得到了极化空时处理性能优于空时处理.特别在检测慢速运动目标时,新方法具有较强的稳健性.最后,仿真算例验证了模型的正确性.

关键词: 极化阵列;空时信号处理;杂波抑制;极化空时联合处理

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2012)07-1429-05

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.07.023

Performance Analysis of Polarization-Space-Time Joint Domain Processing for Clutter Suppression in Airborne Radars

WU Di-jun, XU Zhen-hai, XIONG Zi-yuan, ZHANG Liang, XIAO Shun-ping

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: A new polarization-space-time joint domain processing (PST-JDP) method is proposed, because it is difficult to suppress clutter and to detect slowly moving target in airborne radar. The method uses adequately the three-domain information which includes the polarization, space and Doppler frequency information of radar echo. It is shown that polarization information together with space and Doppler frequency information can be used effectively to significantly enhance the performance of clutter suppression in airborne radar. Signal model and adaptive algorithm model are established. Some new techniques, (i.e., covariance matrix eigendecomposition, spectral analysis and resolution grid method), are utilized for deriving the performance of PST-JDP. The main factors which affect on the performance of clutter rejection are the spatial, Doppler and polarized matching coefficient, and slope of clutter ridge, signal-to-noise ratio (SNR), input clutter-to-noise ratio (CNR). The new PST-JDP method performed significantly better than the traditional optimum space-time processing technology, especially in the case of the target slowly moving. Simulations demonstrate the correctness of models.

Key words: polarization array; space time adaptive processing; clutter suppression; polarization-space-time joint domain processing

1 引言

杂波抑制和“低、小、慢”目标检测一直是机载雷达面临的关键技术问题,新一代的机载相控阵雷达均可采用空时自适应处理技术.然而,强杂波背景下,对于慢速运动的目标,由于目标 Doppler 频率小,淹没在主瓣杂波中,采用 STAP 技术无法很好的抑制杂波,从而形成检测盲区.因此,本文的目的是试图通过将极化信息处理

与空时处理相结合,充分挖掘目标与杂波的特征差异,并利用这种差异,设置滤波器抑制杂波,减少检测盲区.

1973 年美国 Brennan 等人^[1]将阵列信号处理技术引入到机载雷达,把一维空域滤波直接推广到空域和时域联合二维滤波,在杂波噪声协方差矩阵已知的条件下,提出了最优空时自适应处理(STAP)的基本概念和理论,至今空时处理理论发展了四十多年,仍然是一个热门的研究领域.基于知识的 STAP 技术通过采用先验

杂波数据预白化雷达观测信号,对提高处理器收敛速度、抑制杂波、以及对慢速目标的检测能力有所改善^[2,3].但是,当先验数据与观测数据存在偏差时,其杂波抑制效果会变差^[4].文献[5,6]提出了基于俯仰维信息的机载雷达非均匀杂波抑制方法和直接数据域匹配滤波方法,解决了非均匀环境下杂波抑制性能下降问题.然而当目标低空、慢速飞行时,目标与杂波在空域(方位和俯仰)、Doppler域差异较小,利用空时处理抑制杂波和检测低速目标性能受限.

因此,我们考虑将极化阵列应用到机载雷达上,当目标与杂波在空时域无法区分和抑制时,仍然还可以利用目标与杂波的极化差异来鉴别它们,达到抑制杂波的目的.极化阵列是一种能够获取电磁信号极化信息的新阵列,和普通相控阵相比,极化阵列具有更多的优势^[7].对极化阵列的研究,目前成为国内外研究的热点问题.美国华盛顿大学电子与系统工程学院从上世纪 90 年代研究极化阵列参数估计^[8],到现在研究杂波背景下慢速目标检测^[9]做了大量的工作.国防科技大学电子科学与工程学院对极化敏感阵列滤波、检测与估计进行了较全面的研究^[10],文献[11]研究了完全极化情况下极化域空域联合滤波器的性能.美国纽约州大学 Park 等人提出采用极化-空-时联合处理(PST-JDP)技术^[12,13],可以大大提高非均匀杂波背景下慢速运动目标的检测性能,弥补了 STAP 处理检测慢速运动目标的缺陷.然而,对极化空时联合处理对抑制性能与哪些因素有关,哪些是影响极化空时处理的关键因素还不明确.本文基于这一出发点,详细分析了极化空时联合处理对杂波抑制机理.

