

斜投影三维极化滤波

刘爱军¹, 宋立众¹, 王季刚¹, 毛兴鹏¹, 邓维波²

(1. 哈尔滨工业大学(威海)信息与电气工程学院 264209 山东 威海, hitlaj@163.com;

2. 哈尔滨工业大学 电子与信息工程学院, 150001 哈尔滨)

摘要:为解决传统三维极化滤波造成的高频地波雷达目标信号极化损失和相位失真,提出一种基于斜投影的三维极化滤波方法,利用目标和干扰的矢量信号分别构建信号和干扰矢量子空间,使用斜投影算子作为滤波矢量进行三维极化滤波.与传统的三维极化滤波相比,基于斜投影的三维极化滤波方法在完全滤除干扰信号的同时对目标信号的幅度和相位不产生影响,有效提高了滤波器输出信号和干扰噪声功率之比(SINR)及信号相参性.仿真结果证实了该算法可以有效抑制高频地波雷达中的干扰信号.

关键词:极化滤波;斜投影算子;干扰抑制;极化损失

中图分类号: TN957.51

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2012)03-0075-06

Three-dimensions polarization filtering based on oblique projection

LIU Ai-jun¹, SONG Li-zhong¹, WANG Ji-gang¹, MAO Xing-peng¹, DENG Wei-bo²

(1. School of Information and electrical Engineering, Harbin Institute of Technology (Weihai), 264209 Weihai, China, hitlaj@163.com; 2. School of Electronics Information Engineering, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China)

Abstract: To solve the problem of target polarization loss and phase distortion of conventional three-dimension polarization filter for High Frequency Surface Wave Radar (HFSWR), a three-dimension polarization filter approach based on oblique projection is proposed in this paper. The spatial polarization parameters of the target signal and interference signal are used to span the corresponding subspace respectively, and then an oblique projection operator is obtained to form a polarization filter vector. Compared with the conventional three dimensions polarization filter, no amplitude loss and phase distortion of the target signals are introduced while the interference is mitigated perfectly, the improvement of significant signal to interference plus noise power ratio (SINR) can be expected and the phase coherence of the target signal can be kept. The simulation results indicate that the proposed method can effectively suppress the polarized interference for HFSWR.

Key words: polarization filter; oblique projection operator; interference suppression; polarization loss

工作在短波波段(2~15 MHz)的高频地波雷达(High Frequency Surface Wave Radar, HFSWR)与短波无线电台共处同一频段,密集的电台干扰常常使得高频地波雷达在其工作频段内很难找到合适的寂静工作频道.传统的空域滤波抗干扰技

术无法处理与目标信号同一方向的电台干扰,而极化滤波作为一种有效的抗干扰手段,能够利用目标信号和干扰的极化特征差异滤除那些在频域和空域难以抑制的干扰^[1].

双极化高频地波雷达采用垂直和水平双极化天线来接收回波信号,由于雷达回波信号中干扰信号与目标回波的极化状态并非总是相正交,导致在滤除干扰信号的同时会对目标信号产生一定的极化损失^[2].针对以上问题,毛兴鹏等^[3-4]提出了零相移极化滤波器,通过对极化滤波后的目标信号进行相位和幅度补偿,解决了极化损失问题,

收稿日期: 2010-12-07.

基金项目: 哈尔滨工业大学(威海)校科学研究基金资助项目
(HIT(WH)ZB201101).

作者简介: 刘爱军(1971—),男,副教授,博士;
毛兴鹏(1972—),男,教授,博士生导师;
邓维波(1962—),男,教授,博士生导师.

但需要对目标信号先进行线极化矢量变换(Linear Polarization Vector Transform, LVPT). 此外, 二维极化滤波存在某些极化滤波“死角”, 不能滤除所有极化方向的干扰. 张国毅等^[5-6]针对二维极化滤波的这一问题的, 提出了三维极化滤波的概念, 通过增加另一水平极化天线, 联合空域和极化域滤波来解决该问题. 本文在零相移极化滤波和三维极化滤波的基础上, 运用目标和干扰信号的空间极化参数矢量分别来构造相应的极化子空间, 利用斜投影算子作为空间极化滤波矢量构建三维斜投影极化滤波器, 对高频雷达回波中的干扰信号进行抑制, 在抑制所有极化方向的干扰过程中避免了目标信号的极化损失. 仿真结果表明基于斜投影算子的三维极化滤波器可以有效的抑制高频地波雷达中的干扰信号, 改善极化滤波器的输出信噪比.

1 三维极化滤波及其极化损失

1.1 三维极化滤波

张国毅提出的三维极化滤波中, 接收天线由3个互相垂直的线极化天线构成, 分别接收来自垂直方向和水平方向的极化回波信号, 如图1所示.

