

应用全极化辅助天线和 Kalman 滤波器的 旁瓣干扰对抗方法

万鹏程, 白渭雄, 高晓阳

(空军工程大学防空反导学院, 西安, 710051)

摘要 为减小干扰极化方式对旁瓣对消系统的影响,提出一种基于全极化辅助天线和 Kalman 滤波器的极化域-空域联合抗旁瓣干扰方法。首先对辅助天线进行正交双极化改造,根据极化通道功率优选辅助通道信号,进而利用 Kalman 滤波器进行闭环旁瓣对消。该方法将旁瓣对消系统看作误差预测滤波器,将优选的辅助通道加权和作为量测,通过迭代修正权值矢量,减小主通道信号与量测的误差,从而消除旁瓣干扰,提高主通道信噪比。仿真实验表明:该方法收敛速度快,适用于多辅助通道情况,对正交极化干扰的输出信噪比优于常规旁瓣对消约 10 dB,在低快拍条件下稳定性好。

关键词 旁瓣对消;极化;Kalman 滤波器;全极化辅助天线

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2018.05.015

中图分类号 TP957 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2018)05-0084-06

Sidelobe Interference Cancellation Based on Dual Polarization Auxiliary Antenna and Kalman Filter

WAN Pengcheng, BAI Weixiong, GAO Xiaoyang

(Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: In order to reduce the effects of interference polarizations on sidelobe cancellation system, this paper proposes an anti-jamming method in space-polarization domain based on dual polarization auxiliary antenna and Kalman filter. The paper transforms the auxiliary antennas into dual polarization and selects the polarized signal by auxiliary channel power, and then uses the Kalman filter and the selected signal channel to cancel the side-lobe jamming in main antenna channel. In this method, the side-lobe canceller system is regarded as error prediction filter; the optimized auxiliary channel output is weighted and added as the measurement; the weight vector is modified iteratively to reduce the error of the measurement and main channel signal, eliminating the side-lobe interference and improve the signal-to-noise ratio of main antenna channel. The simulation results show that the convergence speed and stability of this method are better than that of the conventional side-lobe cancellation algorithm, and the method applies to multichannel. The output SNR of orthogonal polarization interference is better than that of the conventional SLC of about 10 dB, and the stability is fine with low sampling points.

Key words: sidelobe cancellation; polarization; Kalman filter; dual polarization auxiliary antenna

收稿日期: 2017-11-23

基金项目: 国家自然科学基金(61601503)

作者简介: 万鹏程(1993—),男,江苏连云港人,硕士生,主要从事信息对抗理论与技术研究。E-mail:1125084795@qq.com.

引用格式: 万鹏程,白渭雄,高晓阳.应用全极化辅助天线和 Kalman 滤波器的旁瓣干扰对抗方法[J].空军工程大学学报(自然科学版),2018,19(5):84-89. WAN Pengcheng, BAI Weixiong, GAO Xiaoyang. Sidelobe Interference Cancellation Based on Dual Polarization Auxiliary Antenna and Kalman Filter[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2018, 19(5): 84-89.

旁瓣对消^[1-2] (Sidelobe Canceller, SLC) 是一种从空域对抗雷达旁瓣干扰^[3] 的有效手段。极化滤波^[4] 技术是利用目标和干扰信号极化特性的差异, 在极化域对干扰进行滤波, 算法上与 SLC 相似^[5]。仅通过极化域信号处理对干扰的抑制作用是有限的, 极化-空域联合滤波^[6] 是一种在全极化天线的基础上进行的多域联合信号处理技术, 能够有效提高空域滤波和极化滤波的抗干扰效能。

实际运用中, SLC 存在目标效应^[7] 问题, 即目标信号进入辅助天线中, 导致主天线中接收到的目标信号被抵消, 严重影响了干扰对消效果。为解决该问题, 文献[8]和文献[9]提出了基于极化滤波的 SLC 方法。先利用极化滤波消除辅助通道的目标效应, 再进行 SLC, 对提高对消比^[10] 有一定的作用, 但只考虑了目标信号与干扰极化方式不同的情况, 未对干扰极化方式具体讨论。

目前, 绝大多数地面雷达使用的都是单极化天线, 对天线进行全极化改造成本极高。文献[11]提出了将辅助天线进行正交极化改造以对消主瓣干扰的方法, 该方法受干扰极化方式影响较大。当极化方式与雷达相近的干扰从旁瓣进入时, 正交极化辅助通道的对消效果差于常规 SLC 方法。

