



论文

主瓣干扰极化抑制的新方法

戴幻尧*, 李永祯, 刘勇, 王雪松

国防科技大学电子科学与工程学院, 长沙 410073

* 通信作者. E-mail: leon0203@sohu.com

收稿日期: 2010-12-01; 接受日期: 2011-06-07

国家自然科学基金(批准号: 60736006, 60802078)、十一五预研项目(批准号: 51309060305)和湖南省研究创新(批准号: CX2009-B010)资助项目

摘要 提出了一种针对主瓣压制干扰的空域虚拟多通道并行极化滤波技术. 利用天线在空域扫描时的极化慢变特性, 对接收到的干扰信号进行处理, 获得正交极化回波与极化状态的估计, 然后以最佳极化进行极化滤波, 以达到抑制噪声干扰的目的. 通过采取并行处理, 该方法能够消除仰角估计误差对抑制性能的影响. 理论分析和仿真表明, 该方法可使单极化雷达具备极化信息处理能力, 进而获得较大的性能提升.

关键词 天线极化 极化分解 虚拟极化滤波 多通道并行 干扰抑制

1 引言

当存在主瓣干扰且有期望信号混入情况下, 用常规自适应波束形成方法进行自适应干扰对消, 不但会引起主瓣变形, 而且期望信号也会被抑制, 从而影响对消性能^[1,2]. 近年来, 随着雷达极化理论研究的逐步深入和器件水平的大幅度提高, 极化信息处理技术在雷达成像^[3]、超分辨^[4]、目标分类识别^[5]、地理遥感^[6]、抑制杂波^[7]和抗干扰^[8]等领域中日益占据越来越重要的地位, 并付诸于实际应用. 但是, 上述应用的前提都是雷达具备全极化测量能力. 现有雷达大多为单极化方式, 比如防空、警戒、引导雷达等, 不具备变极化能力或全极化测量能力, 这对雷达的极化域抗干扰和目标识别造成了根本性的困难. 根据天线理论, 在给定频率和空间指向的远场区, 天线存在着某一确定的极化方式. 当天线的工作频率固定, 随着空间指向的不同, 天线辐射场的极化方式也有所不同^[9], 这意味着天线的极化是空域指向的函数. 天线极化在空间的这种变化特性, 简称为天线的“空域极化特性”^[10]. 防空雷达一般在空域内作机械扫描, 在扫描过程中, 来波或雷达目标相对于天线的空间位置发生了改变. 如果来波或雷达目标的极化特性在雷达波束扫描期间不发生变化, 那么, 利用天线扫描接收机得到的电压序列, 根据事先测得的天线极化特性, 通过设计某种信号处理手段, 就可以使现有雷达在不作硬件改动的前提下, 具有一定的极化测量能力和变极化能力, 可以抵抗有源单极化压制式干扰, 这将具有重要的应用价值. 本文从抗主瓣干扰角度出发研究了一种新的抗干扰方法, 重点讨论了天线空域极化特性的建模, 干扰信号的极化分解与估计, 干扰信号的极化抑制 3 个问题, 针对俯仰测量误差的情况, 设计了空域多通道并行极化滤波器, 保证了本文所提方法的有效性.