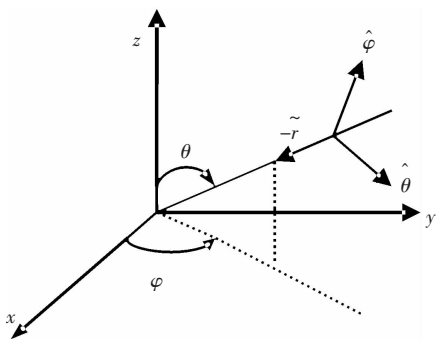


图1 三维极化坐标中的入射波

假设接收天线接收到的信号为远场平面波, 以俯仰角 θ , 方位角 φ 入射到接收天线. 则具有任意极化状态的入射波归一化电场矢量 $\mathbf{E}$ 可以表示为方向极化分量 $\mathbf{E}_\varphi$ 和方向极化分量 $\mathbf{E}_\theta$ 为

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_\varphi \hat{\varphi} + \mathbf{E}_\theta \hat{\theta}.$$

式中: $\mathbf{E}_\varphi = \cos \varepsilon$; $\mathbf{E}_\theta = \sin \varepsilon e^{j\delta}$. 其中 ε 和 δ 分别为入射波的极化状态. 将入射波归一化电场矢量 $\mathbf{E}$ 分解为3个分量: x, y, z , 则如图1坐标所示为

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \varepsilon \cos \theta \cos \varphi e^{j\delta} - \cos \varepsilon \sin \varphi \\ \sin \varepsilon \cos \theta \sin \varphi e^{j\delta} + \cos \varepsilon \cos \varphi \\ -\sin \varepsilon \sin \theta e^{j\delta} \end{bmatrix} = e^{j\delta_0} \begin{bmatrix} \cos \alpha \sin \beta \\ \sin \alpha \sin \beta e^{j\delta_1} \\ \cos \beta e^{j\delta_2} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

式中: $\mathbf{E}_x, \mathbf{E}_y, \mathbf{E}_z$ 分别为入射波在 x, y, z 方向的电场分量; α, β 分别为合成电场矢量的方位角与仰角; δ_0, δ_1 和 δ_2 分别为各分量的相对相位角. 通过推导可以得到

$$\begin{cases} \alpha = \tan^{-1}((\sin^2 \varepsilon \cos^2 \theta \sin^2 \varphi + \cos^2 \varepsilon \cos^2 \varphi + 0.5 \sin 2\varepsilon \sin 2\varphi \cos \theta \cos \delta)/(\sin^2 \varepsilon \cos^2 \theta \cos^2 \varphi + \cos^2 \varepsilon \sin^2 \varphi - 0.5 \sin 2\varepsilon \sin 2\varphi \cos \theta \cos \delta))^{1/2}, \\ \beta = \tan^{-1}((\sin^2 \varepsilon \cos^2 \theta + \cos^2 \varepsilon)/\sin^2 \varepsilon \sin^2 \theta)^{1/2}, \\ \delta_0 = \tan^{-1}(\sin \varepsilon \cos \theta \cos \varphi \sin \delta / (\sin \varepsilon \cos \theta \cos \varphi \cos \delta - \cos \varepsilon \sin \varphi)), \\ \delta_1 = \tan^{-1}(\sin 2\varepsilon \cos \theta \sin \delta / ((\sin^2 \varepsilon \cos^2 \theta - \cos^2 \varepsilon) \sin 2\varphi + \cos 2\varphi \sin 2\varepsilon \cos \theta \cos \delta)), \\ \delta_2 = \tan^{-1}(\cos \varepsilon \sin \varphi \sin \delta / (\cos \varepsilon \sin \varphi \cos \delta - \sin \varepsilon \cos \theta \cos \varphi)). \end{cases} \quad (2)$$

通过式(2)可以看出, $\alpha, \beta, \delta_0, \delta_1$ 和 δ_2 这些参数既与入射波的极化参数有关也和入射波空间来波方向有关, 称为空间极化参数. 为了方便计算, 忽略极化矢量的相对相位, 则入射干扰信号的空间极化矢量可表示为

$$\mathbf{E}_i = \begin{bmatrix} \cos \alpha_i \sin \beta_i \\ \sin \alpha_i \sin \beta_i e^{j\delta_{i1}} \\ \cos \beta_i e^{j\delta_{i2}} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

式中 $\alpha_i, \beta_i, \delta_{i1}$ 和 δ_{i2} 分别为干扰入射波的空间极化参数. 构造与干扰空间极化矢量相正交的滤波极化矢量 $\mathbf{H}_r$, 有

$$\mathbf{H}_r = \begin{bmatrix} \cos \alpha_r \sin \beta_r \\ \sin \alpha_r \sin \beta_r e^{j\delta_{r1}} \\ \cos \beta_r e^{j\delta_{r2}} \end{bmatrix}.$$

显然, 当满足条件

$$\begin{cases} \delta_{r1} = \delta_{i1}, \\ \delta_{r2} = \delta_{i2}, \\ \alpha_r = \alpha_i, \\ \beta_r = \beta_i + \pi/2. \end{cases}$$

$\mathbf{E}_i$ 和 $\mathbf{H}_r$ 相正交, 即 $\mathbf{E}_i^T \mathbf{H}_r^* = 0$. 这样可以通过构造与干扰相正交的空间极化滤波矢量 $\mathbf{H}_r$ 来抑制空间任何来波方向的干扰.