现有的 SLC 对多辅助通道一般采用开环算法^[12-13], 涉及到矩阵求逆的问题, 对通道噪声水平和计算性能要求高。Kalman 滤波器^[14-15] 是一个强大的信号处理工具, 近年来也被用于空域滤波领域, 文献[16]提出将 Kalman 滤波器用于波束形成^[17-18], 算法收敛快, 滤波性能优良。

本文提出基于全极化辅助天线和 Kalman 滤波器的极化-空域联合抗干扰方法: 主天线仍为单极化天线, 对辅助天线进行正交双极化改造, 根据辅助通道信号功率优选辅助信号通道, 然后利用 Kalman 滤波器对辅助通道信号算权, 进而加权相消, 抑制干扰。

1 天线和信号模型

SLC 的主辅天线主极化方向图见图 1。

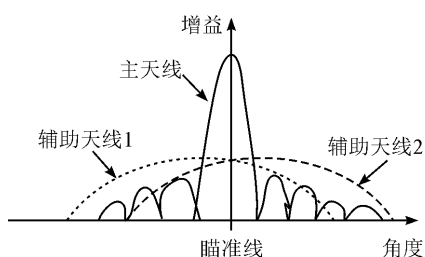


图 1 主辅天线主极化方向图

Fig. 1 Main polarization pattern of all antennas

对辅助天线进行正交双极化改造, 使其能够接收全极化数据, 主天线仍为单极化天线。天线结构和干扰对消基本原理见图 2。

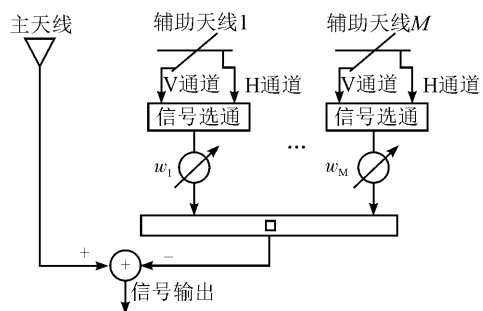


图 2 接收信号模型和干扰对消基本原理

Fig. 2 Received signal model and basic principle of interference cancellation

假设主天线为垂直极化天线, 其 Jones 极化矢量^[15] 为 $\mathbf{h}_m = [0, 1]^T$, 经过 A/D 采样后, 主天线通道接收到的信号为:

$$\begin{aligned} x_m(n) &= \mathbf{h}_m^T (G_m(\theta_s) \mathbf{h}_s s(n) + G_m(\theta_j) \mathbf{h}_j j(n)) + \\ n_m(n) &= G'_m(\theta_s) s(n) + G_m(\theta_j) \sin \gamma e^{j\phi} j(n) + n_m(n) \end{aligned} \quad (1)$$

式中: $s(n)$ 为目标回波信号; $\mathbf{h}_s = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix}$ 为目标 Sinclair 极化散射矩阵; S_{HH} 表示以水平极化波照射后回波中的水平极化分量, 其余各分量具体含义见表 1; $\mathbf{h}_j = [\cos \gamma, \sin \gamma e^{j\phi}]^T$ 为干扰的 Jones 极化矢量, $(\gamma, \phi) \in [0, \pi/2] \times [0, 2\pi]$; $G_m(\theta_s)$ 是主天线接收信号在 θ_s 方向的增益; $G_m(\theta_j)$ 是主天线在干扰方向的增益; $n_m(n)$ 是主天线接收通道内方差为 σ_m^2 的高斯白噪声。

表 1 目标极化散射矩阵分量含义

Tab. 1 The meaning of the target polarization scattering matrix component

接收极化	照射极化	
	水平	垂直
水平	S_{HH}	S_{HV}
垂直	S_{VH}	S_{VV}

辅助天线 k 为正交双极化天线, 每个辅助天线对应两路接收通道, 其采样后的接收数据为:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{ak}(n) &= [x_{akH}(n), x_{akV}(n)]^T = \\ &G_{ak}(\theta_s) \mathbf{h}_s s(n) + G_{ak}(\theta_j) \mathbf{h}_j j(n) + \mathbf{n}_{ak}(n) \end{aligned} \quad (2)$$

式中: $G_{ak}(\theta_s)$ 和 $G_{ak}(\theta_j)$ 分别为辅助天线在目标和干扰方向的增益; $\mathbf{n}_{ak}(n) = [n_{akH}(n), n_{akV}(n)]^T$ 为辅助天线正交通道噪声, 互相独立。