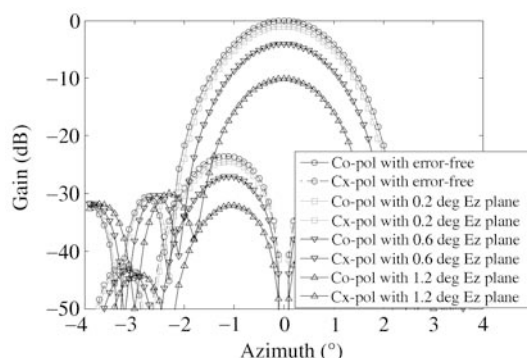


图 1 不同俯仰角下天线的方位极化方向图

Figure 1 Antenna amplitude pattern in different elevation planes

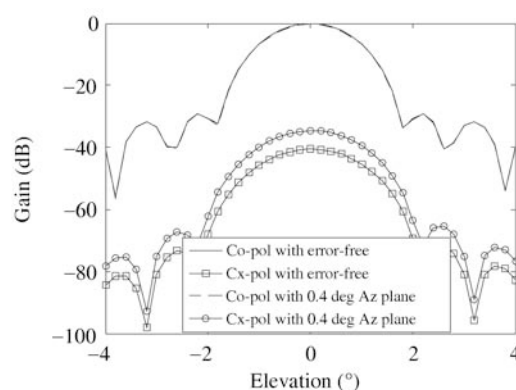


图 2 不同方位角下天线的俯仰极化方向图

Figure 2 Antenna amplitude pattern in different azimuth planes

2 天线的极化特性分析

为了准确地获得抛物面天线空域极化特性的先验知识, 我们采用丹麦 TICRA 公司开发的用于分析发射面天线的专用软件 GRASP9, 计算得到抛物面天线的空域极化特性如图 1 和 2 所示, 其中, 焦距 $F=1.25$ m, 天线的口径 $D=1$ m, 天线的工作频率为 12 GHz, 天线的主极化为 $\hat{\theta}$ 极化, 交叉极化为 $\hat{\phi}$ 极化. 由图 1 和 2 可以看出, E_{θ} 和 E_{ϕ} 均是 (θ, ϕ) 的函数. 根据电磁计算中馈源的定义, 该天线的主极化分量 E_{θ} 为垂直极化, 即 $E_{\theta} = E_V$. 交叉极化分量 E_{ϕ} 为水平极化, 即 $E_{\phi} = E_H$.

由图 1 和 2 可以看出, 天线主极化和交叉极化辐射场均满足对称特性, 并且方位方向上的极化特性与俯仰方向的极化特性是不同的. 在固定的俯仰角 θ 下, 不同的方位角上, 主极化辐射场的幅度和相位都关于 $\phi = 0$ 偶对称, 即

$$E_V(\phi) = E_V(-\phi). \quad (1)$$

而交叉极化的幅度关于 $\phi = 0$ 偶对称, 相位在 $\phi = 0$ 位置跳变了 180° , 呈现奇对称, 即 $E_H(\phi) = -E_H(-\phi)$. 因此, 在相同的俯仰角, 不同的方位角下, 天线辐射场满足

$$\begin{cases} E_V(\theta, \phi) = E_V(\theta, -\phi), \\ E_H(\theta, \phi) = -E_H(\theta, -\phi). \end{cases} \quad (2)$$

由图 1 能看出, 在主瓣中心位置天线的交叉分量最弱, 而在中心到第一零点的区间上, 交叉极化分量变化明显且具有单调上升趋势, 也就是说, 在固定观测位置上, 当抛物面天线进行方位扫描时, 主极化分量逐渐减小, 交叉极化分量逐渐增加, 天线的极化特性变化明显且规律性强. 图 2 给出了固定方位下的俯仰方向图, 可以看出其主极化和交叉也满足对称特性, 并且其交叉极化的结构和主极化方向图的结构相似, 可以表示为

$$\begin{cases} E_V(\theta, \phi) = E_V(-\theta, \phi), \\ E_H(\theta, \phi) = E_H(-\theta, \phi). \end{cases} \quad (3)$$

由于主极化和交叉极化分量在主瓣内变化趋势一致, 因此天线的极化特性在俯仰方向变化不明显.

3 极化分解与估计的处理方法

3.1 天线模型

由上述分析可知, 具有机扫或电扫能力的雷达, 雷达天线的增益特性、极化特性在空间扫描的过程中并非一成不变, 而是按一定规律变化的, 其天线的极化方式将是扫描俯仰角及方位角的函数. 设雷达天线的峰值增益为 G , 主极化方式为水平极化 (H), 对应的归一化方向图为 $g_H(\varphi, \theta)$, 交叉极化方式为垂直极化 (V), 对应的归一化方向图为 $g_V(\varphi, \theta)$, 其中, θ 是俯仰角, φ 是方位角. 在极化基 (H, V) 下, 天线的极化方向图可写成矢量形式如下:

$$\mathbf{G}(\varphi, \theta) = G \begin{bmatrix} g_H(\varphi, \theta) \\ g_V(\varphi, \theta) \end{bmatrix} = G \cdot \mathbf{g}(\varphi, \theta), \quad (4)$$

其中, $\mathbf{g}(\varphi, \theta) = \begin{bmatrix} g_H(\varphi, \theta) \\ g_V(\varphi, \theta) \end{bmatrix}$ 称作天线的空域极化矢量, 是空间角度 (φ, θ) 的函数. 在满足互易条件下, 天线接收方向图与发射方向图相同, 可统一用 $\mathbf{G}(\varphi, \theta)$ 表示. 另外, 当只关心天线在特定俯仰角 θ 下的空域极化特性时, 可把式 (4) 表示的二维函数简化成一维函数, 记作 $\mathbf{G}(\varphi)$. 同时, 雷达通常工作于脉冲模式, 天线的极化方向图由其空域采样值 $\Delta\varphi_s = \omega_s/\text{PRF}$ 来表征, 其中, ω_s 是天线转速, PRF 是脉冲重复频率. 若雷达天线的 3 dB 波束宽度为 W , 共有 $2K+1$ 个采样点, 则天线的极化方向图的空间采样形式表示为

$$\mathbf{G}(\varphi_k) = G \cdot \mathbf{g}(\varphi_k), \quad k = -K, \dots, 0, \dots, K. \quad (5)$$

