

瞬态极化雷达接收滤波器的优化设计

李棉全, 马 梁, 李永祯, 刘 勇, 王雪松

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: 针对瞬态极化雷达发射波形自相关和互相关特性相互制约的矛盾, 本文对瞬态极化雷达的接收滤波器进行优化设计, 以减小相同极化通道的距离旁瓣和不同极化通道之间的相互串扰, 提高全极化雷达的检测和估计性能. 建立了瞬态极化雷达回波信号模型, 分析了目标极化散射矩阵估计的误差来源, 根据估计误差函数建立优化模型, 通过凸优化求解对不同极化通道的滤波器进行优化设计. 分析了单个静止点目标、运动目标 and 多目标情况下滤波器的性能, 并给出了仿真结果. 最后, 利用实测数据验证了本文方法的有效性.

关键词: 极化散射矩阵; 瞬态极化雷达; 凸优化; 最优滤波器

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 12-2915-05

Optimization of Receiver Filter for Instantaneous Polarization Radar

LI Mian-quan, MA Liang, LI Yong-zhen, LIU Yong, WANG Xue-song

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

Abstract: To solve the confliction between auto-correlation and cross-correlation of waveforms transmitted by instantaneous polarization radar, the receiver filter is optimized in this paper. The optimal filter is designed to decrease the interference between the range gates and channels, improve the estimation accuracy of polarization scattering matrix (PSM) and the detection performance of radar. Firstly, the target echo is modeled. The estimation error of PSM is analyzed. Secondly, the filter for each polarization channel is optimized via convex optimization, which is based on the minimum the sum of estimation error. Finally, the performance of the filter is analyzed in a variety of typical scenarios, e. g., single stationary target, motional targets, multiple targets, etc. It is demonstrated that this method is effective by numerical examples using both simulation and experiment data. The research is valuable for the receiver design and implement of instantaneous polarization radar.

Key words: polarization scattering matrix; instantaneous polarization radar; convex optimization; optimal filter

1 引言

瞬态极化雷达利用目标单个脉冲回波即可获取其极化散射矩阵, 能够克服分时极化测量雷达的固有缺陷, 准确测量运动目标的散射矩阵, 进而提高雷达系统探测、抗干扰和目标识别等方面的能力^[1~5]. 为了完成对目标极化散射矩阵的精确瞬态测量, 必须对发射波形进行优化设计. Guili 等人^[4]提出了斜率相反的线性调频波形对、数字相位编码波形以及频移脉冲等瞬时极化测量波形, 并定义了峰值旁瓣电平和隔离度等参数来衡量发射波形质量. 文献[6]提出了发射波形模糊函数矩阵的概念, 为瞬态极化测量雷达的信号选择与设计提供了有力工具. 这些研究主要是从雷达发射端的波形优化设计方面来提高极化测量精度, 而未考虑雷达接收端的滤波器设计.

对于传统单极化雷达接收机的非匹配滤波器的设计, Petre Stoica 等人^[7]的工作比较具有代表性, 他们提出了工具变数 (Instrumental variables, IV) 滤波器的设计思想, 并系统地论述和总结了非匹配滤波器的设计方法. 本文借鉴 IV 滤波器的设计思想, 建立了两正交极化通道滤波器的优化模型, 通过凸优化求解对瞬态极化雷达接收滤波器进行优化设计, 能有效地抑制邻近距离单元的旁瓣干扰和不同极化通道之间的串扰, 提高极化雷达的检测和估计性能.

2 瞬态极化雷达回波信号模型

如图 1 所示, 瞬态极化雷达的工作方式可以简单描述为: 发射时, 两正交极化天线同时发射一对波形 s_V 和 s_H ; 接收时, 两正交天线同时接收来自目标和环境的散射回波.