1.2 三维极化滤波极化损失

三维极化滤波中, 要求空间极化滤波矢量与干扰信号空间极化矢量相正交, 这样才能将回波信号中的干扰滤除, 然而目标信号空间极化矢量并不总是与干扰信号的空间极化矢量相正交, 换言之, 也就是目标信号的空间极化矢量并不总是与空间极化滤波矢量相匹配, 在滤除干扰信号的同时必然对

目标信号产生极化损失. 对于高频地波雷达来说, 其目标信号回波为垂直极化且沿海面返回, 水平入射到接收天线上, 即 $\varepsilon_e = \pi/2$, $\theta_e = \pi/2$, 因此归一化信号输出功率即极化损失为

$$m_l = |\mathbf{E}_e^T \cdot \mathbf{H}_r^*|^2 = \sin^2 \beta_i = 1 - \sin^2 \varepsilon_i \sin^2 \theta_i. \quad (4)$$

除极化损失外, 普通的三维极化滤波还会引入相位失真, 造成滤波结果中的目标信号不再相参, 影响后续的处理. 为了减少滤波后的目标信号极化损失和相位失真, 文献[3-4]提出了零相移瞬时极化滤波器, 通过对滤波后目标信号的幅度和相位进行补偿来减少极化损失. 基于此, 本文提出了基于斜投影的三维极化滤波方法, 在避免目标信号极化损失和相位失真的同时实现了三维空域和极化域的联合滤波.

2 斜投影三维极化滤波

2.1 斜投影理论

考虑 $n \times m$ 列满秩矩阵 $\mathbf{S}$ 和 $n \times k$ 列满秩矩阵 $\mathbf{I}$, 假设 $m + k < n$ 且 $\mathbf{S}$ 和 $\mathbf{I}$ 的列向量间线性无关但不要求正交, 线性无关说明由 $\mathbf{S}$ 和 $\mathbf{I}$ 张成的子空间 $\langle \mathbf{S} \rangle$, $\langle \mathbf{I} \rangle$ 的交集只有零向量, 称之为无交连; 因此合成矩阵 $[\mathbf{S} \ \mathbf{I}]$ 也为列满秩矩阵且 $\text{rank}([\mathbf{S} \ \mathbf{I}]) = m + k$. 沿着与子空间 $\langle \mathbf{I} \rangle$ 平行的方向到子空间 $\langle \mathbf{S} \rangle$ 的斜投影算子 $\mathbf{E}_{SI}$ 定义为

$$\mathbf{E}_{SI} = \mathbf{S}(\mathbf{S}^H \mathbf{P}_I^\perp \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{P}_I^\perp.$$

式中: $\perp$ 为矩阵的正交补; 上标 H 为矩阵 Hermitian 转置. 斜投影算子具有如下性质

$$\mathbf{E}_{SI} \mathbf{S} = \mathbf{S}, \quad \mathbf{E}_{SI} \mathbf{I} = \mathbf{0}.$$

即斜投影算子的值域空间就是与其相对应的投影空间 $\langle \mathbf{S} \rangle$, 子空间 $\langle \mathbf{I} \rangle$ 是斜投影算子的零空间的一个子集. 斜投影算子作为正交投影算子的推广, 不要求两个子空间正交.

2.2 斜投影三维极化滤波

高频雷达极化天线上接收到的信号为目标、干扰和背景噪声的混合回波信号, 可表示为

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_d + \mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n.$$

式中: $\mathbf{X}_d$ 为极化目标信号且 $\mathbf{X}_d = A_d e^{j(\omega_d t + \varphi_d)} \mathbf{E}_s$; A_d 为目标信号幅度; $\mathbf{E}_s$ 为目标信号空间极化参数矢量; $\mathbf{X}_i$ 为极化干扰信号且 $\mathbf{X}_i = A_i e^{j(\omega_i t + \varphi_i)} \mathbf{E}_i$, 其中 A_i 为干扰信号幅度, $\mathbf{E}_i$ 为干扰信号空间极化参数矢量; $\mathbf{X}_n$ 是均值为零, 方差 σ^2 的高斯白噪声, 对应于完全非极化波.