3.2 干扰信号模型

设干扰机天线的峰值增益为 G_J , 其极化方式在雷达天线扫描期间可近似是固定的, 在雷达极化基 (H, V) 下记作 $\mathbf{J}_{HV} = \begin{bmatrix} J_H \\ J_V \end{bmatrix}$, 且 $\|\mathbf{J}_{HV}\|^2 = 1$. 干扰机发射功率为 P_J , 干扰信号波形为 $j(t)$, 常用的干扰类型有窄带直放噪声干扰、噪声调幅干扰或噪声调频干扰等. 对于由主瓣方向进入的干扰, 雷达接收到的干扰信号将受到天线空域极化调制. 在特定方位角下 φ_k , 雷达接收干扰信号为

$$\begin{aligned} V_{r,J}(\varphi_k, t) &= \sqrt{\frac{P_J G_J G \lambda^2}{(4\pi)^2 r_J^2}} \cdot e^{-j\frac{2\pi r_J}{\lambda}} \cdot \mathbf{g}^T(\varphi_k) \cdot \mathbf{J}_{HV} \cdot j(\varphi_k, t) \\ &= K_J \cdot [g_H(\varphi_k)J_H + g_V(\varphi_k)J_V] \cdot j(\varphi_k, t), \end{aligned} \quad (6)$$

其中, r_J 是干扰机距离, $K_J = \sqrt{\frac{P_J G_J G \lambda^2}{(4\pi)^2 r_J^2}} \cdot e^{-j\frac{2\pi r_J}{\lambda}}$, $j(\varphi_k, t)$ 是该方位角下的干扰信号. 有源压制干扰覆盖整个搜索距离范围, 将包含干扰的距离分辨单元记作 τ_J , 雷达在方位角 φ_k 的接收干扰信号记为 $V_{r,J}(\varphi_k, t)$. 同时 $\varphi_k = \varphi_{-K}, \dots, \varphi_K$, 设干扰信号在同一距离单元, 不同方位角下围绕均值是随机变化的, 设变化量为 $\Delta j(\theta_k, \tau_J)$, 服从零均值 Gauss 分布, 方差为 δ_j^2 . 这样, 在干扰距离单元, 各方位角下的接收电压可以写成线性方程组形式如下:

$$\begin{cases} V_J(\varphi_{-K}, \tau_J) = K_J \cdot [g_H(\varphi_{-K})J_H + g_V(\varphi_{-K})J_V] \cdot j(\tau_J) + \Delta j(\varphi_{-K}, \tau_J), \\ \vdots \\ V_J(\varphi_0, \tau_J) = K_J \cdot [g_H(\varphi_0)J_H + g_V(\varphi_0)J_V] \cdot j(\tau_J) + \Delta j(\varphi_0, \tau_J), \\ \vdots \\ V_J(\varphi_K, \tau_J) = K_J \cdot [g_H(\varphi_K)J_H + g_V(\varphi_K)J_V] \cdot j(\tau_J) + \Delta j(\varphi_K, \tau_J). \end{cases} \quad (7)$$

上式写成矩阵形式为

$$\mathbf{V}_J(\varphi, \tau_J) = \mathbf{K}_J \cdot \mathbf{G}(\varphi) \cdot \mathbf{J} \cdot \mathbf{j}(\tau_J) + \Delta \mathbf{j}(\varphi, \tau_J), \quad (8)$$

其中

$$\mathbf{V}_J(\varphi, \tau_J) = \begin{bmatrix} V_J(\varphi_{-K}, \tau_J) \\ \vdots \\ V_J(\varphi_0, \tau_J) \\ \vdots \\ V_J(\varphi_K, \tau_J) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}(\varphi) = \begin{bmatrix} g_H(\varphi_{-K}) & g_V(\varphi_{-K}) \\ \vdots & \vdots \\ g_H(\varphi_0) & g_V(\varphi_0) \\ \vdots & \vdots \\ g_H(\varphi_K) & g_V(\varphi_K) \end{bmatrix}, \quad \Delta \mathbf{j}(\varphi, \tau_J) = \begin{bmatrix} \Delta j(\theta_{-K}, \tau_J) \\ \vdots \\ \Delta j(\theta_0, \tau_J) \\ \vdots \\ \Delta j(\theta_K, \tau_J) \end{bmatrix},$$

且 $\Delta \mathbf{j}(\varphi, \tau_J) \sim N(0, \delta_J^2 \cdot \mathbf{I})$, $\mathbf{I}$ 是单位阵. 令 $\mathbf{x}(\tau_J) = [\begin{smallmatrix} x_H(\tau_J) \\ x_V(\tau_J) \end{smallmatrix}] = \mathbf{K}_J \cdot \mathbf{j}(\tau_J) \cdot \mathbf{J}$, 则上式可以简化成

$$\mathbf{V}_J(\varphi, \tau_J) = \mathbf{G}(\varphi) \cdot \mathbf{x}(\tau_J) + \Delta \mathbf{j}(\varphi, \tau_J). \quad (9)$$