为了表述方便,使用下标 $i = 1, 2$ 分别代表不同极化方式的发射天线, $j = 1, 2$ 分别表示不同极化方式的接收天线. 不失一般性, 假定 1、2 可以分别代表垂直极化 V 和水平极化 H. 设两正交极化天线发射波形的离散表征为 $s_i(n)$, $n = 1, \dots, N$. 与传统方法对 N 点长回波进行滤波处理不同, 现对 $2M + N$ 点长的回波进行处理. 则将 N 点长的发射信号扩展为 $2M + N$ 点形式

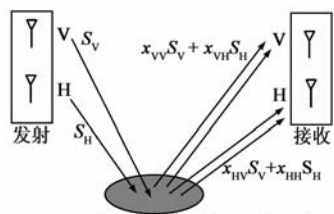


图1 瞬时极化测量工作方式示意图

其中 $\mathbf{0}_M$ 表示 $M \times 1$ 全 0 矢量。

$$\mathbf{s}_i = [\mathbf{0}_M^T \quad s_i(1) \quad \dots \quad s_i(N) \quad \mathbf{0}_M^T]^T \quad (1)$$

其中 $\mathbf{0}_M$ 表示 $M \times 1$ 全 0 矢量。

设 \mathbf{r}_j 为第 j 个接收天线当前处理窗口的回波数据, 则

$$\mathbf{r}_j = \sum_{i=1}^2 \sum_{k=-M-N+1}^{M+N-1} x_{j,i}(k) \mathbf{J}_{-k} \mathbf{s}_i + \boldsymbol{\varepsilon}_j, \quad i, j = 1, 2 \quad (2)$$

其中 $x_{j,i}(k)$ 为对应距离单元的极化散射系数, $\boldsymbol{\varepsilon}_j$ 为高斯白噪声, $E(\boldsymbol{\varepsilon}_j \boldsymbol{\varepsilon}_j^H) = \sigma^2 \mathbf{I}$,

$$\mathbf{J}_k = \begin{cases} \mathbf{J}_1^k, & k > 0 \\ \mathbf{I}, & k = 0 \\ (\mathbf{J}_1^{-k})^T, & k < 0 \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$\mathbf{J}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & 0 \\ & 0 & 1 & \\ & & \ddots & 1 \\ 0 & & & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

设 $\mathbf{w}_{j,i}$ 为对应极化通道的滤波器, 为 $(2M + N) \times 1$ 矢量. 对每个接收天线的回波信号经相应的滤波处理, 便可以估计得到关心区域的极化散射系数

$$\hat{x}_{j,i}(0) = \frac{\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{r}_j}{\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{s}_i}, \quad i, j = 1, 2 \quad (5)$$

将式(2)代入式(5), 可以得到估计误差为

$$\begin{aligned} \hat{x}_{j,i}(0) - x_{j,i}(0) &= \sum_{k=-M-N+1}^{M+N-1} x_{j,i}(k) \frac{\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{J}_{-k} \mathbf{s}_i}{\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{s}_i} \\ &+ \sum_{k=-M-N+1}^{M+N-1} x_{j,m}(k) \frac{\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{J}_{-k} \mathbf{s}_m}{\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{s}_i} + \frac{\mathbf{w}_{j,i}^H \boldsymbol{\varepsilon}_j}{\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{s}_i} \end{aligned} \quad (6)$$

等式右边的三项即为估计误差来源的三个方面: (1) 第一项误差来自于滤波器 $\mathbf{w}_{j,i}$ 与发射信号 \mathbf{s}_i 的互相关函数旁瓣, 体现为不同距离单元之间的干扰; (2) 第二项误差来自于滤波器 $\mathbf{w}_{j,i}$ 与发射信号 \mathbf{s}_m 的互相关函数, 体现为不同极化通道之间的串扰; (3) 第三项误差来自于噪声. 当只存在单个目标时, 估计得到的 $\hat{x}_{j,i}(0)$, $i, j = 1, 2$ 即为目标极化散射矩阵四个元素的估计. 这三部分误差可以分别定义为:

(1) 峰值旁瓣电平 PSL (Peak sidelobe level)

$$\text{PSL}_{j,i} = \max_{k, k \neq 0} \frac{|\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{J}_{-k} \mathbf{s}_i|^2}{|\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{s}_i|^2}, \quad i = j, \quad k = -M - N + 1, \dots, M + N - 1, k \neq 0 \quad (7)$$