2 信号模型

极化阵列雷达只是在原来相控阵雷达的基础上加上了具备敏感极化信息的偶极子对,并没有改变其空间几何结构.设天线系统由 N 个天线阵元组成,每个天线阵元分别由水平极化通道(H)和垂直极化通道(V)组成,能够敏感回波的极化信息.设一个相干处理时间内处理 M 个相干脉冲串信号,脉冲重复频率记为 PRF.因此, N 个偶极子对接收 M 个相干脉冲串信号,通过下变频到基带,再经过匹配滤波, A/D 采样,接收信号可以表示为

$$\mathbf{x} = \alpha_0 \mathbf{v}_0 + \mathbf{c} + \mathbf{n} \quad (1)$$

式中, α_0 为目标幅度的常数, \mathbf{v}_0 为 $2MN \times 1$ 维的目标极化空时联合导向矢量, \mathbf{c} 和 \mathbf{n} 分别代表杂波和噪声矢量.其中,

$$\mathbf{v}_0 = \mathbf{v}_p(\gamma, \eta) \otimes \mathbf{v}_t(f_d) \otimes \mathbf{v}_s(f_s) \quad (2)$$

式中, \otimes 代表 Kronecker 积, $\mathbf{v}_p(\gamma, \eta)$, $\mathbf{v}_t(f_d)$ 和 $\mathbf{v}_s(f_s)$ 分别代表极化、空、时导向矢量.

$$\mathbf{v}_p(\gamma, \eta) = \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \exp(j\eta) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{v}_t(f_d) = [1 \quad \exp(j2\pi f_d) \quad \cdots \quad \exp(j2\pi(M-1)f_d)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{v}_s(f_s) = [1 \quad \exp(j2\pi f_s) \quad \cdots \quad \exp(j2\pi(N-1)f_s)]^T \quad (5)$$

式中, $(\cdot)^T$ 代表转置, f_d 目标归一化 Doppler 频率, $f_d = \frac{2v_a}{\lambda_0 \text{PRF}} \cos \theta \cos \varphi + \frac{2v_r}{\lambda_0 \text{PRF}}$, v_a 为载机的速度, v_r 目标的径向速度, λ_0 为雷达波长. f_s 为目标的空间频率, $f_s = \frac{d \cos \theta \cos \varphi}{\lambda_0}$. (γ, η) 为极化参数. $2MN \times 1$ 维杂波矢量可表示为 H 通道接收杂波和 V 通道接收杂波,即 $\mathbf{c} = [\mathbf{c}_H \quad \mathbf{c}_V]^T$. 则杂波极化空时协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_{pst}^{(c)} = E\{\mathbf{c}\mathbf{c}^H\} = \mathbf{R}_p \otimes \mathbf{R}_{s-t} \quad (6)$$

式中, H 代表共轭转置操作; $\mathbf{R}_{pst}^{(c)}$ 为 $2MN \times 2MN$ 维的极化空时协方差矩阵; \mathbf{R}_{s-t} 为空时协方差矩阵,反应了杂波的空时特性; \mathbf{R}_p 为极化协方差矩阵,其形式为

$$\mathbf{R}_p = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{r}\mu e^{-j\bar{\eta}} \\ \sqrt{r}\mu e^{j\bar{\eta}} & r \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, r 为 V 通道与 H 通道的平均功率比; μ 为两通道杂波信号的相关系数, $0 \leq \mu \leq 1$, $\mu = 1$ 时,杂波为完全极化波, $\mu = 0$ 时,杂波为完全未极化波, $0 < \mu < 1$ 时,杂波为部分极化波; $\bar{\eta}$ 为两通道的统计平均相位差.

假设接收机噪声是时间上和空间上都是彼此独立,为零均值的高斯白噪声,假设噪声功率为 σ_n^2 ,则接收的杂波加噪声协方差矩阵为

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{pst}^{(c)} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2MN} = \mathbf{R}_p \otimes \mathbf{R}_{s-t} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2MN} \quad (8)$$

式中, \mathbf{I}_{2MN} 为 $2MN \times 2MN$ 维的单位矩阵.

极化空时自适应处理原理框图如图 1 所示,根据最大 SINR 准则,在给定极化空时导向矢量和杂波协方差矩阵的条件下,得到最优权矢量为

$$\mathbf{w} = \kappa \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_0 \quad (9)$$

式中, κ 为常数.则相应的输出 SINR 为

$$\text{SINR}_{\max}^{(pst)} = P_s \mathbf{v}_0^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{v}_0 \quad (10)$$

式中, $P_s = |\alpha_0|^2$ 为信号功率.