3.3 期望信号模型

干扰信号模型设雷达发射功率为 P_t , 发射窄带脉冲信号为 $e(t)$, 脉冲宽度为 τ_p , 在天线扫描范围内有一点目标, 距离为 r_T , 对应的双程延时 $\tau_0 = \frac{2r_T}{c}$. 假定目标极化散射矩阵在天线扫描期间保持不变, 在极化基 (H, V) 下记作 $\mathbf{S} = [\begin{smallmatrix} s_{11} & s_{21} \\ s_{12} & s_{22} \end{smallmatrix}]$, 这样, 雷达在方位角 φ_k 接收到的目标回波信号为

$$\begin{aligned} v_T(\varphi_k, t) &= \sqrt{\frac{P_t G^2 \lambda}{(4\pi)^3 r_T^4}} \cdot e^{-\frac{4\pi r_T}{\lambda}} \cdot \mathbf{g}^T(\varphi_k) \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{g}(\varphi_k) \cdot e(t - \tau_0) \\ &= K_T \cdot \mathbf{g}^T(\varphi_k) \cdot \mathbf{E}_a(\varphi_k) \cdot e(t - \tau_0), \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{E}_a(\varphi_k) = [\begin{smallmatrix} E_{a,H}(\varphi_k) \\ E_{a,V}(\varphi_k) \end{smallmatrix}] = \mathbf{S} \cdot \mathbf{g}(\varphi_k)$ 是目标散射回波的极化矢量, $\varphi_k = \varphi_{-K}, \dots, \varphi_0, \dots, \varphi_K$, $K_T = \sqrt{\frac{P_t G^2 \lambda}{(4\pi)^3 r_T^4}} \cdot e^{-\frac{4\pi r_T}{\lambda}}$.

3.4 极化估计与虚拟极化分解算法

设雷达天线波束扫描过某一空间区域, 共有 $2K+1$ 个方位角离散采样, 分别是 $\varphi_{-K}, \dots, \varphi_0, \dots, \varphi_K$, 雷达在每个方位角 φ_k 的接收电压信号为 $r(\varphi_k, t)$, 将该电压信号划分成个距离分辨单元, 并将同一距离单元的 M 个电压组成矢量 $\mathbf{r}(\varphi, \tau_m)$. 信号极化分解就是利用已知天线空域极化特性, 对每一距离单元的电压矢量应用最小二乘算法进行分解, 估计得到两路正交极化信号 $\mathbf{v}(\tau_m)$, 用公式表示为

$$\mathbf{v}(\tau_m) = \arg \min_{\mathbf{v}(\tau_m)} \|\mathbf{r}(\varphi, \tau_m) - \mathbf{G}(\varphi) \cdot \mathbf{v}(\tau_m)\|^2. \quad (11)$$

把上式展开可以求出

$$\mathbf{v}(\tau_m) = [\mathbf{G}^H(\varphi) \mathbf{G}(\varphi)]^{-1} \cdot \mathbf{G}^H(\varphi) \cdot \mathbf{r}(\varphi, \tau_m), \quad (12)$$

其中, $\mathbf{v}(\tau_m) = [\begin{smallmatrix} v_H(\tau_m) \\ v_V(\tau_m) \end{smallmatrix}]$, $\tau_m = \tau_1, \dots, \tau_M$. 经上述信号极化分解处理后, 每一距离单元的接收信号被分解为两路正交极化信号. 对于干扰距离单元, 接收信号仅包括干扰信号, 而对于目标距离单元, 接收

信号是干扰信号和目标信号的叠加, 因此, 极化分解得到的两路正交极化信号在不同距离单元也具有不同特征. 利用干扰距离单元的极化分解结果可以得到干扰信号的极化状态估计. 由参数估计理论可知^[11], 式 (12) 的分解结果就是 $\mathbf{x}(\tau_J)$ 的最小二乘估计, 即 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{LS}}(\tau_J) = \mathbf{v}(\tau_J)$, 进行能量归一化得到干扰信号的极化状态估计 $\hat{\mathbf{J}} = \frac{\hat{\mathbf{x}}_{\text{LS}}(\tau_J)}{\|\hat{\mathbf{x}}_{\text{LS}}(\tau_J)\|}$. 由最小二乘算法^[12]的性质可知, 干扰的极化估计满足以下性质. 估计结果是干扰极化状态的无偏估计, 即满足

$$E\{\hat{\mathbf{x}}(\tau_J)\} = \mathbf{x}(\tau_J), \quad (13)$$

估计结果的方差为

$$\mathbf{V}\{\hat{\mathbf{x}}(\tau_J)\} = [\mathbf{G}^H(\theta)\mathbf{G}(\theta)]^{-1} \cdot (\delta_n^2 + \delta_J^2). \quad (14)$$

在目标距离单元分解得到的两路正交极化信号将不同于干扰距离单元的分解结果. 该分解结果是干扰极化状态的有偏估计. 这表明在目标距离单元, 分解得到的正交极化信号与干扰极化状态存在偏差, 偏差量与天线的空域极化状态 $\mathbf{G}(\varphi)$ 及目标极化散射矩阵 $\mathbf{S}$ 有关.