(2) 隔离度 I (Isolation)

$$I_{j,i} = \max_k \frac{|\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{J}_{-k} \mathbf{s}_i|^2}{|\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{s}_i|^2}, \quad i \neq j, \quad k = -M - N + 1, \dots, M + N - 1 \quad (8)$$

(3) 信号噪声反比 ISNR (Inverse signal-to-noise ratio)

$$\text{ISNR}_{j,i} = \frac{\|\mathbf{w}_{j,i}\|^2}{|\mathbf{w}_{j,i}^H \mathbf{s}_i|^2}, \quad i = j \quad (9)$$

由式(7)~(9)三式可以看出, 估计误差由滤波器 $\mathbf{w}_{j,i}$ 和发射信号 \mathbf{s}_i 共同决定. 如果滤波器 $\mathbf{w}_{j,i}$ 都为匹配滤波器, 则问题将被简化为对发射波形 \mathbf{s}_i 的优化设计, 即寻找自相关旁瓣低且互相关函数小的波形对, 如 H Deng^[8,9] 使用模拟退火算法寻找自相关和互相关特性最优的二相与多相编码信号. 本文则重点考虑对滤波器 $\mathbf{w}_{j,i}$ 的优化设计, 即在固定发射波形 \mathbf{s}_i 的条件下设计比匹配滤波器更优的滤波器.

3 滤波器优化设计

对于式(6)形式的估计误差模型, 最优的选择当然是使三个部分的误差都最小. 但是, 由于三者之间相互制约, 因此需要根据不同的侧重点, 对三部分误差进行不同的权衡考虑, 选择合适的准则进行优化. 不失一般性, 本文取三者的权重系数都为 1. 为了表述方便, 下面仅考虑对四个极化通道中的 VV 极化通道 ($i, j = 1$) 进行滤波器设计, 其它通道的滤波器设计过程与之相类似.

考虑如下的优化准则:

$$\min_{\mathbf{w}_{11}} \text{PSL}_{1,1} + I_{1,2} + \text{ISNR}_{1,1} \quad (10)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{s}_1 = \|\mathbf{s}_1\|^2, \quad \mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{s}_2 = 0$$

其中, 约束条件 $\mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{s}_1 = \|\mathbf{s}_1\|^2$ 保证滤波器输出的总能量不变; $\mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{s}_2 = 0$ 能保证在单个静止点目标情况下, 不同极化通道在目标位置距离单元的干扰为 0. 在这两个约束条件下, 使 $\text{PSL}_{1,1}$ 、 $I_{1,2}$ 、 $\text{ISNR}_{1,1}$ 三者之和最小. 在多目标条件下, 这能减小不同距离单元和不同极化通道之间的干扰. 另外, 在优化函数中加入 $\text{ISNR}_{1,1}$, 能限制 IV 滤波器输出信噪比的损失.

现设

$$\mathbf{R}_{1,k} = \mathbf{J}_{-k} \mathbf{s}_1 \mathbf{s}_1^H \mathbf{J}_{-k}^H, \quad k \neq 0 \quad (11)$$

$$\mathbf{R}_{2,k} = \mathbf{J}_{-k} \mathbf{s}_2 \mathbf{s}_2^H \mathbf{J}_{-k}^H \quad (12)$$

显然, 两者都为一系列正定矩阵. 则式(10)可以进一步表示为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_{1,1}} \max_{k, k \neq 0} \mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{R}_{1,k} \mathbf{w}_{1,1} + \max_k \mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{R}_{2,k} \mathbf{w}_{1,1} + \|\mathbf{w}_{1,1}\|^2 \\ \text{s.t.} \quad \mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{s}_1 = \|\mathbf{s}_1\|^2, \quad \mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{s}_2 = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

这属于多目标优化中的极小极大问题,同时也是一个凸优化问题.目前,对这一类问题已经有比较成熟的解决算法,也有很多的优化工具箱,如 Matlab 本身集成的最优化工具箱、YALMIP 模型优化工具箱^[10]、CVX 凸优化工具箱^[11]等.本文利用 CVX 凸优化工具箱解决式(13)的优化问题.