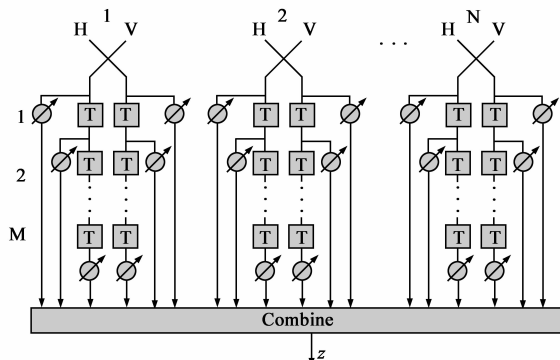


图1 极化空时联合处理原理图

3 性能分析

3.1 杂波协方差矩阵新的等价关系

根据杂波的极化、空、时功率谱特性,杂波主要能量集中在主极化矢量的杂波脊背线上,杂波脊的斜率 $\beta = \frac{2v_a}{d \text{ PRF}}$. 根据 Brennan 准则^[14],在正侧视阵理想情况下,杂波空时自由度为 $K = N + \beta(M - 1)$,也就是说杂波可以离散为 K 个不相干的点源干扰. 由 Kronecker 积的性质,完全极化情况下,即 $\text{rank}(\mathbf{R}_p) = 1$,杂波可以离散成 K 个完全极化波的点源干扰. 利用文献[2]分辨格思想,将空时二维频率划分成 MN 个分辨格,每个分辨格对应的中心频率为 $(f_d^m, f_s^n) = (-0.5 + m/M, -0.5 + n/N)$. 杂波自由度为 K ,也就是 MN 个分辨格中有 K 个分辨格被杂波占用. 设第 k 个分辨格的中心频率为 $f^{(k)} = (f_d^m, f_s^n) = (-0.5 + m/M, -0.5 + n/N)$,该频率傅里叶基对应的等效空时导向矢量为

$$\mathbf{v}_t(f_d^m) = [1 \quad \exp(j2\pi f_d^m) \quad \cdots \exp(j2\pi(M-1)f_d^m)]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{v}_s(f_s^n) = [1 \quad \exp(j2\pi f_s^n) \quad \cdots \exp(j2\pi(N-1)f_s^n)]^T \quad (12)$$

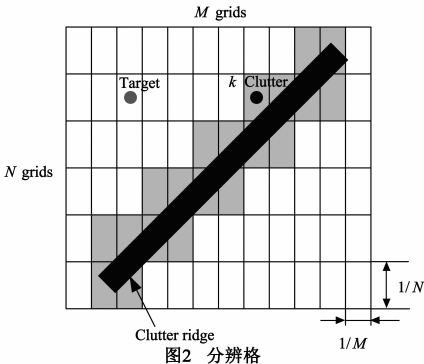


图2 分辨格

根据杂波特征值和功率谱关系,该分辨格对应的功率为其功率谱 $P(f_s, f_d)$ 在第 k 个分辨格内功率的总和,

$$P_k \approx \frac{1}{A_g} \iint_{G_k} P(f_s, f_d) df_s df_d \quad (13)$$

式中, G_k 是该分辨格的频率区域,为 $[f_d^m - 1/2M, f_d^m + 1/2M] \times [f_s^n - 1/2N, f_s^n + 1/2N]$ 的矩形区域, $A_g = 1/(MN)$ 为分辨格的面积.

为了便于性能分析,进行合理简化,假设杂波为完全极化波,则杂波协方差矩阵式(8)可等价表示为

$$\mathbf{R} \approx \sum_{k=1}^K P_k \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2MN} \quad (14)$$

式中, $\mathbf{v}_k = \mathbf{v}_p^k \otimes \mathbf{v}_t(f_d^m) \otimes \mathbf{v}_s(f_s^n)$, 其中 \mathbf{v}_p^k 为杂波的极化导向矢量.

