

引用格式:肖连,李兴海,郑迎东.一种基于发射极化优化的目标最优估计算法[J].电光与控制,2017,24(9):31-35. XIAO L, LI X H, ZHENG Y D. Optimal estimation of target based on transmit polarization optimization[J]. Electronics Optics & Control, 2017, 24(9):31-35.

一种基于发射极化优化的目标最优估计算法

肖连¹, 李兴海², 郑迎东³

(1. 郑州航空工业管理学院计算机学院, 郑州 450015;

2. 黄河科技学院, 郑州 450015; 3. 郑州大学软件学院, 郑州 450053)

摘要: 对于矢量测量极化雷达, 针对杂波背景下目标极化散射矢量最优估计问题, 以最小化目标散射矢量估计的均方误差为准则, 设计了基于发射极化优化的目标散射矢量最优估计问题形式, 提出了一种基于序贯估计的发射极化优化算法。数值仿真试验验证了算法的有效性, 证明了极化雷达发射极化优化较固定极化设计的性能优势。

关键词: 极化雷达; 波形设计; 参数估计; 优化理论

中图分类号: TN95 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-637X.2017.09.007

Optimal Estimation of Target Based on Transmit Polarization Optimization

XIAO Lian¹, LI Xing-hai², ZHENG Ying-dong³

(1. School of Computer Science, Zhengzhou University of Aeronautics, Zhengzhou 450015, China; 2. Huanghe Science & Technology College, Zhengzhou 450015, China; 3. Software College, Zhengzhou University, Zhengzhou 450053, China)

Abstract: As to polarimetric radars with vector measurement, the optimal estimation of the target scattering vector under clutter background is studied. Taking the minimized mean square error of the target scattering vector estimation as the criterion, the optimal estimation to the scattering vector based on transmit polarization optimization is formulated. An algorithm is proposed to optimize the transmit polarization based on sequential estimation scheme. Numerical simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed algorithm, and show that the performance of transmit polarization optimization is superior to that of the conventional polarization design.

Key words: polarimetric radar; waveform design; parameter estimation; optimization theory

0 引言

极化信息的获取和利用对提高雷达的探测性能具有重要作用, 在气象观测、对地遥感侦察和防空反导等领域均得到了广泛应用^[1-7]。目标散射矩阵估计是雷达极化测量学的基础性问题。雷达收发极化优化可提高目标极化散射矩阵的估计性能, 对此, 文献[8]针对发射极化优化的矢量测量^[9]雷达, 系统研究了复合高斯杂波条件下的目标极化散射矩阵最优估计问题, 结

果表明, 相比于发射极化方式固定的极化雷达, 发射极化优化可显著提高目标估计性能。与之相呼应的是, 文献[10]针对收发极化联合优化的标量测量^[2]雷达, 研究了高斯杂波条件下的目标极化散射矩阵最优估计问题, 不同于文献[8]采用网格搜索法求解最优发射极化的方法, 文献[10]将待求解问题“等价转换”为可利用半定规划^[11]求解的凸问题, 然而, 文献[12]指出, 文献[10]提出的优化方法并不能解决其最初的收发极化优化问题, 其原因在于, 待求解问题的约束条件在所谓的等价转换过程中被放宽了, 对此, 文献[12]提出了一种基于序贯估计的雷达收发极化优化方法, 结果表明, 相比于收发极化方式固定的极化雷达, 收发极化联合优化可显著提高目标估计性能。

本文针对矢量测量极化雷达, 研究基于发射极化优化的目标极化散射矩阵最优估计问题。不同于文献[8]假定背景噪声/杂波满足复合高斯分布, 本文对杂波和

收稿日期: 2017-01-06

修回日期: 2017-07-07

基金项目: 河南省科技厅科技攻关项目(162102210245); 河南省教育厅科学技术研究重点项目资助计划项目(14A510017); 河南省教育厅科学技术研究项目(15B520037); 郑州市科技局科技攻关项目(20140644)

作者简介: 肖连(1979—), 男, 河南开封人, 硕士, 讲师, 研究方向为数据挖掘、智能计算。

噪声分量不作任何模型假设,仅需知道其一阶矩和二阶矩,如此一来增强了算法的适应性,并提出了基于序贯估计的天线极化矢量优化设计方法,序贯估计方法的引入降低了天线最优极化矢量求解的计算量。