如图 2 所示,为 $M = 60$ 时,优化得到 VV 极化通道的滤波器 $w_{1,1}$ 分别与发射波形 s_1 和 s_2 之间的互相关函数.仿真中选取的发射信号为一对 36 位编码波形,是文献[8]使用模拟退火算法优选得到的,具有最优的自相关和互相关特性.由图可以看出,优化后的滤波输出旁瓣会明显减小.另外,在 $w_{1,1}$ 与 s_1 的互相关函数的主瓣峰值位置, $w_{1,1}$ 与 s_2 的互相关函数为 0,这可以消除不同极化通道在目标位置距离单元的干扰.

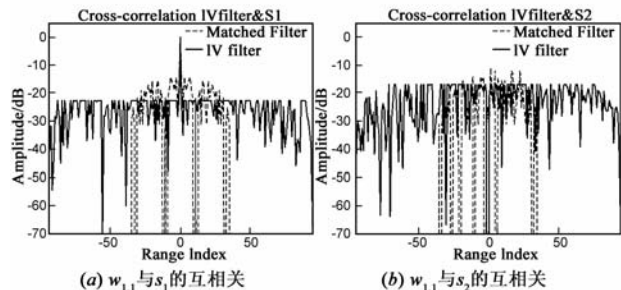


图2 $w_{1,1}$ 与 s_1 和 s_2 之间的互相关函数

如图 3 所示,为 $PSL_{1,1}$ 和 $I_{1,2}$ 在不同滤波窗口大小条件下(改变 M)得到的优化结果.由图可以看出:匹配滤波器输出的 PSL 和 I 为固定值,分别为 -14.2dB 和 -11.1dB ;IV 滤波器输出的 PSL 和 I 值都明显低于匹配滤波器的输出值,并随着滤波处理窗口的增大(M 增大)而减小.当 $M = 60$ 时,峰值旁瓣电平 PSL 和隔离度 I 分别为 -21.6dB 和 -16.6dB ;当 $M > 60$ 时, M 的增大对 PSL 和 I 值的改善就不再明显.

4 性能分析

4.1 单个静止点目标

对于单个静止点目标的情况,式(6)形式的估计误差可以简化为:

$$\hat{x}_{j,i}(0) - x_{j,i}(0) = x_{j,m}(0) \frac{w_{j,i}^H s_m}{w_{j,i}^H s_i} + \frac{w_{j,i}^H \epsilon_i}{w_{j,i}^H s_i} \quad (14)$$

此时,不同极化通道之间的相互串扰成为主要的误差来源.经过式(10)的优化设计,可以保证 $w_{j,i}^H s_m = 0$,即等式(14)中右边第一项为 0,能够消除不同极化通道之间的干扰.这样,目标极化散射矩阵每个元素的估计均值和方差为

$$E(\hat{x}_{j,i}(0)) = x_{j,i}(0) \quad (15)$$

$$\text{var}(\hat{x}_{j,i}(0)) = \frac{\|w_{j,i}\|^2}{|w_{j,i}^H s_i|^2} \text{var}(\epsilon_j) = \text{ISNR}_{j,i} \sigma^2 \quad (16)$$

因此,经优化滤波后得到的目标极化散射矩阵估计为无偏估计,其估计方差为 $\text{ISNR}_{j,i} \sigma^2$.而对于匹配滤波器,由于 $x_{j,m}(0) w_{j,i}^H s_m$ 不为 0,存在不同极化通道之间的串扰,因此,得到的估计值为有偏估计,而其估计方差为 σ^2/N .由于匹配滤波器的输出信噪比为最大,所以,IV 滤波器输出的信号噪声反比 $\text{ISNR}_{j,i}$ 会大 $1/N$,即其估计方差会大于 σ^2/N .