假设由目标和干扰的空间极化参数 $\mathbf{E}_s$ 和 $\mathbf{E}_i$

列向量张成的子空间分别为 $\langle \mathbf{E}_s \rangle$ 和 $\langle \mathbf{E}_i \rangle$, 称为信号和干扰的空间极化参数子空间. 那么目标信号空间极化参数子空间 $\langle \mathbf{E}_s \rangle$ 可以表示为

$$\langle \mathbf{E}_s \rangle = \text{span}\{\mathbf{E}_s\} = \text{span}\left\{\begin{bmatrix} \cos \alpha_s \sin \beta_s \\ \sin \alpha_s \sin \beta_s e^{j\delta_{s1}} \\ \cos \beta_s e^{j\delta_{s2}} \end{bmatrix}\right\}$$

同理, 干扰信号空间极化参数子空间 $\langle \mathbf{E}_i \rangle$ 为

$$\langle \mathbf{E}_i \rangle = \text{span}\{\mathbf{E}_i\} = \text{span}\left\{\begin{bmatrix} \cos \alpha_i \sin \beta_i \\ \sin \alpha_i \sin \beta_i e^{j\delta_{i1}} \\ \cos \beta_i e^{j\delta_{i2}} \end{bmatrix}\right\}$$

定义沿着干扰信号空间极化参数子空间 $\langle \mathbf{E}_i \rangle$ 到信号子空间 $\langle \mathbf{E}_s \rangle$ 的斜投影算子为 $\mathbf{E}_{[E_s E_i]}$, 则

$$\mathbf{E}_{[E_s E_i]} = \mathbf{E}_s (\mathbf{E}_s^H \mathbf{P}_{E_i}^\perp \mathbf{E}_s)^{-1} \mathbf{E}_s^H \mathbf{P}_{E_i}^\perp.$$

根据式(3), 有

$$\mathbf{E}_{[E_s E_i]} \mathbf{E}_s = \mathbf{E}_s, \quad \mathbf{E}_{[E_s E_i]} \mathbf{E}_i = \mathbf{0}.$$

因此可以通过构建斜投影算子 $\mathbf{E}_{[E_s E_i]}$ 作为空间极化滤波矢量 $\mathbf{H}_r$ 实现极化滤波^[8-10], 滤波后的输出信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_o &= \mathbf{H}_r \cdot \mathbf{X} = \mathbf{H}_r \cdot (\mathbf{X}_d + \mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n) = \\ &A_d e^{j(\omega_d t + \varphi_d)} \mathbf{E}_{[E_s E_i]} \mathbf{E}_s + A_i e^{j(\omega_i t + \varphi_i)} \mathbf{E}_{[E_s E_i]} \mathbf{E}_i + \\ &\mathbf{E}_{[E_s E_i]} \mathbf{X}_n = A_d e^{j(\omega_d t + \varphi_d)} \mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{[E_s E_i]} \mathbf{X}_n. \end{aligned} \quad (5)$$

从式(5)中可以看出, 经过三维斜投影极化滤波后, 空间极化干扰信号完全被滤除, 而保留下来的目标信号和极化滤波前完全一致, 这说明三维斜投影极化滤波与传统的三维极化滤波不同, 极化滤波后不会对目标信号产生任何极化损失.

3 性能分析

3.1 输出信干噪比 (SINR)

为便于分析三维斜投影极化滤波器滤波性能, 假设高频雷达回波信号中仅存在一个干扰, 定义三维斜投影极化滤波器输出信干噪比 $SINR$ 为

$$SINR = \frac{P_d}{P_i + P_n}. \quad (6)$$

式中 P_d 为输出极化目标信号的功率, 有

$$\begin{aligned} P_d &= \frac{1}{2} \mathbf{E}\{ |A_d e^{j(\omega_d t + \varphi_d)} \mathbf{E}_{[E_s E_i]} \mathbf{E}_s|^2 \} = \\ &\frac{1}{2} \mathbf{E}\{ |A_d e^{j(\omega_d t + \varphi_d)} \mathbf{E}_s|^2 \} = \frac{A_d^2}{2} \|\mathbf{E}_s\|^2. \end{aligned} \quad (7)$$

由于滤波器输出信号中干扰信号完全被滤除, 因此 $P_i = 0$, 而输出噪声功率为

$$P_n = \frac{1}{2} \mathbf{E}\{ |\mathbf{E}_{[E_s E_i]} \mathbf{X}_n|^2 \} = \frac{\sigma^2}{2} \|\mathbf{E}_{[E_s E_i]}\|^2. \quad (8)$$

将式(7),(8)代入式(6),得

$$SINR = \frac{\frac{A_d^2}{2} \| \mathbf{E}_s \|^2}{\sigma_i^2 \| \mathbf{E}_{[E_s E_i]} \|^2} = SINR \frac{\| \mathbf{E}_s \|^2}{\| \mathbf{E}_{[E_s E_i]} \|^2} =$$

$$SINR \frac{\text{tr}(\mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H)}{\text{tr}(\mathbf{E}_{[E_s E_i]} \mathbf{E}_{[E_s E_i]}^H)} = SINR / \sigma_i^2. \quad (9)$$