1 矢量测量极化雷达的数学模型

对于矢量测量极化雷达,在一次测量中,雷达将接收到回波的水平分量和垂直分量组成 2×1 维矢量作为观测样本^[9]。令发射天线极化矢量为 $\boldsymbol{\xi} = [\xi_H, \xi_V]^T$ ($\|\boldsymbol{\xi}\| = 1$)。略去目标运动带来的多普勒平移,雷达接收信号复包络为

$$\mathbf{y}(t) = \frac{g}{r^2} (\mathbf{T} + \mathbf{C}) \boldsymbol{\xi} s(t - \tau) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{y}(t) = [y_H(t), y_V(t)]^T$ 为接收来波信号的复包络矢量, $y_H(t)$ 和 $y_V(t)$ 分别代表水平和垂直极化分量; $\mathbf{n}(t) = [n_H(t), n_V(t)]^T$ 为噪声分量在两个极化方向上的复包络; r 为目标到雷达间的距离; $s(t)$ 为发射波形; τ 为雷达波自发射到接收间的传播延迟时间; g 为由载频、天线增益和雷达接收功率等因素决定的常数; \mathbf{T} 和 \mathbf{C} 分别为目标和杂波散射矩阵,具体形式分别为

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} T_{HH} & T_{HV} \\ T_{VH} & T_{VV} \end{bmatrix} \quad (2)$$

和

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{HH} & C_{HV} \\ C_{VH} & C_{VV} \end{bmatrix} \circ \quad (3)$$

在式(1)的基础上作数字化抽样和匹配滤波处理后,滤波器的归一化输出为

$$\mathbf{y} = (\mathbf{T} + \mathbf{C}) \boldsymbol{\xi} + \mathbf{v} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{y} = [y_H, y_V]^T$; $\mathbf{v} = [v_H, v_V]^T$ 。假定有 N 个不同极化脉冲用于估计目标极化散射矢量 \mathbf{x}_i , 则根据这 N 个脉冲得到的观测模型为

$$\mathbf{y}(i) = (\mathbf{T} + \mathbf{C}) \boldsymbol{\xi}(i) + \mathbf{v}(i) \quad i = 1, \dots, N \quad (5)$$

式中, $\boldsymbol{\xi}(i)$ 代表第 i 个脉冲对应的雷达发射极化。

定义观测样本矢量 $\mathbf{y}' = [y_H(1), y_V(1), \dots, y_H(N), y_V(N)]^T$ 和噪声项矢量 $\mathbf{v}' = [v_H(1), v_V(1), \dots, v_H(N), v_V(N)]^T$ 并将目标散射矩阵 \mathbf{T} 和杂波散射矩阵 \mathbf{C} 写成如下 4×1 矢量形式,即

$$\mathbf{x}_t = [T_{HH}, T_{HV}, T_{VH}, T_{VV}]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{x}_c = [C_{HH}, C_{HV}, C_{VH}, C_{VV}]^T \quad (7)$$

与此同时,定义系统响应矩阵

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \xi_H^{(1)} & \xi_V^{(1)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \xi_H^{(1)} & \xi_V^{(1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \xi_H^{(N)} & \xi_V^{(N)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \xi_H^{(N)} & \xi_V^{(N)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

则式(5)所示观测模型等价于

$$\mathbf{y}' = \mathbf{H} \mathbf{x}_t + \mathbf{H} \mathbf{x}_c + \mathbf{v}' \quad (9)$$

目标和杂波统计特性方面,对目标极化散射矢量 \mathbf{x}_t 和杂波极化散射矢量 \mathbf{x}_c 的多变量统计特性不作任何模型假设,但假定能够获取杂波变量的一阶矩和二阶矩,这里不妨取 \mathbf{x}_c 的均值为零,协方差矩阵为 \mathbf{C}_c 。噪声统计特性方面,假定它是协方差矩阵为 $\sigma_v^2/2 \cdot \mathbf{I}_4$ 的高斯白噪声。最后,假定目标、杂波和噪声三者之间统计独立。