3.5 虚拟极化滤波算法

在得到干扰极化状态估计 $\hat{\mathbf{J}}$ 后, 以干扰极化抑制为准则, 可求出对应的极化滤波矢量, 即

$$\begin{cases} \arg \mathbf{h}_r, & \mathbf{s} \cdot \mathbf{t} \cdot \mathbf{h}_r^T \hat{\mathbf{J}} = 0, \\ \|\mathbf{h}_r\|^2 = 1. \end{cases} \quad (15)$$

用该极化滤波矢量对由正交极化信号 $\mathbf{v}(\tau_m)$ 进行虚拟极化滤波处理, 就可起到抑制干扰的作用, 则各距离单元的的输出结果为

$$\mathbf{o}(\tau_m) = \mathbf{h}^T \cdot \mathbf{v}(\tau_m). \quad (16)$$

在干扰距离单元 τ_J , 极化滤波输出结果的均值为

$$E\{\mathbf{o}(\tau_J)\} = \mathbf{h}^T \mathbf{x}(\tau_J), \quad (17)$$

而在目标距离单元 τ_T , 极化滤波输出结果的均值为

$$E\{\mathbf{o}(\tau_T)\} = \mathbf{h}^T \mathbf{x}(\tau_T) + \mathbf{h}^T \cdot \{[\mathbf{G}^H(\varphi)\mathbf{G}(\varphi)]^{-1} \cdot \mathbf{G}^H(\varphi) \cdot \mathbf{s}(\varphi, \tau_T)\}. \quad (18)$$

定义输入信干比 SIR_i 为雷达在方位角接收到的目标回波信号能量与干扰信号能量之比, 即

$$\text{SIR}_i = \frac{|E\{v_{r,T}(\varphi_0, t)\}|^2}{|E\{v_{r,J}(\varphi_0, t)\}|^2}. \quad (19)$$

定义输出信干比 SIR_o 为经正交极化分解、极化估计和空域虚拟极化滤波处理后, 目标距离单元信号能量与干扰距离单元信号能量之比, 即

$$\text{SIR}_o = \frac{|E\{\mathbf{o}(\tau_T)\}|^2}{|E\{\mathbf{o}(\tau_J)\}|^2}. \quad (20)$$

为定量描述空域虚拟极化滤波的抗干扰性能, 定义改善因子为

$$\text{EIF} = 10 \lg \frac{\text{SIR}_o}{\text{SIR}_i}. \quad (21)$$

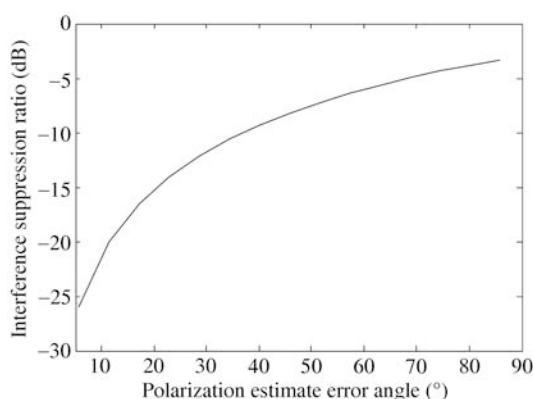


图 3 干扰抑制性能曲线

Figure 3 Theoretical performance of interference suppression

3.6 干扰抑制的处理流程

在干扰距离单元和目标距离单元, 雷达接收信号具有不同极化特征. 因此, 可以利用天线扫描时接收到的电压序列建立观测方程, 基于最小二乘算法对干扰距离单元进行处理, 估计干扰极化状态, 最后极化滤波来抑制干扰, 可将该过程称为空域虚拟极化滤波算法, 包括 3 个过程: 接收信号极化分解、干扰极化状态估计、极化滤波处理.

4 空域多通道并行虚拟极化滤波处理

通过上面的分析和处理可知, 当目标或干扰的仰角可以准确测得时, 利用天线的空域极化特性可以实现干扰的正交极化分解、极化估计和极化滤波抑制. 然而, 由于不同的仰角下天线的空域极化特性是有差异的, 因此当仰角测量存在误差时, 利用最小二乘方法对接收信号序列进行极化估计会产生估计误差, 图 3 给出了极化滤波后的干扰剩余功率和干扰极化的估计误差的关系图, 由于干扰极化估计取决于天线极化特性, 因此仰角估计误差会影响干扰极化滤波的性能.