式中: $SINR = A_d^2 / \sigma^2$ 为输入信噪比; $\text{tr}()$ 为矩阵迹; σ_i 为斜投影算子 $\mathbf{E}_{[E_s E_i]}$ 的奇异值, 其与子空间 $\langle \mathbf{E}_s \rangle$ 和 $\langle \mathbf{E}_i \rangle$ 之间主角 ψ 的关系为 $\sigma_i^2 = 1 / \sin^2(\psi)$. 式(9)说明斜投影滤波后输出信噪比除了和输入信噪比有关还和两个子空间的接近程度有关, 当两个子空间很靠近时, 滤波效果将变差. 特别是在低信噪比的情况下, 斜投影算子在一定程度上放大了噪声, 导致输出信噪比改善不明显, 仿真结果也证实了这一点, 但当干扰信号占优时, 斜投影能起到很好的抑制干扰效果.

3.2 空域-极化域滤波性能分析

重新考查雷达天线接收到的信号归一化电场矢量, 式(1)可以写成

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \sin \varepsilon \cos \theta \cos \varphi e^{j\delta} - \cos \varepsilon \sin \varphi \\ \sin \varepsilon \cos \theta \sin \varphi e^{j\delta} + \cos \varepsilon \cos \varphi \\ -\sin \varepsilon \sin \theta e^{j\delta} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} -\sin \varphi & \cos \theta \cos \varphi \\ \cos \varphi & \cos \theta \sin \varphi \\ 0 & -\sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varepsilon \\ \sin \varepsilon e^{j\delta} \end{bmatrix} = \Omega_s \Theta_p.$$

式中: $\Omega_s = \begin{bmatrix} -\sin \varphi & \cos \theta \cos \varphi \\ \cos \varphi & \cos \theta \sin \varphi \\ 0 & -\sin \theta \end{bmatrix}$ 为信号的空间

方向参数; $\Theta_p = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon \\ \sin \varepsilon e^{j\delta} \end{bmatrix}$ 为信号的极化参数. 考虑以下几种情况时斜投影滤波器的滤波性能:

1) 当目标信号和干扰的入射方向 Ω_s 和极化参数相同 Θ_p 都不同时, 这时由电场矢量 $\mathbf{E}_s$ 和 $\mathbf{E}_i$ 张成的空间极化参数子空间构成的斜投影算子, 所对应的是空域极化域联合滤波, 此时斜投影极化滤波器能将干扰完全滤除而不造成目标信号的损失.

2) 当目标信号和干扰的入射方向相同, 也就是说目标信号和干扰的 Ω_s 相同, 而极化参数不同, 即 Θ_p 不同, 此时空域滤波已经不能将目标信号和干扰分开, 滤波器退化成简单的极化滤波器, 可以通过目标信号和干扰的极化状态差别来实现滤波.

3) 当目标信号和干扰的极化参数相同, 也就是说目标信号和干扰的 Θ_p 相同, 而来自不同的入

射方向, 即 Ω_s 不同, 此时通过极化滤波无法将目标信号和干扰分开, 滤波器退化成简单的空域滤波器, 可以通过目标信号和干扰的空间来波方向的不同来实现滤波.

4) 当目标信号和干扰信号的极化参数及空间入射方向都相同时, 此时通过空间和极化的方法已经无法将目标信号和干扰信号分开. 不论是传统的三维极化滤波还是本文提出的滤波算法都将失去滤波效力, 滤波性能最差.

在高频地波雷达中, 目标回波的入射方向和极化角可近似为 $\varepsilon_e = \pi/2$, $\theta_e = \pi/2$, 假设干扰信号的入射方向为 θ_i , 极化角为 ε_i , 定义 $\Delta\theta = \theta_e - \theta_i = \pi/2 - \theta_i$, $\Delta\varepsilon = \varepsilon_e - \varepsilon_i = \pi/2 - \varepsilon_i$, 根据式(4)有, 目标信号的极化损失为

$$m_i = 1 - \sin^2 \theta_i \sin^2 \varepsilon_i = 1 - \cos^2(\Delta\theta) \cos^2(\Delta\varepsilon). \quad (10)$$

从式(10)可以看出, 当干扰信号和目标信号的空间极化参数接近时, 即 $\Delta\theta \rightarrow 0$, $\Delta\varepsilon \rightarrow 0$ 时, $m_i \rightarrow 0$, 表明此时目标信号和干扰信号一样被完全滤掉, 目标信号极化损失最大.