2 目标极化散射矢量的最优估计

式(9)具有贝叶斯线性模型形式,根据贝叶斯-高斯-马尔可夫定理^[13],得 \mathbf{x}_c 的线性最小均方误差 (Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE) 估计为

$$\hat{\mathbf{x}}_t = E(\mathbf{x}_t) + \mathbf{C}_t \mathbf{H}^H (\mathbf{H} (\mathbf{C}_t + \mathbf{C}_c) \mathbf{H}^H + (\sigma_v^2/2 \cdot \mathbf{I}_{2N})^{-1} (\mathbf{y}' - \mathbf{H} E(\mathbf{x}_t))) \quad (10)$$

式中: $(\cdot)^H$ 表示矩阵 (\cdot) 的共轭转置矩阵; $E(\cdot)$ 为取均值操作。该估计的性能误差为 $\mathbf{e} = \mathbf{x}_t - \hat{\mathbf{x}}_t$, 因 \mathbf{e} 的均值为零,故协方差矩阵为

$$\mathbf{D} = \mathbf{C}_t^{-1} + \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{C}_t \mathbf{H}^H + \sigma_v^2/2 \cdot \mathbf{I}_{2N})^{-1} \mathbf{H} \quad (11)$$

即有 \mathbf{D} 的第 i 个对角元素为矢量 \mathbf{x}_t 第 i 个元素的 LMMSE 估计的误差^[13]。于是,矩阵 \mathbf{D} 的迹,即 $\text{tr}(\mathbf{D})$ 为 \mathbf{x}_t 四个元素估计误差之和。那么,最小化 $\text{tr}(\mathbf{D})$ 即最小化 \mathbf{x}_t 的 LMMSE 估计的误差。如此,根据 N 个不同极化脉冲信号,通过设计发射极化 \mathbf{H} 以最小化 \mathbf{x}_t 的 LMMSE 估计误差,得到待求解问题为以下形式,称之为问题 P ,即

$$\begin{aligned} \min_{\{\xi_H(i)\}_{i=1}^N, \{\xi_V(i)\}_{i=1}^N} \text{tr}(\mathbf{D}) \quad (12) \\ \text{s.t. } \mathbf{D} = \left(\mathbf{C}_t^{-1} + \mathbf{H}^H \left(\mathbf{H} \mathbf{C}_t \mathbf{H}^H + \frac{\sigma_v^2}{2} \mathbf{I}_{2N} \right)^{-1} \mathbf{H} \right)^{-1}, \end{aligned}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \xi_H^{(1)} & \xi_V^{(1)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \xi_H^{(1)} & \xi_V^{(1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \xi_H^{(N)} & \xi_V^{(N)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \xi_H^{(N)} & \xi_V^{(N)} \end{bmatrix},$$

$$\|\boldsymbol{\xi}(i)\| = 1, i = 1, 2, \dots, N。$$

3 基于序贯估计的最优发射极化设计

3.1 问题形式转换

注意问题 P 为非凸(约束条件 $\|\boldsymbol{\xi}(i)\| = 1$ 对应于非凸可行域)优化问题。但发射极化矢量等价于如下三角形式^[11],即

$$\boldsymbol{\xi} = \|\boldsymbol{\xi}\| e^{j\phi} \mathbf{Q} \mathbf{w} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix}$; $\mathbf{w} = [\cos \beta, \text{j} \sin \beta]^T$;

$\|\boldsymbol{\xi}\| e^{j\phi}$ 为发射信号的复包络 ($\|\boldsymbol{\xi}\|$ 为幅值, ϕ 为相角)。

如图1所示, α 和 β 为极化椭圆参数, 其中, α 为系统坐标与椭圆轴间的旋转角, β 为椭圆偏心率, 且 $\phi \in (-\pi, \pi]$, $\alpha \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$, $\beta \in \left[-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}\right]$ 。

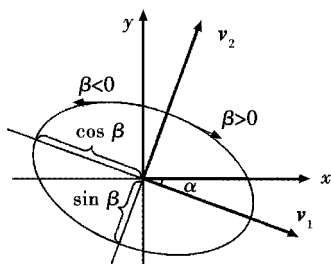


图1 极化椭圆

Fig. 1 Polarization ellipses

由于 $\|\boldsymbol{\xi}\| = 1$, 有

$$\boldsymbol{\xi} = e^{j\phi} \begin{bmatrix} \zeta_H \\ \zeta_V \end{bmatrix} = e^{j\phi} \begin{bmatrix} \cos \alpha \cos \beta + \text{j} \sin \alpha \sin \beta \\ -\sin \alpha \cos \beta + \text{j} \cos \alpha \sin \beta \end{bmatrix} \quad (14)$$