借助于 Poelman 的多凹口极化滤波^[12]的思想, 设计空域多通道并行虚拟极化滤波器, 其基本原理是, 利用多个俯仰角下的天线特性数据对接收信号进行分解, 得到多路输出进行极化滤波, 将滤波后信号的“逻辑积”输出作为最终的结果, 提高滤波有效性. 设雷达仰角的分辨力为 δ_θ , 雷达仰角测量值为 θ_t , 天线俯仰波束宽度为 θ_e , 由于仰角测量误差时未知的, 因此可以采用多个仰角下的天线特性 $\mathbf{G}(\varphi, \theta_t \pm \delta_\theta), \mathbf{G}(\varphi, \theta_t \pm 2\delta_\theta), \dots, \mathbf{G}(\varphi, \theta_t \pm n\delta_\theta)$ ($n \leq \lfloor \frac{\theta_e}{\delta_\theta} \rfloor$) 来对回波序列进行极化估计, 将得到 $2n$ 路的极化回波输出 $[\mathbf{v}_1(\tau_m) \ \mathbf{v}_2(\tau_m) \ \cdots \ \mathbf{v}_n(\tau_m)]^{2 \times 1}$, 针对 $2n$ 路的输出信号可建立 n 个极化滤波器 $\mathbf{H}_{r1}, \mathbf{H}_{r2}, \dots, \mathbf{H}_{rn}$, 其极化滤波矢量均不同, 将滤波后的路输出进行如下逻辑运算

$$O_f(\tau_m) = \min_{k=1}^n \{ \mathbf{H}_{rk}^T \cdot \mathbf{v}_k(\tau_m) \}. \quad (22)$$

图 4 给出了空域多通道并行虚拟极化滤波处理的原理框图.

5 仿真实验

在实验中, 雷达采用反射面天线, 方位向进行机械扫描, 工作在 S 波段, 取方位扫描窗口宽度为

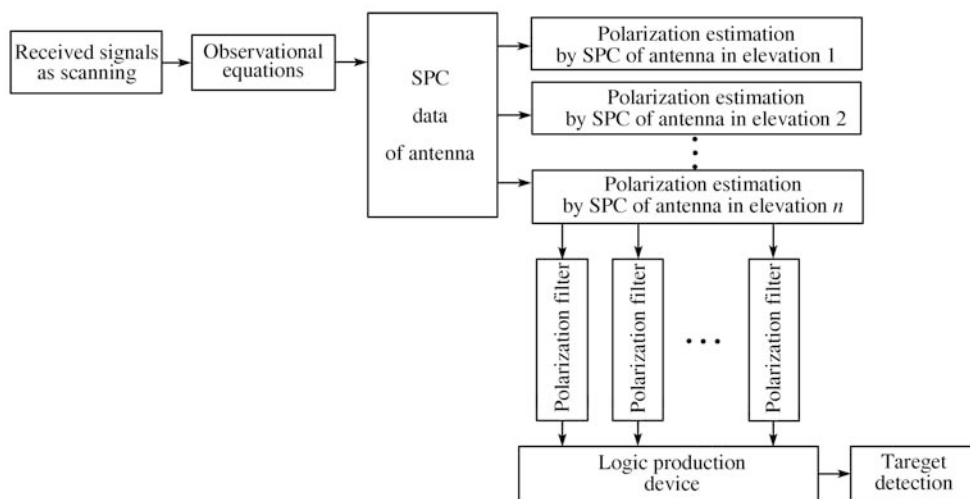


图 4 空域多通道并行虚拟极化滤波实现框图

Figure 4 Simplified block diagram of a spatial multi-channel concurrent virtual polarization filter