理论上, 辅助天线的 V 通道为主极化通道, 能够接收到部分目标回波信号, 属于常规的 SLC; 辅助天线的 H 通道为正交极化通道, 理论上接收不到目标信号, 属于文献[5]所述的正交极化辅助通道。

信号选通的作用后面将具体阐述。

2 SLC 方案

通常的 SLC 有开环和闭环 2 种方案,开环算法直接用数字运算求解最优权值,闭环算法通过一个负反馈通路求得近似最优权值。

2.1 开环算法

SLC 的输出为:

$$z(n) = x_m(n) - \mathbf{W}^T(n) \mathbf{X}_a(n) \quad (3)$$

式中: $\mathbf{W}(n) = [\omega_1(n), \omega_2(n), \dots, \omega_M(n)]^T$ 为最优权值系数; $\mathbf{X}_a(n) = [x_{a1}(n), x_{a2}(n), \dots, x_{aM}(n)]^T$ 为辅助通道的信号输出。

直接通过数字方法求得最优权值:

$$\mathbf{W}(n) = \mathbf{R}_{x_a x_a}^{-1}(n) \mathbf{r}_{x_m x_a}(n) \quad (4)$$

式中: $\mathbf{R}_{x_a x_a}(n)$ 为辅助天线接收通道的协方差矩阵, $\mathbf{r}_{x_m x_a}(n)$ 为主天线接收通道与各辅助通道的协方差矢量。

$$\mathbf{R}_{x_a x_a}(n) = E[\mathbf{X}_a(n) \mathbf{X}_a^H(n)] \quad (5)$$

$$\mathbf{r}_{x_m x_a}(n) = E[x(n) \mathbf{X}_a^H(n)] \quad (6)$$

由于通道噪声和其他系统噪声的影响,开环算法通常要求输入一定的快拍数作为观测向量进行统计估计,当估计的快拍数不足时,矩阵求逆可能不稳定,进而导致算法无法收敛,性能严重下降;观测向量越长,计算结果越精确,而算法收敛速度下降,实时性差。

2.2 基于 Kalman 滤波的算法

针对传统的 SLC 算法收敛速度慢、开环算法稳定性差的问题,将 Kalman 滤波应用到 SLC 中。算法流程见图 3。

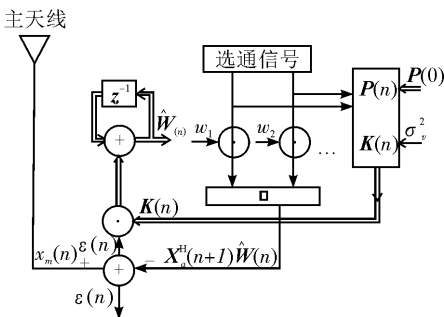


图 3 Kalman 极化-空域联合对消算法框图

Fig. 3 Polarization-sidelobe cancellation method based on Kalman filter

辅助通道加权和 $y(n)$ 与主通道信号 $x_m(n)$ 的均方误差为:

$$\text{MSE} = E[|y(n) - x_m(n)|^2] \quad (7)$$

使用 Kalman 滤波器的目的就是求得权值矢量 $\mathbf{W}(n)$ 使式(7)达到最小值。

将辅助天线权值看成满足一阶马尔科夫过程的

向量,建立权值更新方程:

$$\mathbf{W}(n+1) = \Phi(n+1|n)\mathbf{W}(n) + v_s(n) \quad (8)$$

式中假设系统噪声 $v_s(n)$ 为零均值高斯白噪声,其协方差矩阵为 $\mathbf{Q} = \sigma_s^2 \cdot \mathbf{I}$, \mathbf{I} 为单位阵。

Kalman 滤波器量测方程见式(9),观测向量为辅助通道的接收数据:

$$y(n) = \mathbf{W}^T(n) \mathbf{X}_a(n) + v(n) \quad (9)$$

式中: $\mathbf{X}_a(n)$ 为观测向量,即辅助通道的输出向量; $\mathbf{W}(n)$ 为待估计的权值向量, $v(n)$ 为量测噪声,假设其为零均值的高斯白噪声,方差为 σ_v^2 :