于是可以将发射天线极化矢量 $\boldsymbol{\xi}$ 表示为三角参数的形式, 则目标函数 $\text{tr}(\mathbf{D})$ 的值由参数 $\{\phi, \alpha, \beta\}$ 决定。事实上, $\text{tr}(\mathbf{D})$ 还具有以下性质。

引理1 发射极化初始相位 ϕ 不影响 $\text{tr}(\mathbf{D})$ 的值。

证明 证明过程与文献[8]性质1证明过程相似, 故不再赘述。

根据引理1, $\text{tr}(\mathbf{D})$ 的值由三角参数 $\{\alpha, \beta\}$ 唯一确定。于是, 问题 P 可等价写为如下形式, 称之为问题 P_1 。

$$\begin{aligned} & \min_{\alpha_i, \beta_i} \text{tr}(\mathbf{D}) \quad (15) \\ \text{s. t. } & \mathbf{D} = \left(\mathbf{C}_i^{-1} + \mathbf{H}^H \left(\mathbf{H} \mathbf{C}_c \mathbf{H}^H + \frac{\sigma_v^2}{2} \mathbf{I}_{2N} \right)^{-1} \mathbf{H} \right)^{-1}, \end{aligned}$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \xi_H^{(1)} & \xi_V^{(1)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \xi_H^{(1)} & \xi_V^{(1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \xi_H^{(N)} & \xi_V^{(N)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \xi_H^{(N)} & \xi_V^{(N)} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \xi_H^{(i)} \\ \xi_V^{(i)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_i \cos \beta_i + \text{j} \sin \alpha_i \sin \beta_i \\ -\sin \alpha_i \cos \beta_i + \text{j} \cos \alpha_i \sin \beta_i \end{bmatrix},$$

$$\alpha_i \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right], \beta_i \in \left[-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}\right], i = 1, 2, \dots, N.$$

问题 P_1 依然是一个非凸优化问题, 因为其目标函数非凸, 但与 P 不同的是, P_1 可以通过对三角参数 $\{\alpha, \beta\}$ 网格搜索得到最优发射极化矢量。然而, 网格搜索法作为一种直接的求解方式, 计算量与样本数目呈指数关系, 假定样本数为 N , 对参数空间 $\{\alpha, \beta\}$ 每一维度

上的剖分数目分别为 l_α 和 l_β , 则求解 P_1 的计算量为 $O((l_\alpha l_\beta)^N)$ 。

3.2 序贯 LMMSE 估计

鉴于采用网格搜索法直接求解 P_1 面临很大的计算量, 本文提出一种基于序贯 LMMSE 估计^[13] 的目标散射矢量估计方法。

令 $\hat{\mathbf{x}}_{i,n}$ 为基于观测数据 $[y_H(1), y_V(1), \dots, y_H(n), y_V(n)]^T$ 的 LMMSE 估计, \mathbf{D}_n 为相应的误差矩阵, 则当新样本 $\mathbf{y}(n+1)$ 加入时, 估计更新为

$$\hat{\mathbf{x}}_{i,n+1} = \hat{\mathbf{x}}_{i,n} + \mathbf{K}_{n+1} (\mathbf{y}(n+1) - \mathbf{h}^T(n+1) \hat{\mathbf{x}}_{i,n}) \quad (16)$$

式中:

$$\mathbf{h}(n+1) = \begin{bmatrix} \xi_H(n+1) & \xi_V(n+1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \xi_H(n+1) & \xi_V(n+1) \end{bmatrix}^T; \quad (17)$$

$$\mathbf{K}_{n+1} = \frac{\mathbf{D}_n \mathbf{h}(n+1)}{\left[\mathbf{H}_{n+1} \mathbf{C}_c \mathbf{H}_{n+1}^H + \frac{\sigma_v^2}{2} \mathbf{I}_{2(n+1)} \right]_{2(n+1), 2(n+1)} + \mathbf{h}^H(n+1) \mathbf{D}_n}, \quad (18)$$