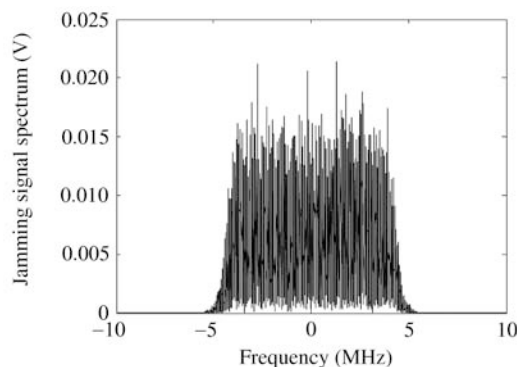


图 5 窄带压制干扰频谱

Figure 5 Spectrum of a narrow-band noise blanketing jamming signal

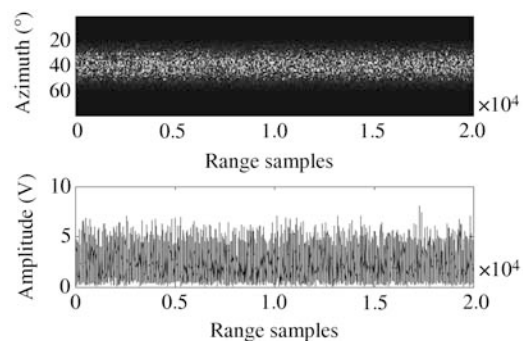


图 6 压制干扰的空时分布

Figure 6 Time-space distribution of jamming signal

-3 度到 3 度, 共有 79 个方位采样点. 设干扰机采用左旋圆极化, 采用窄带白噪声干扰, 干扰带宽为 4 MHz, 干扰信号为 $j(t) = P_J \cdot I_J(t) \cdot e^{j\varphi_J(t)}$, P_J 决定干扰功率, 幅度服从 Royleigh 分布, 而相位服从的均匀分布 $[0, 2\pi]$, 在天线主瓣方向的干噪比为 30 dB. 图 5 是干扰信号的频谱, 图 6 是干扰的空时域分布, 干扰信号功率为 12.23 dBw. 目标回波位于第 3000~3200 个分辨单元中, 脉冲宽度为 10 μ s, 目标极化散射矩阵为 $S = \begin{bmatrix} 1 & 0.3j \\ 0.3j & 0.9 \end{bmatrix}$, 调整回波信号功率, 使输入信干比为 $SIR_i = -12.23$ dB, 此时目标的距离信息完全被干扰压制, 无法检测目标信息.

图 7 和 8 给出两个天线扫描位置下接收机的输出信号, 图 9 是空域虚拟极化滤波结果. 可知看出, 在虚拟极化滤波处理前, 在各方位角下目标回波都淹没在干扰信号中, 不能有效检测出目标, 通过计算可知输入信干比 $SIR_{in} = -5.1795$ dB. 经空域虚拟极化滤波后, 各距离单元的干扰信号得到有效抑制, 而目标信号被凸现出来, 输出信干比 $SIR_o = 8.7242$ dB, 改善因子达到 13.9037 dB. 通过数值计算, 图 10 给出了极化滤波后干扰抑制改善因子随仰角误差的变化关系, 当仰角测量误差增大到 0.8° 时, 改善因子下降了约 1.4 dB, 这说明仰角误差会降低干扰抑制的性能, 通过采用空域多通道并行极化滤波器会改善这种情况, 从而保证干扰抑制的有效性, 消除仰角误差对干扰极化抑制的影响.

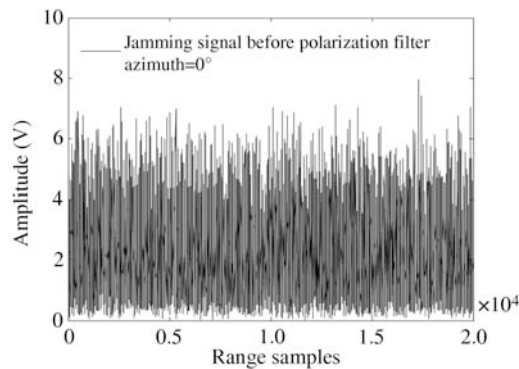


图 7 主瓣中心接收的干扰信号

Figure 7 Receiver output signals of jamming in the scan position $\varphi = 0^\circ$

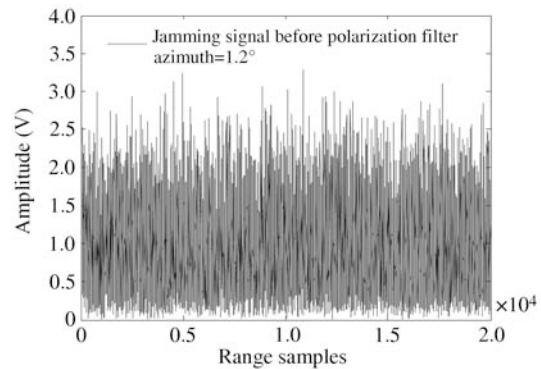


图 8 天线扫描 1.2 度时接收的干扰信号

Figure 8 Receiver output signals of jamming in scan position $\varphi = 1.2^\circ$