4 仿真结果

为验证上述分析结果, 对传统三维极化滤波器和斜投影三维极化滤波器滤波后的信噪比改善情况进行了仿真, 图2给出了仿真结果. 图2中目标信号和干扰信号功率之比 $SIR = -10$ dB, 目标信号为水平入射垂直极化波 ($\theta_s = 90^\circ$, $\varphi_s = 60^\circ$, $\varepsilon_s = 90^\circ$, $\eta_s = 75^\circ$), 干扰信号与目标信号入射方向和极化状态均不同 ($\theta_i = 40^\circ$, $\varphi_i = 60^\circ$, $\varepsilon_i = 35^\circ$, $\eta_i = 75^\circ$). 从图2中可以看出, 在雷达回波信号中干扰强度较弱的情况下 (输入干噪比 $INR < 10$ dB), 三维斜投影极化滤波器滤波后 $SINR$ 改善程度要比传统的三维极化滤波差, 原因是在低干噪比情况下, 混合信号中白噪声占优而干扰较弱, 而斜投影算子对白噪声没有明显的抑制能力, 致使 $SINR$ 改善不明显. 但在干扰占优的情况下 ($INR > 10$ dB 以上), 三维斜投影极化滤波器滤波后 $SINR$ 的改善要明显好于传统的三维极化滤波器. 特别地, 当干噪比很大达到 30 dB 时, 传统三维极化滤波的 $SINR$ 改善仅为 15.76 dB 左右, 而斜投影极化带来的 $SINR$ 改善则可以达到 27.2 dB 左右.

图3为干扰和目标信号来波方向相同时三维斜投影极化滤波器的仿真结果, 其中 $\theta_s = \theta_i = 90^\circ$, $\varphi_s = \varphi_i = 60^\circ$, $SINR = 10$ dB. 图3中目标极化状态为垂直极化 ($\varepsilon_s = 90^\circ$, $\eta_s = 75^\circ$), 干扰信号

的极化状态任意. 从图 3 中可以看出当干扰信号和目标信号的极化参数差别较大时, 可以取得较大的 $SINR$ 改善; 而当干扰信号的极化参数逐渐接近目标极化参数时, 滤波器的性能逐渐下降; 当干扰与信号空间极化参数完全相同时, 极化滤波无法将目标信号和干扰信号分开.

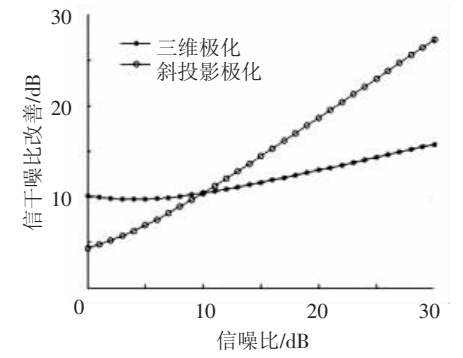


图 2 两种极化滤波方法性能比较

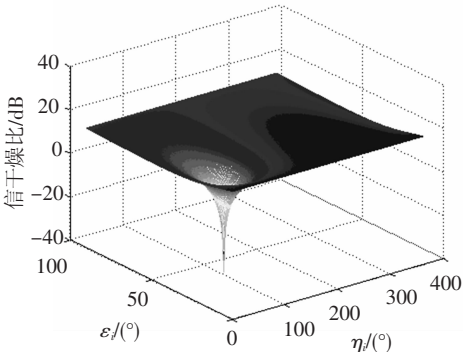


图 3 干扰和目标方向相同时滤波器性能

相应的, 图 4 给出干扰信号和目标信号极化状态相同, 干扰信号的入射方向逐渐接近目标信号的入射方向时, 经斜投影三维极化滤波后输出 $SINR$ 的变化情况. 图 4 中对应的参数为: 干扰信号和目标信号极化状态相同, 都为垂直极化信号 ($\varepsilon_s = \varepsilon_i = 90^\circ, \eta_s = \eta_i = 75^\circ$), 目标信号的入射方向 $\theta_s = 90^\circ, \varphi_s = 60^\circ, SINR = 10\text{ dB}$. 从图 4 中可以看出当干扰与目标信号的入射方向不同时, 滤波器能提供较高的 $SINR$ 改善; 而当干扰信号和目标信号的空间极化参数接近时滤波器的性能将逐渐变坏, 当两者完全相同时, 与图 3 给出的结论一样, 滤波器无法将干扰和目标信号分开, 滤波器失效.

图 5 给出了当目标信号和干扰信号的极化参数接近时目标的极化损失仿真结果, 图 5 中目标与干扰信号的入射角之差 $\Delta\theta$ 在 $\pm 5^\circ$ 内变化, 极化角之差 $\Delta\varepsilon$ 在 $\pm 3^\circ$ 内变化, 可以看出目标和干扰的空间极化参数越接近, 目标信号极化损失越大, 当 $\Delta\theta = 0$ 且 $\Delta\varepsilon = 0$ 时目标信号极化损失达到最大.