$\mathbf{H}_{n+1} = [\mathbf{h}(1), \dots, \mathbf{h}(n+1)]^T$, $[\cdot]_{2(n+1), 2(n+1)}$ 为矩阵 $[\cdot]$ 的第 $2(n+1)$ 个对角元素。与此同时, 估计误差矩阵为

$$\mathbf{D}_{n+1} = (\mathbf{I}_{2(n+1)} - \mathbf{K}_{n+1} \mathbf{h}^T(n+1)) \mathbf{D}_n \quad (19)$$

根据文献[13], 当 n 增加时, $[\mathbf{D}_{n+1}]_{ii}$ 单调递减并收敛于稳定点, 于是 $\text{tr}(\mathbf{D}_{n+1})$ 为收敛于稳定点的单调递减序列。

最后, 算法1给出本文提出的极化雷达发射极化优化方法, 特别地, 初始化条件方面, $\hat{\mathbf{x}}_{i,3} = \frac{1}{4} \sum_{n=0}^3 \mathbf{x}_{i,n}$, $\mathbf{D}_3 = \mathbf{C}_i, \mathbf{H}_3$ 则通过任取发射极化获得。

算法1 计算矢量测量极化雷达最优发射极化 ($n \geq 3$)。

已知: $\hat{\mathbf{x}}_{i,n}, \mathbf{C}_i, \mathbf{C}_c, \sigma_v^2, \mathbf{y}(n+1), \mathbf{H}_n$ 和 \mathbf{D}_n 。求: 最优发射极化矢量 $\boldsymbol{\xi}_{n+1}$, 即三角参数 $\{\alpha_{n+1}^*, \beta_{n+1}^*\}$ 。

1) 求解 $\{\alpha_{n+1}^*, \beta_{n+1}^*\} = \text{argmin} \text{tr}(\mathbf{D}_{n+1})$, $\{\alpha_{n+1}, \beta_{n+1}\} \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right] \times \left[-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}\right]$, 其中, \mathbf{D}_{n+1} 由式(19)确定;

2) 根据最优参数 $\{\alpha_{n+1}^*, \beta_{n+1}^*\}$ 计算输出 $\mathbf{h}(n+1)$;

3) 根据式(16)输出 $\hat{\mathbf{x}}_{i,n+1}$ 。

算法1的计算量一方面与观测样本数 N 呈线性关系, 另一方面对于序贯估计中的每一步计算量与网格搜索法在二维空间所用的网格剖分数呈线性关系, 假定 $\{\alpha, \beta\}$ 上的网格剖分数分别为 l_α 和 l_β , 则上述算法的计算量为 $O(N l_\alpha l_\beta)$ 。

4 性能分析

4.1 试验方法

本文采用数值仿真试验验证算法1的有效性, 对比发射极化优化雷达与传统全极化雷达间的性能差

异,同时比较本文方法与直接采用网格搜索法间的计算复杂度。

整个仿真试验采用蒙特卡罗仿真方法进行 10^5 次计算。目标协方差矩阵为

$$C_t = \alpha U_t A_t U_t^H \quad (20)$$

式中: U_t 为任意酉矩阵,可通过随机复高斯元素组成的 4×4 维矩阵 M 的奇异分解的左手矩阵构建,即对矩阵 M 作奇异分解为 $M = U_t A_t U_t^H$,即为需要的量; $A_t = \text{diag}(\text{rand}(1,4))$ 为 1×4 维随机实矢量 $\text{rand}(1,4)$ 的对角化矩阵; α 为控制信杂噪比 (Signal to Clutter plus Noise Ratio, SCNR) 的实数因子。之所以选择上述方式产生目标协方差矩阵,其原因在于,保证矩阵的正定满秩 Hermit 矩阵形式。杂波协方差矩阵为

$$C_c = U_c A_c U_c^H \quad (21)$$

取 $A_c = \text{diag}(0.25, 0.25, 0.25, 0.25)$, U_c 的产生方式同 U_t 一样。另外,信杂噪比 (SCNR) 定义为 $\left(\frac{\text{tr}(C_t)}{\text{tr}(C_c) + \sigma_v^2} \right)$ 。