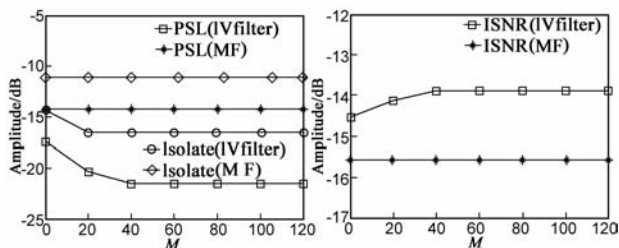


图3 PSL 与 I 随 M 的变化

图4 ISNR 随 M 的变化

如图 4 所示,为 VV 极化通道 $\text{ISNR}_{1,1}$ 随 M 的变化,其仿真参数与第 3 节一样.由图可以看出,与匹配滤波器相比,IV 滤波器的输出信噪比会有所损失.当 $M = 60$,损失约为 1.5dB ;当 $M > 60$ 时,信噪比损失将保持在 1.5dB 左右.由此可以看出,IV 滤波器的优化设计能够将输出信噪比的损失限制在可以接受的范围,从而使散射矩阵的估计方差不会增加太多.同时,能够保证对目标极化散射矩阵的估计为无偏估计.

4.2 运动目标

对于运动目标,其多普勒频移会导致匹配滤波器失配,同样也会导致 IV 滤波器的输出与所设计不一致.设因目标运动产生的多普勒角频率为 ω ,则

$$s_i(\omega) = [\mathbf{0}_M^T \quad s_i(1)e^{j\omega} \quad \cdots \quad s_i(N)e^{jN\omega} \quad \mathbf{0}_M^T]^T \quad (17)$$

相应的,峰值旁瓣电平和隔离度都将为 ω 的函数

$$\text{PSL}_{j,i}(\omega) = \max_{k, k \neq 0} \frac{|w_{j,i}^H \mathbf{J}_{-k} s_i(\omega)|^2}{|w_{j,i}^H s_i|^2}, i = j \quad (18)$$

$$I_{j,i}(\omega) = \max_k \frac{|w_{j,i}^H \mathbf{J}_{-k} s_i(\omega)|^2}{|w_{j,i}^H s_i|^2}, i \neq j \quad (19)$$

如图 5 所示,为 VV 极化通道的 $\text{PSL}_{1,1}(\omega)$ 、 $I_{1,1}(\omega)$ 随多普勒频移的变化曲线,子脉冲宽度 $\tau = 0.1\mu\text{s}$,接收机带宽为 20MHz ,脉冲重复频率 PRF 为 10kHz , $M = 60$,多普勒频率 f_d 的变化范围为 $[-\text{PRF}, \text{PRF}]$.由图可以看出,PSL 和 I 受多普勒频移的影响并不明显,在 $[-\text{PRF}, \text{PRF}]$ 范围内,PSL 和 I 的损失分别为 0.2dB 和 0.1dB .

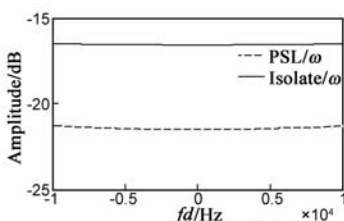


图5 PSL 与 I 随多普勒频移的变化曲线

4.3 多目标

当雷达视线方向同时存在多个目标的时候,由于距离旁瓣的影响,会导致目标之间存在相互干扰.在缺乏目标先验信息的情况下,式(10)的优化准则,能够把每个距离单元的干扰限制在一个小的范围内.而在已知目标先验信息的条件下,可以通过类似于式(10)的优化设计,消除目标间的相互干扰.现假设 P 个目标在滤波处理窗口的位置分别为 $k_1, \dots, k_{P-1}, 0$, 则消除 0 位置目标对其他目标的干扰的优化准则为

$$\min_{w_{1,1}} \max_{k, k \neq 0} w_{1,1}^H R_{1,k} w_{1,1} + \max_k w_{1,1}^H R_{2,k} w_{1,1} + \|w_{j,i}\|^2$$

$$\text{s.t. } w_{1,1}^H s_1 = \|s_1\|^2, w_{1,1}^H s_2 = 0, w_{1,1}^H R_{1,k_1} w_{1,1} = 0 \quad (20)$$