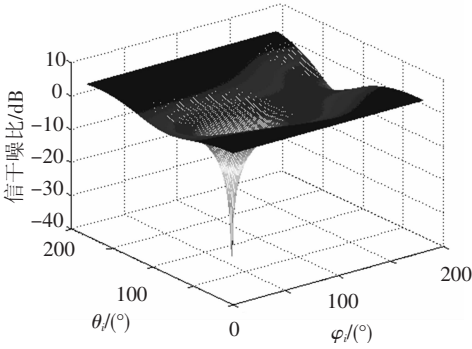


图 4 干扰和目标信号极化状态相同时滤波器性能

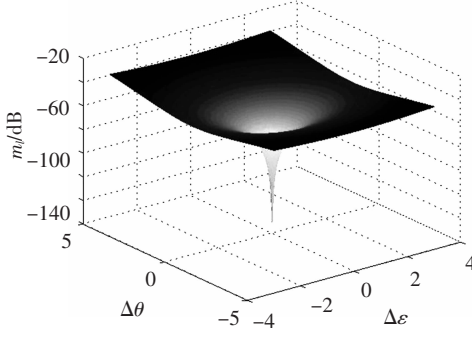


图 5 目标信号的极化损失

图 6 是一组实测高频雷达数据仿真结果. 图 6 中虚线是滤波前的速度谱, 实线是滤波后的速度谱. 图 6 中目标信号位于多普勒频移 0.2 Hz 处, 通过估计得到其极化参数为 $\varepsilon_s = 86.5^\circ, \delta_s = 24.3^\circ$, 近似为垂直极化波. 人为加入仿真干扰信号位于多普勒频移 -0.62 Hz 附近, 极化参数为 $\varepsilon_i = 60^\circ, \delta_i = 12^\circ$, 入射方向为 $\theta_i = 36^\circ, \varphi_i = 120^\circ$. 将雷达回波信号通过斜投影极化滤波器处理后可以明显看出, 目标信号被完整的保留下来, 而干扰被完全抑制. 信干噪比改善大约 9 dB 左右.

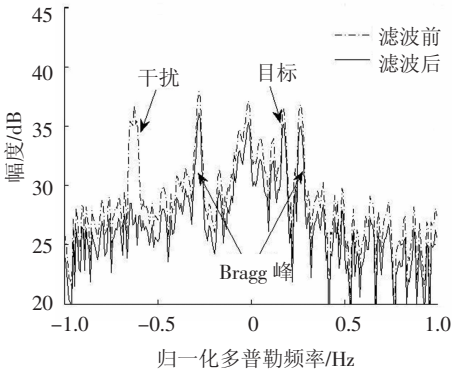


图 6 实测数据处理结果

5 结 语

在以往研究极化滤波的基础上, 利用信号和干扰的空间参数和极化参数构造相对应的目标和

干扰信号子空间,提出一种基于斜投影的三维极化滤波器对高频地波雷达中的干扰进行抑制. 理论分析表明该滤波器不仅能完好的保持目标信号的幅度和相位等矢量信息,还实现了空间和极化状态的联合滤波,当目标和干扰在来波方向或者极化状态上存在差异时就可以把干扰抑制掉. 本文提出的斜投影三维极化滤波器拓展了极化滤波技术的应用领域,降低了工程实现的复杂度. 仿真结果表明,其性能优于传统的三维极化滤波器和零相移极化滤波器.

参考文献:

- [1] POELMAN A J. Virtual polarization adaption-A method of increasing detection capability of a radar system through polarization-vector processing[J]. IEE Proceedings Communications Radar and Signal Processing, 1981, 128(5): 261 - 269.
- [2] 毛兴鹏, 刘永坦. 极化滤波技术的有效性研究[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2002, 34(4): 577 - 580.
- [3] MAO Xing-peng, DENG Wei-bo, LIU Yong-tan. Null phase-shift polarization filter for high frequency radar radio interferences suppression[C]//Proceedings of Radar Conference, 2008. Washington, DC: IEEE, 2008: 1 - 6.
- [4] MAO Xing-peng, LIU Yong-tan. Null phase-shift polarization filtering for high-frequency radar [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(4): 1397 - 1408.
- [5] 张国毅, 刘永坦. 高频地波雷达的三维极化滤波[J]. 电子学报, 2000, 28(9): 114 - 116.
- [6] 张国毅, 刘永坦. 三维极化滤波及其参数估计[J]. 现代雷达, 2000, 22(3): 39 - 43.
- [7] BEHRENS R T, SCHARF L L. Signal processing applications of oblique projection operators[J]. IEEE Trans Signal Process, 1994, 42(6): 1413 - 1424.
- [8] CAO Bin, LIU Ai-jun, MAO Xing-peng, *et al.* An oblique projection polarization filter [C]//Proceedings of International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Washington, DC: IEEE, 2008: 1 - 4.
- [9] 毛兴鹏, 刘爱军, 邓维波, 等. 斜投影极化滤波器[J]. 电子学报, 2010, 38(9): 2003 - 2008.
- [10] 张钦宇, 曹斌, 王建, 等. 基于斜投影的极化滤波技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2010, 40(1): 91 - 101.
- [11] POELMAN A J. Virtual polarization adaption-A method of increasing detection capability of a radar system through polarization-vector processing[J]. IEE Proceedings Communications Radar and Signal Processing, 1981, 128(5): 261 - 269.
- [12] 毛兴鹏, 刘永坦. 极化滤波技术的有效性研究[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2002, 34(4): 577 - 580.
- [13] MAO Xing-peng, DENG Wei-bo, LIU Yong-tan. Null phase-shift polarization filter for high frequency radar radio interferences suppression[C]//Proceedings of Radar Conference, 2008. Washington, DC: IEEE, 2008: 1 - 6.
- [14] MAO Xing-peng, LIU Yong-tan. Null phase-shift polarization filtering for high-frequency radar [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(4): 1397 - 1408.
- [15] 张国毅, 刘永坦. 高频地波雷达的三维极化滤波[J]. 电子学报, 2000, 28(9): 114 - 116.
- [16] 张国毅, 刘永坦. 三维极化滤波及其参数估计[J]. 现代雷达, 2000, 22(3): 39 - 43.
- [17] BEHRENS R T, SCHARF L L. Signal processing applications of oblique projection operators[J]. IEEE Trans Signal Process, 1994, 42(6): 1413 - 1424.
- [18] CAO Bin, LIU Ai-jun, MAO Xing-peng, *et al.* An oblique projection polarization filter [C]//Proceedings of International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Washington, DC: IEEE, 2008: 1 - 4.
- [19] 毛兴鹏, 刘爱军, 邓维波, 等. 斜投影极化滤波器[J]. 电子学报, 2010, 38(9): 2003 - 2008.
- [20] 张钦宇, 曹斌, 王建, 等. 基于斜投影的极化滤波技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2010, 40(1): 91 - 101.

(编辑 张 红)

(上接第 22 页)

- [9] 胡维多, SCHEERES D J, 向开恒. 飞行器近小行星轨道动力学的特点及研究意义[J]. 天文学进展, 2009, 27(6): 152 - 166.
- [10] ZHANG Zhenjiang, CUI Hutao, REN Gaofeng. Modeling for the gravitation potential environment of an irregular-shaped asteroid and the spherical harmonic coefficient estimation[J]. Spacecraft Environment Engineering, 2010, 27(3): 383 - 388.
- [11] SHAO Wei, CUI Pingyuan, CUI Hutao. Physical properties calculation of small body using points triangulations [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2010, 42(5): 687 - 691.
- [12] MITCHELL D L, HUDSON R S, OSTRO S J, *et al.* Shape of asteroid 433 Eros from inversion of goldstone radar doppler spectra [J]. Icarus, 1998, 131(1): 4 - 14.
- [13] SHEPARD M K, MARGOT Jean-Luc, CHRISTOPHER Magri, *et al.* Radar and infrared observations of binary near-Earth Asteroid 2002 CE26 [J]. Icarus, 2006, 184(1): 198 - 210.
- [14] SHINSUKE A, TADASHI M, NARU H. Mass and local topography measurements of itokawa by hayabusa [J]. Science, 2006, 312(5778): 1344 - 1347.
- [15] 刘林. 航天器轨道理论[M]. 北京, 国防工业出版社, 2000: 104 - 106.
- [16] LARA M, SCHEERES D J. Stability bounds for three dimensional motion close to asteroids[J]. Journal of the Astronautical Sciences, 2002, 50(4): 389 - 409.
- [17] SCHEERES D J, MILLER J K, YEOMANS D K. The orbital dynamics environment of 433 Eros: a case study for future asteroid missions [R]. Pasadena: Jet Propulsion Laboratory, 2003, 42(152): 1 - 26.
- [18] SCHEERES D J, HSIAO F Y, VINH N X. Stabilizing motion relative to an unstable orbit: applications to spacecraft formation flight [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2003, 26(1): 62 - 73.
- [19] ZHANG Zhenjiang, CUI Hutao. Orbit dynamics and control in the neighborhood of the asteroid's center point [C]//The 3rd International Symposium on Systems and Control in Aeronautics and Astronautics (ISSCAA 2010). Harbin: [s. n.], 2010.
- [20] SCHEERES D J. Periodic orbits in rotating second degree and order gravity fields [J]. Chinese Journal of Astronomy and Astrophysics, 2008, 8(1): 108 - 118.

(编辑 张 宏)