3.2 极化空时处理性能分析

由上述分析得到杂波可以等效成 K 个不相干的点源干扰叠加,由于对多个干扰源合成矩阵进行求逆比

较困难,为了分析极化空时处理性能方便,首先选取任意的一个干扰点源进行性能分析,则 $\mathbf{R} = P_k \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2MN}$, 利用矩阵求逆引理(具体参见文献[10], p.280, 方程(3D.2)),得到

$$\mathbf{R}^{-1} = \frac{1}{\sigma_n^2} \left[\mathbf{I}_{2MN} - \frac{INR_{in} \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H}{1 + INR_{in} \|\mathbf{v}_k\|^2} \right] \quad (15)$$

式中, $INR_{in} = P_k / \sigma_n^2$ 单个阵元单个脉冲输入干噪比. 将式(15)代入式(10)

$$SINR_{\max} = SNR_{in} \mathbf{v}_0^H \mathbf{v}_0 \left[1 - \frac{INR_{in} \|\mathbf{v}_k\|^2}{1 + INR_{in} \|\mathbf{v}_k\|^2} \frac{|\langle \mathbf{v}_0, \mathbf{v}_k \rangle|^2}{\|\mathbf{v}_0\|^2 \|\mathbf{v}_k\|^2} \right] \quad (16)$$

式中, $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 代表内积, $\|\cdot\|$ 代表 F 范数, $SNR_{in} = P_s / \sigma_n^2$ 为单个阵元单个脉冲输入信噪比. 根据内积和 Kronecker 积的性质,有 $\mathbf{v}_0^H \mathbf{v}_0 = \mathbf{v}_k^H \mathbf{v}_k = MN$, 则

$$SINR_{\max} = ASNR_{in} \left[1 - \frac{AINR_{in}}{1 + AINR_{in}} \frac{|\langle \mathbf{v}_0, \mathbf{v}_k \rangle|^2}{\|\mathbf{v}_0\|^2 \|\mathbf{v}_k\|^2} \right] \quad (17)$$

式中, $ASNR_{in} = MN \cdot SNR_{in}$ 和 $AINR_{in} = MN \cdot INR_{in}$ 分别代表阵列信噪比和干噪比. 根据文献[15, p.70]定义输入 $SINR$ 损失为 $L_{SINR} = SINR_{\max} / ASNR_{in}$, 得到

$$L_{SINR} = 1 - \chi M_p M_s M_t \quad (18)$$

式中 $\chi = \frac{AINR_{in}}{1 + AINR_{in}}$, 由于阵列的输入干噪比较强, 所以 $\chi \approx 1$. $M_p = |\langle \mathbf{v}_p^0, \mathbf{v}_p^k \rangle|^2$ 为极化匹配系数 $0 \leq M_p \leq 1$,

$$M_s = \frac{|\langle \mathbf{v}_s^0, \mathbf{v}_s^k \rangle|^2}{N^2} = \frac{\sin^2[N\pi(f_s^0 - f_s^n)]}{N^2 \sin^2[\pi(f_s^0 - f_s^n)]}$$

为空域匹配系数, $M_t = \frac{|\langle \mathbf{v}_t^0, \mathbf{v}_t^k \rangle|^2}{M^2} = \frac{\sin^2[M\pi(f_d^0 - f_d^m)]}{M^2 \sin^2[\pi(f_d^0 - f_d^m)]}$ 为 Doppler 匹配系数. 由式(18)可知,极化空时处理输出 $SINR$ 与空间匹配系数, Doppler 匹配系数,极化匹配系数,杂波脊斜率, SNR, CNR 的解析表达式. 当目标与杂波极化域、空域和 Doppler 域差异越大, M_p, M_s, M_t 越小, 输出 $SINR$ 越大, 杂波抑制效果越好. 也就是说,在图2中,目标所在分辨格离杂波占用的分辨格(阴影部分)越远,杂波抑制性能越好.

考虑到杂波等效成多个干扰源累加,将具有 K 个自由度的杂波协方差矩阵重写为

$$\mathbf{R}_K = \sum_{k=1}^K P_k \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2MN} \quad (19)$$

直接求解矩阵的逆矩阵比较麻烦,这里采用递推方法.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_K^{-1} &= (\sigma_n^2 \mathbf{I}_{2MN} + \sum_{k=1}^K P_k \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H)^{-1} \\ &= [(\sigma_n^2 \mathbf{I}_{2MN} + \sum_{k=1}^{K-1} P_k \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H) + P_K \mathbf{v}_K \mathbf{v}_K^H]^{-1} \\ &= (\mathbf{R}_{K-1} + P_K \mathbf{v}_K \mathbf{v}_K^H)^{-1} \end{aligned}$$

$$= \mathbf{R}_{K-1}^{-1} - \frac{P_K \mathbf{R}_{K-1}^{-1} \mathbf{v}_K \mathbf{v}_K^H \mathbf{R}_{K-1}^{-1}}{1 + P_K \mathbf{v}_K^H \mathbf{R}_{K-1}^{-1} \mathbf{v}_K} \quad (20)$$