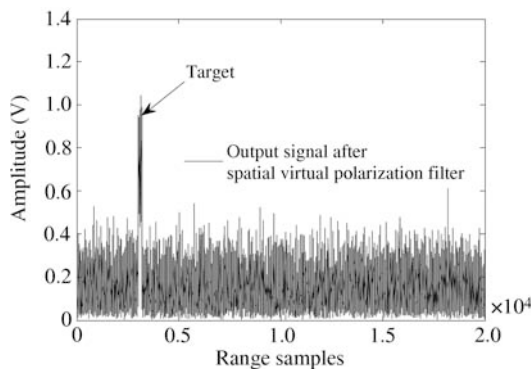


图 9 空域虚拟极化滤波后输出信号

Figure 9 Spatial virtual polarization filtering output

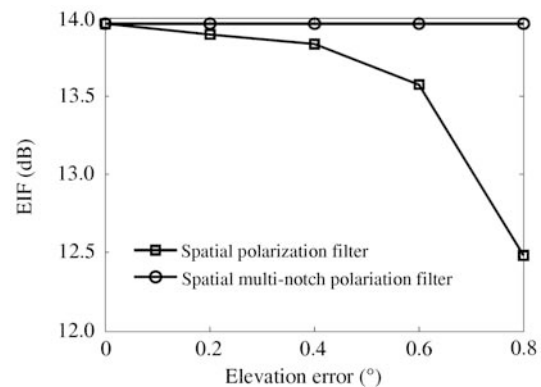


图 10 空域多通道并行虚拟极化滤波性能

Figure 10 Spatial multi-channel concurrent virtual polarization filter performance

6 结论

基于雷达接收天线的空域极化特性, 探讨了噪声压制干扰极化抑制的新方法, 在干信比较高的条件下, 仍能够得到较好的干扰抑制效果. 针对仰角估计误差的条件下, 提出了多通道并行极化滤波方法, 从而保证干扰抑制的有效性. 从工程实际应用的角度出发, 这种方法仅需一个极化通道, 节省了设备量, 降低了对硬件的要求, 更易于实现, 具有一定的应用价值.

参考文献

- 1 Yang Z Q, Ni J L, Chu X B. Research on suppression technology of main lobe interference. Chin J Radio Sci, 2003, 18 : 147–152
- 2 Su B W, Wang Y L, Li R F. Main lobe interference canceling Adaptive beamforming with the generalized side lobe canceling method via block matrix. Syst Eng Electron, 2005, 27: 1830–1832
- 3 Andrea C, Elisa G, Marco M. Contrast-optimization-based range profile autofocus for polarimetric stepped-frequency radar. IEEE Trans Geosci Remote Sens, 2010, 48: 2049–4142
- 4 Armando M, Shane R C, Iain H W. A polarimetric target detector using the Huynen fork. IEEE Trans Geosci Remote Sens, 2010, 48: 2357–2366

- 5 Dadjadi F A. Improved target classification using optimum polarimetric synthetic aperture radar signatures. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2002, 38: 38–49
- 6 Marco M, Elisa G, Amerigo C. Automatic target recognition by means of polarimetric ISAR images and neural networks. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2009, 47: 3786–3794
- 7 Jian Y, Dong G, Peng Y. Generalized optimizations of polarimetric contrast enhancement. *IEEE Trans Geosci Rem Sens*, 2004, 1: 171–174
- 8 Wang X S, Chang Y L, Dai D H. Band characteristics of SINR polarization filter. *IEEE Trans Anten Propag*, 2007, 55: 1148–1154
- 9 Rudge A W. Offset parabolic reflector antenna: A review. *Proc IEEE*, 1978, 66: 1592–1618
- 10 Dai H Y, Wang X S, Luo J, et al. Spatial polarization characteristics and scattering matrix measurement of orthogonal polarization binary array radar. *Sci China Inf Sci*, 2010, 53: 2687–2695
- 11 Trees H L V. *Detection, Estimation and Modulation Theory*. New York: John Wiley Sons, 2001, 79–81
- 12 Poleman A J, Guy J R F. Multinotch logic-product polarization suppression filters: A typical design example and its performance in a rain clutter environment. *IEE Proc F*, 1984, 131: 383–396

Novel research on main-lobe jamming polarization suppression technology

DAI HuanYao*, LI YongZhen, LIU Yong & WANG XueSong

College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China

*E-mail: leoneast@163.com

Abstract A novel main-lobe blanketing interference suppression method which named as spatial virtual multiple channel concurrent polarization filter technology is proposed. It processed the sample data by using the slow varied polarization property of a scanning antenna. The orthogonal polarized signal and polarization states of receiving signal can be obtained. The optimal polarization is then calculated for the use of polarization filtering to achieve the objective of suppressing noise jamming. The effect of elevation measurement error on interference suppression performance is eliminated by concurrent processing. Theoretical and simulation result shows that, this technology enabled self-polarization information processing for single polarized radar which improved its working performance.

Keywords antenna polarization, polarization decomposition, virtual polarization filter, multi-channel concurrent, interference suppression



DAI HuanYao was born in 1982. He received the Ph.D. degree in electrical engineering from National University of Defense Technology (NUDT), Changsha in 2011. Currently, he is a Junior Researcher at National University of Defense Technology. His research interests include radar signal processing and target identification.