$$w_{1,1}^H R_{2,k_1} w_{1,1} = 0, \dots, w_{1,1}^H R_{2,k_{P-1}} w_{1,1} = 0$$

现假设目标的位置在滤波处理窗口内服从均匀分布,目标的数量和位置信息已知,取 $M = 60$, 根据式(20)对不同目标数量情况下的滤波器进行优化.图6所示为优化滤波器的 PSL、 I 和 ISNR 随目标数量的变化曲线,由图可见,随着目标数量的增多,优化得到的 PSL、 I 和 ISNR 会逐渐增大.这是因为目标数量的增加会使式(20)中的约束条件增多,从而削弱对目标函数的优化程度.当目标数量 $P = 10$ 时,三者的值分别为 -18.8dB 、 -14.6dB 和 -12.9dB , 与单目标情况下的优化结果相比较,分别损失了 2.8dB 、 2dB 和 1dB .

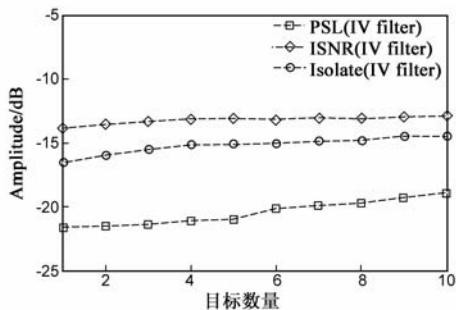


图6 PSL、 I 和ISNR随目标数量的变化曲线

5 实测数据分析

利用课题组自行研制的X波段瞬态极化雷达实验系统^[3],对桥梁目标进行瞬态极化测量实验.如图7所示为雷达及目标场景图.



图7 实验场景图

两正交极化天线同时发射的一对波形的参数为:码长36位,编码形式同本文3.4节仿真中一样;子码脉冲宽度 $0.1\mu\text{s}$,总脉冲宽度 $3.6\mu\text{s}$;接收机中频采样频率为 200MHz .分别使用IV滤波器($M = 60$)和匹配滤波器对水平极化H通道回波进行滤波处理,其结果如图8所示,其中(a)、(b)分别为主极化HH通道和交叉极化HV通道的滤波结果.

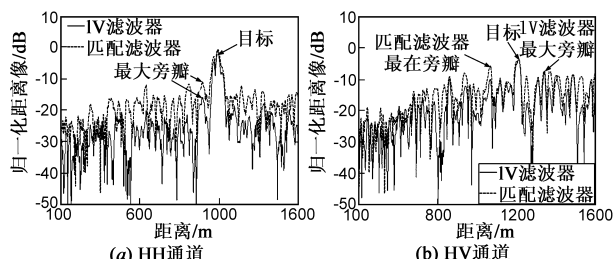


图8 H通道的滤波结果

由图8可以看出,IV滤波器输出旁瓣要明显低于匹配滤波器的输出旁瓣.对于HH通道,匹配滤波器和IV滤波器都可以很明显地脉压出目标尖峰.尽管发射信号的距离分辨率只有 15m (子脉宽 $0.1\mu\text{s}$),但由于雷达布置在岸边,波束方向并不垂直照射桥身,对于大型横跨式桥梁目标,仍然会占据多个距离单元,因此在HH通道目标位置出现了两个明显的尖峰.由图8(a)可以看出IV滤波器输出的目标主瓣宽度比匹配滤波器要窄,其最大旁瓣比匹配滤波低 6dB ,这将有利于对目标的检测与估计.对于如图8(b)所示的HV通道,尽管匹配滤波器能够脉压出目标尖峰,但其最大旁瓣与主瓣大小已非常接近,这将严重影响对目标的检测.而IV滤波器输出的最大旁瓣比匹配滤波器要低 3dB ,能很好地抑制旁瓣电平,改善雷达的检测性能.需要指出的是,由于桥梁目标不同极化通道的极化散射特性不同,所以,目标在交叉极化HV通道只出现了一个尖峰,而并未像在主极化HH通道那样出现两个尖峰.另外,对V通道回波进行相同的处理,可以得到VV通道和VH通道的滤波结果,这两个通道的IV滤波器性能与上述分析类似,在此不再重复.