根据干扰协方差矩阵逆矩阵的递推关系,可得到最大输出信干噪比为

$$\begin{aligned} SINR_{\max, K} &= P_s \mathbf{v}_0^H \mathbf{R}_{c+n}^{-1} \mathbf{v}_0 \\ &= P_s \mathbf{v}_0^H \mathbf{R}_{K-1}^{-1} \mathbf{v}_0 - P_s \mathbf{v}_0^H \frac{P_K \mathbf{R}_{K-1}^{-1} \mathbf{v}_K \mathbf{v}_K^H \mathbf{R}_{K-1}^{-1}}{1 + P_K \mathbf{v}_K^H \mathbf{R}_{K-1}^{-1} \mathbf{v}_K} \mathbf{v}_0 \\ &= SINR_{\max, K-1} - \frac{P_s P_K |\mathbf{v}_0^H \mathbf{R}_{K-1}^{-1} \mathbf{v}_K|^2}{1 + P_K \mathbf{v}_K^H \mathbf{R}_{K-1}^{-1} \mathbf{v}_K} \end{aligned} \quad (21)$$

式(21)得到了输出信干噪比的递推关系表达式,由于 \mathbf{R} 为正定的 Hermitian 矩阵,可以看出,随着杂波自由度的增加,滤波器性能下降.也可以解释图 5 中随杂波脊斜率增大,杂波特征值数目增加,凹口变宽.

3.3 与时空处理性能比较分析

从以上分析可以看出,空时处理主要是少了极化匹配系数这一项,无法利用杂波与目标的极化差异进行对消,由以上的推导过程可以得到以下的信干噪比损失表达式

$$L_{SINR}^s = 1 - \chi M_s M_t \quad (22)$$

式(22)与式(18)比较可知, $L_{SINR}^s \leq L_{SINR}$, 至此,从理论上证明了极化空时处理的性能要优于空时信号处理.

4 算例分析与结论

假设极化阵列为正侧视均匀线阵,阵元个数为 8,等间隔排布,间距为 $1/3\text{m}$;一个 CPI 处理的相干脉冲个数为 12,脉冲重复频率为 300Hz ,雷达载频为 450MHz .阵列波束指向方位角 90° (以机头方向为 0°),载机飞行高度 9km ,速度为 50m/s ,待检测距离 130km .输入杂噪比 30dB , H 通道与 V 通道杂波功率相等,统计相位差为 $\bar{\eta} = 90^\circ$.杂波极化参数的确定和杂波协方差矩阵生成具体参考文献[15, 16].以上是共用的参数,下面有变化时做特别的声明.

算例 1 目标极化参数中相位差固定为 90° , $\gamma = (0^\circ, 15^\circ, 30^\circ)$,仿真得到了输出 $SINR$ 损失随 Doppler 频率和极化参数 γ 的变化如图 3 所示.由图看出:(1)当目标归一化 Doppler 频率 $|f_d| < 0.05$ 时,极化空时联合处理性能明显优于空时信号处理;(2)目标与杂波

极化参数 γ 相差较大时,杂波的抑制性能越好, $|\Delta\gamma| > 30^\circ$ 时, $SINR$ 损失基本上大于 -5dB ,即为雷达没有杂波时探测距离的 75%.

算例 2 目标极化参数中 $\gamma = 45^\circ$,相位差取 $\eta = (-30^\circ, 0^\circ, 30^\circ)$,仿真得到了输出 $SINR$ 损失随 Doppler 频率和相位差的变化如图 4 所示.由图可以看出:(1)极化空时联合处理性能明显优于空时信号处理,特别当目标 Doppler 频率很小时;(2)目标的相位差与杂波的相位差相差较大时,杂波的抑制性能越好.即目标的相位差为 -30° 时, $SINR$ 损失最大也不会超过 -3dB .相位差 $|\Delta\eta| > 60^\circ$ 时,杂波抑制性能会比较好.

由算例 1,2 可以得到,特别当目标 Doppler 频率较小时,极化空时联合处理的性能明显优于空时处理.当目标与杂波极化差异越大,杂波的抑制效果更好, $SINR$ 改善越明显.