在整个仿真过程中,令噪声功率为 $\sigma_v^2 = 0$ dB。对于本文方法,取 $\{\alpha_i\}_{i=0}^3 = \{\beta_i\}_{i=0}^3 = \pi/8$ 产生初始化参数 H_4 , 网格剖分数取 $l_\alpha = 1000, l_\beta = 500$ 。对于直接网格搜索法,对观测的每一个样本均作相同长度的网格剖分,即取 $\{l_\alpha^{(i)}\}_{i=1}^N = 1000, \{l_\beta^{(i)}\}_{i=1}^N = 500$,对于传统全极化雷达,则有 $\{\alpha_i\}_{i=1}^N = -\frac{\pi}{4}, \{\beta_i\}_{i=1}^N = 0$ 。

4.2 试验结果

取 SCNR 为 0 dB,图 2 给出了传统全极化雷达采用本文迭代方法发射极化优化雷达以及采用直接网格搜索法发射极化优化雷达的目标散射矢量估计误差随观测样本数的变化曲线。可以看出,随着观测样本数的增加,目标散射矢量估计误差单调递减。特别地,本文方法的估计性能与直接采用网格搜索法的性能相同,而具有发射极化优化能力的极化雷达的目标估计性能优于传统极化雷达。

然后,取观测样本数 N 为 50,图 3 给出前述 3 种测量方法所得的目标散射矢量估计误差随 SCNR 的变化曲线。本文结果再次表明,经发射极化优化的测量系统的目标估计性能明显优于传统测量系统的目标估计性能。在本文仿真条件下,为取得相同的目标估计性能,发射极化优化雷达对 SCNR 的要求比传统极化雷达低 4 dB 左右。

计算复杂度方面,图 4 给出了本文迭代算法和传统的直接采用网格搜索法搜索最优极化方法的计算量比较。可以直观地看出,本文方法的计算复杂度明显小于直接网格搜索法。

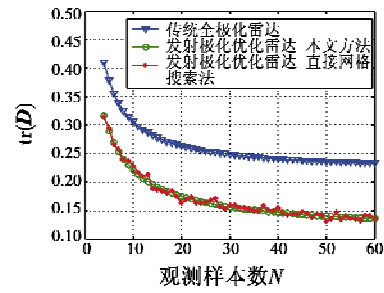


图 2 目标散射矢量估计的均方误差随观测样本数的变化曲线,SCNR 为 0 dB

Fig. 2 MSE of target scattering vector estimation vs the number of observation samples when SCNR = 0 dB

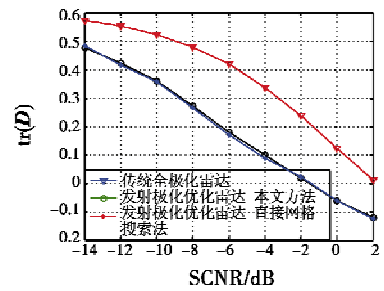


图 3 目标散射矢量估计的均方误差随 SCNR 的变化曲线,观测样本数 $N = 50$

Fig. 3 MSE of target scattering vector estimation vs the SCNR, when $N = 50$

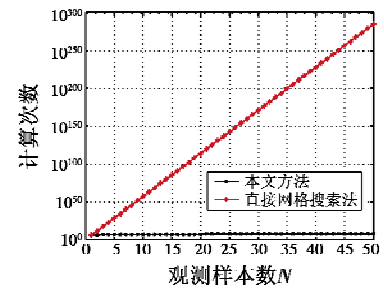


图 4 本文方法和直接网格搜索法的计算复杂度对比

Fig. 4 Computation complexity of proposed method and the conventional grid search method

5 结束语

目标极化散射矩阵测量是雷达极化的基础性问题,对雷达天线进行极化优化,给实现目标极化散射矩阵的最优估计提供了一条新颖的途径。由于直接求解最优天线极化矢量面临着指数级的计算量,本文提出了一种基于序贯估计方法的天线极化矢量优化设计方法,使得计算量与回波样本数 N 呈线性关系。进一步数值仿真试验证实了本文算法的有效性,以及雷达发射极化优化较固定极化设计的性能优势,同时清晰地表明本文方法在计算量方面显著小于现有方法。