6 结论

针对瞬态极化雷达发射波形自相关和互相关特性相互制约的矛盾,本文综合考虑滤波器输出的PSL、 I 和ISNR三个因素,通过凸优化求解对瞬态极化雷达接收滤波器进行优化设计,以减小相同极化通道的旁瓣干扰和不同极化通道间的串扰.仿真和实测数据的分析结果表明:较之传统的匹配滤波器,本文优化设计的滤波器具有更好的性能.对于单个静止点目标的情况,优化得到的IV滤波器能够消除不同极化通道间的相互干扰,得到目标散射矩阵的无偏估计,其估计方差为 $\text{ISNR}_{j,i} \sigma^2$;对于运动目标,其多普勒频移会导致峰值旁瓣电平PSL和隔离度 I 的损失,仿真结果表明,其损失并不明显;对于如桥梁这样的分布式目标,实测数据的分析结果表明,本文的设计方法能有效得抑制不同距离单元的旁瓣影响,这将有利于对目标的检测和估计;对于多目标情况,基于IV滤波的设计方法能将目标间的相互干扰限制在一定的范围内,由于缺乏目标的先

验信息,单纯的 IV 滤波器不能有效地自适应多目标环境,需要和匹配滤波器或者其他方法相结合,以获得更优的性能。

参考文献:

- [1] 王雪松. 宽带极化信息处理的研究[D]. 长沙:国防科技大学,1999.
- [2] 李永祯. 瞬态极化统计特性及处理的研究[D]. 长沙:国防科技大学,2004.
- [3] 王雪松,李永祯,戴幻尧,等. 瞬态极化雷达系统及实验研究[J]. 科学通报,2010,55(10):938-944.
Wang X S, Li Y Z, Dai H Y, et al. Research on instantaneous polarization radar system and external experiment[J]. Chinese Sci Bull, 2010, 55(15): 1560-1567. (in Chinese)
- [4] Giuli D, Fossi M. Radar target scattering matrix measurement through orthogonal signals[J]. IEE Proc of Radar and Signal Processing, 1993, 140(4): 233-242.
- [5] 王雪松,王剑,王涛,等. 雷达目标极化散射矩阵的瞬时测量方法[J]. 电子学报,2006,34(6):1020-1025.
Wang X S, Wang J, Wang T, et al. Instantaneous measurement of radar target polarization scattering matrix[J]. Acta Electronic Sinica, 2006, 34(6): 1020-1025. (in Chinese)
- [6] 常宇亮,王雪松,李永祯,等. 极化测量雷达的信号选择与处理[J]. 中国科学 F 辑:信息科学,2009,52(10):1926-1935.
- [7] Stoica P, Li J, Xue M. Transmit codes and receive filters for pulse compression radar system[J]. IEEE Signal Process Mag, 2008, 25(6): 94-109.
- [8] Deng H. Synthesis of binary sequences with good autocorrelation and crosscorrelation properties by simulated annealing[J]. IEEE Trans on AES, 1996, 42(3): 98-107.
- [9] Deng H. Polyphase code design for orthogonal netted radar systems[J]. IEEE Trans on SP, 2004, 52(11): 3126-3135.

[10] Lofberg J. YALMIP: A toolbox for modeling and optimization in Matlab[EB/OL]. <http://control.ee.ethz.ch/~joloef/yalmip.php>, 2004.

[11] Grant M, Boyd S, Ye Y. CVX: MATLAB software for disciplined convex programming[EB/OL]. <http://www.stanford.edu/~boyd/cvx>, 2008.

作者简介:



李棉全 男,1985 年出生于湖南省,现为国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生,主要研究方向为雷达极化信息处理、雷达成像和目标识别。

E-mail: dlccoon@gmail.com



马 梁 男,1983 年 5 月出生于河南开封,现为国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生,主要研究方向为雷达信号处理、雷达目标识别。

E-mail: aquila_free@163.com



王雪松 男,1972 年生于内蒙古包头,教授,博士生导师,中国电子学会高级会员,“三遥”分会委员,主要从事雷达极化信息处理、雷达电子战等领域的研究。