算例 3 阵列波束指向为 80° ,杂波脊背线斜率分别为 $(0.5, 1, 2, 3)$,目标的极化参数为 $(\gamma, \eta) = (45^\circ, 0^\circ)$.仿真结果如图 5 所示,由图可以看出随着杂波脊背线斜率增大,空时处理的性能变差,凹口变宽,不能检测的区域变大.而极化空时处理性能相对受杂波脊线斜率影响较小,稳健性强.

算例 4 图 6 给出了杂噪比为 $(20, 30, 40, 50)\text{dB}$ 时,目标极化参数分别为 $(\gamma, \eta) = (45^\circ, 0^\circ)$ 和 $(\gamma, \eta) = (45^\circ, 60^\circ)$ 时极化空时处理 $SINR$ 损失随目标 Doppler 频率的变化曲线,以及空时处理 $SINR$ 损失随目标 Doppler 频率的变化曲线.由图可以看出,目标 Doppler 频率较小

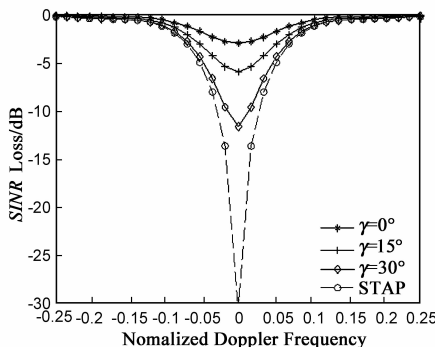


图3 $SINR$ 损失随目标极化参数 γ 变化

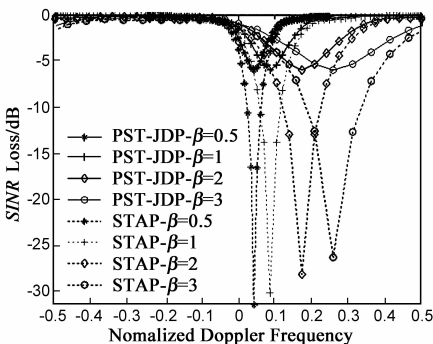


图5 $SINR$ 损失随杂波脊背线斜率变化

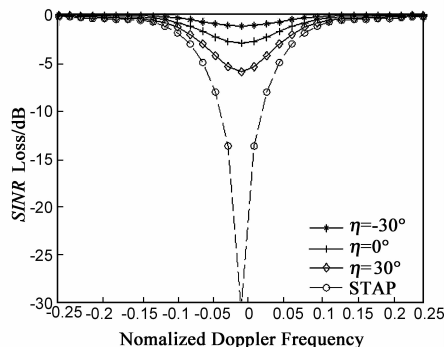


图4 $SINR$ 损失随目标极化参数 η 变化

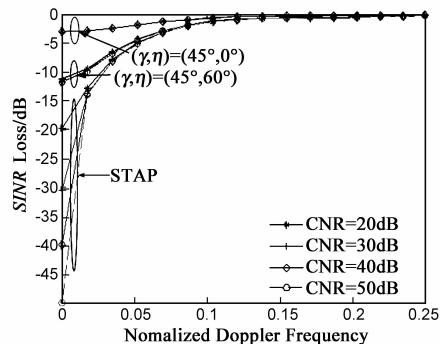


图6 $SINR$ 损失随输入杂噪比变化

时,极化空时处理受输入杂噪比变化影响较小,抗强杂波能力强,空时处理受杂噪比变化影响较大。

5 结束语

杂波的抑制和目标的增强,实质上是个分辨问题,即努力寻找目标与杂波的差异,从而达到抑制杂波和增强信号的目的。本文充分利用了目标与杂波的信息,在原来空域和时域信息的基础上,增加了极化域信息,并将极化域、空域和时域信息联合起来进行处理,即在这个三个域同时寻找目标与杂波的差别,从而达到很好的抑制杂波的目的。由以上公式推导和算例分析的结果可知,只有当目标与杂波在三个域差异都同时很小时,杂波才很难抑制。否则,只要某一个域存在差别,利用极化空时联合处理新方法就能够很好的抑制杂波,因而新方法具备很强的稳健性。文中建立了极化空时处理的信号模型,从理论上推导了完全极化的情况下极化空时处理性能要比空时处理好,特别当目标 Doppler 频率很小时。并且得到了极化空时处理与哪些参数有关,为工程设计奠定基础,并提供了理论支撑。