参考文献

- [1] 庄钊文. 雷达极化信息处理及其应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999.
- [2] GIULI D, GHERARDELLI M, DALLE MESE E. Performance evaluation of some adaptive polarization techniques [C]//Proceedings of the International Conference, 1982: 76-81.
- [3] KENNANGH E M. Polarization properties of radar reflectors [D]. Columbus, Ohio State University, 1952.
- [4] HUYNEN J R. Phenomenological theory of radar targets [D]. Delft: Technical University Delft, 1970.
- [5] HOWARD S D, CALDERBANK A R, MORAN W. A simple signal processing architecture for instantaneous radar polarimetry [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(4): 1282-1289.
- [6] DOVIK R J, BRINGI V, RYZHKOV A, et al. Considerations for polarimetric upgrades to operational WSR-88D radars [J]. Journal of Atmospheric & Oceanic Technology, 2000, 17(3): 257.
- [7] TOUZI R. Target scattering decomposition in terms of roll-invariant target parameters [J]. IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing, 2007, 45(1): 73-84.
- [8] WANG J, NEHORAI A. Adaptive polarimetry design for a target in compound-Gaussian clutter [J]. Signal Processing, 2009, 89(6): 1061-1069.
- [9] NEHORAI A, PALDI E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(2): 376-398.
- [10] XIAO J J, NEHORAI A. Joint transmitter and receiver polarization optimization for scattering estimation in clutter [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(10): 4142-4147.
- [11] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.
- [12] CHENG X, SHI L F, CHANG Y L, et al. Target scattering estimation in clutter with polarization optimization [J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2015, 2015(1): 1-12.
- [13] KAY S M. Fundamentals of statistical signal processing, detection theory, volume II of signal processing [C]//Printice Hall PTR, 1993: 465-466.
- (上接第16页)
- [4] AHMAD MIAN A, WANG D B. Modeling and backstepping based nonlinear control strategy for a 6 DOF quadrotor helicopter [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2008, 21(3): 261-268.
- [5] 曹开发, 谢慕君, 李元春. 基于自适应反演滑模的四旋翼飞行器姿态控制研究 [J]. 自动化与仪表, 2016, 31(1): 42-47.
- [6] NADDA S, SWARUP A. Development of backstepping based sliding mode control for a quadrotor [C]//International Colloquium on Signal Processing & ITS Applications, 2014: 10-13.
- [7] MADANI T, BENALLEGUE A. Sliding mode observer and backstepping control for a quadrotor unmanned aerial vehicles [C]//Proceedings of the American Control Conference, 2007: 5887-5892.
- [8] YOSHIMURA T. Adaptive discrete sliding mode control for mechanical systems with mismatched uncertainties [J]. Journal of Vibration & Control, 2016, 16(10): 1417-1437.
- [9] 李毅, 陈增强, 孙明玮, 等. 离散型自抗扰控制器在四旋翼飞行姿态控制中的应用 [J]. 控制理论与应用, 2015, 32(11): 1470-1477.
- [10] PENG C, BAI Y, GONG X, et al. Modeling and robust backstepping sliding mode control with adaptive RBFNN for a novel coaxial eight-rotor UAV [J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2015, 2(1): 56-64.
- [11] LI S H, DU H B, YU X H. Discrete-time terminal sliding mode control systems based on Euler's discretization [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2014, 59(2): 546-552.
- [12] 佃松宜, 苏小丽, 蒲明. 离散终端滑模控制及其在 Buck 变换器中的应用 [J]. 四川大学学报: 工程科学版, 2015, 47(5): 153-159.
- [13] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [14] 蒲明, 吴庆宪, 姜长生, 等. 基于非线性干扰观测器的二阶动态 Terminal 滑模在近空间飞行器控制中的应用 [J]. 东南大学学报: 自然科学版, 2009(s1): 68-75.
- [15] 乔继红. 反演控制方法与实现 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [16] HAO X, LIU T, YANG X, et al. A discrete-time integral sliding-mode controller with nonlinearity compensation for three-phase grid-connected photovoltaic inverter [C]//Power Electronics and Motion Control Conference, 2012: 831-835.
- [17] XU Q S. Output-based discrete-time terminal sliding mode control of piezoelectric nanopositioning system [C]//The 14th International Workshop on Variable Structure Systems, 2016: 251-256.