参考文献

- [1] Brennan L E and Reed I S. Theory of adaptive radar [J]. IEEE Trans on AES, 1973, 9(2): 237 - 252.
- [2] Wu Y, Tang J, Peng Y N. On the essence of knowledge-aided clutter covariance estimate and its convergence [J]. IEEE Trans on AES, 2011, 47(1): 569 - 585.
- [3] Zhu X M, Li J, Stoica P. Knowledge-aided space-time adaptive processing [J]. IEEE Trans on AES, 2011, 47(2): 1325 - 1336.
- [4] Gurram P R, Goodman N A. Spectral-domain covariance estimation with apriori knowledge [J]. IEEE Trans on AES, 2006, 42(3): 1010 - 1020.
- [5] 段克清,等.基于俯仰维信息的机载雷达非均匀杂波抑制方法[J].电子学报,2011,39(3):585 - 590.
Duan Ke-qing, et al. Elevation-based methods for nonhomogeneous clutter suppression in airborne radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3): 585 - 590. (in Chinese)
- [6] 杨志伟,廖桂生,贺顺,等.直接数据域的自适应匹配滤波方法[J].电子学报,2010,38(3):1616 - 1620.
YANG Zhi-wei, LIAO Gui-sheng, HE Shun, et al. Direct data domain approach with adaptive match filter [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(3): 1616 - 1620. (in Chinese)
- [7] 徐振海,肖顺平,张光义.极化阵列天线的性能优势与应用前景[J].现代雷达,2008,30(2):6 - 10.
Xu Z H, Xiao S P, Zhang G Y. Advantages and applications of polarization sensitive array [J]. Modern Radar, 2008, 30(2): 6 - 10. (in Chinese)
- [8] Ho K C, Tan K C, Nehorai A. Estimating directions of arrival

of completely and incompletely polarized signals with electromagnetic vector sensors [J]. IEEE Trans on SP, 1999, 47(10): 2845 - 2852.

- [9] Hurtado M, Xiao J J, Nehorai A. Target estimation, detection and tracking: A look at adaptive polarimetric design [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2009, 42 - 52.
- [10] 庄钊文,徐振海,肖顺平,等.极化敏感阵列信号处理 [M]. 国防工业出版社, 2005.
Zhuang Z W, Xu Z H, Xiao S P, et al. Signal Processing of Polarization Sensitive Array [M]. Beijing: National Defense Industrial Press, 2005. (in Chinese)
- [11] 徐振海,等.极化敏感阵列滤波性能分析:完全极化情形 [J].电子学报,2004,32(8):1310 - 1313.
XU Zhen-hai, et al. Filtering performance of polarization sensitive array: Completely polarized case [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(8): 1310 - 1313. (in Chinese)
- [12] Park H R, Wang H. Adaptive polarisation-space-time domain radar target detection in inhomogeneous clutter environments [J]. IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 2006, 153 (1): 35 - 43.
- [13] Park H R, Kwak Y G, Wang H. Efficient joint polarisation-space-time processor for nonhomogeneous clutter environments [J]. Electronics Letters, 2002, 38(25): 1714 - 1715.
- [14] Brennan L E, Staudaher F M. Subclutter visibility demonstration [R]. Technical report RL-TR-92-21, USAF Rome Laboratory, 1992: 1 - 56.
- [15] Ward J. Space-time adaptive processing for airborne radar [R]. Technical Report 1015, MIT Lincoln Laboratory, 1994: 1 - 79.
- [16] Giuli D, Fossi M, Gherardelli M. Polarisation behaviour of ground clutter during dwell time [J]. IEE Proceeding-F, 1991, 138(3): 211 - 217.

作者简介



吴迪军 男,1982年4月出生,湖南涟源人,国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生。研究方向:极化信息处理,空时信号处理,电子战仿真。

E-mail: dijunwu@sina.com

徐振海 男,1977年9月出生,河南卫辉人。博士后、副教授、硕士生导师,1994年9月考入国防科技大学,2004年6月获信息与通信工程专业博士学位,并留校任教。2006年5月到2008年10月在中国电子科技集团第十四研究所做博士后研究。承担并参与国家自然科学基金重点项目、“973”、“863”等多项科研任务,获军队科技进步二等奖2项,三等奖1项。出版学术专著1部,以第一作者发表论文40余篇,研究方向:雷达阵列信号处理、雷达极化信息处理等。