平稳环境中的最优权值是一个常向量,因此一步预测方程可以表示为:

$$\mathbf{W}(n+1|n) = \Phi(n+1|n)\mathbf{W}(n) \quad (10)$$

一步预测方差:

$$\mathbf{P}(n+1|n) = \Phi\mathbf{P}(n|n)\Phi^T + \mathbf{Q} \quad (11)$$

估计出的权值向量为:

$$\hat{\mathbf{W}}(n+1) = \hat{\mathbf{W}}(n) + \mathbf{K}(n+1)$$

$$[x_m(n) - \hat{\mathbf{W}}(n)\mathbf{X}_a(n+1)] \quad (12)$$

式中使用了主通道的接收数据作为权值调整的依据,误差越大,则权值调整范围越大。

Kalman 滤波器的增益为:

$$\mathbf{K}(n+1) = \mathbf{P}(n+1|n)\mathbf{X}_a(n+1) \cdot [\mathbf{X}_a^H(n+1)\mathbf{P}(n+1|n)\mathbf{X}_a(n+1) + \sigma_v^2]^{-1} \quad (13)$$

滤波方差矩阵为:

$$\mathbf{P}(n+1|n) = (\mathbf{I} - \mathbf{K}(n)\mathbf{X}_a(n))\mathbf{P}(n|n-1) \quad (14)$$

Kalman 滤波器初值的估计对收敛速度有很大影响,为了保证足够的收敛速度,可以对采样信号的第一个快拍进行开环运算,最大程度上使初始估计值接近真实最优权值,提高收敛速度。

根据主天线与辅助天线加权后的差以及一步预测方差阵, Kalman 滤波器计算出增益,根据增益更新权值向量,相当于多了一个负反馈通路;同时滤波器方差矩阵得到更新,以用于下一个快拍的权值更新。

主通道与辅助通道加权后的差为对消误差:

$$\epsilon(n) = x_m(n) - \mathbf{W}^T(n) \mathbf{X}_a(n) \quad (15)$$

将式(15)变换形式,可以得到:

$$\epsilon(n) = v(n) + (\mathbf{W}^T(n) - \hat{\mathbf{W}}^T(n)) \mathbf{X}_a(n) \quad (16)$$

则主通道与辅助通道的均方误差为:

$$E[|\epsilon(n)|^2] = \sigma_v^2 + E[(\mathbf{W} - \hat{\mathbf{W}})^H \mathbf{R}_{x_a x_a} (\mathbf{W} - \hat{\mathbf{W}})] \quad (17)$$

在平稳环境或近似的平稳环境中,随着快拍数的增加,权值的估计值也更趋近于最优权值,权值间的误差为零:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} E[\hat{\mathbf{W}}(n+1) - \hat{\mathbf{W}}(n)] = 0 \quad (18)$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} E[\hat{\mathbf{W}}(n)] = \hat{\mathbf{W}}(n)$$

根据式(12)可得:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{K}(n+1)[x_m(n) - \hat{\mathbf{W}}(n)\mathbf{X}_a(n+1)] = 0 \quad (19)$$

消去增益 $\mathbf{K}(n+1)$, 右乘 $\mathbf{X}_a^H(n)$, 结合式(18)求平均可得:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{E}[\mathbf{X}_a(n)\mathbf{X}_a^H(n)]\mathbf{E}[\hat{\mathbf{W}}(n)] = \mathbf{E}[x_m(n)\mathbf{X}_a^H(n)] \quad (20)$$

结果为:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{W}}(n) = \mathbf{R}_{\mathbf{X}_a}^{-1}(\mathbf{r}_{x_m} \mathbf{X}_a(n)) \quad (21)$$

这与开环算法在理论上是—致的。

3 干扰极化方式对输出信噪比的影响

干扰的极化方式多种多样,下面讨论干扰极化方式对 SLC 系统输出信噪比的影响。

3.1 干扰极化方式对输出信噪比的影响

3.1.1 主极化辅助通道

传统的旁瓣对消方法中,辅助天线的极化方式与主天线相同。如果用主极化的辅助天线进行干扰对消,对消后输出信噪比为:

$$\text{SNR}_V = \frac{G_s^2 |s(n)|^2}{H^2 |\sin\gamma j(n)|^2 + \sigma_m^2 + \omega^2 \sigma_{av}^2} \quad (22)$$

式中: $G_s = G'_m(\theta_s) - \omega G_a(\theta_s) S_w$; $H = G_m(\theta_j) - \omega G_a(\theta_j)$ 。

3.1.2 正交极化辅助通道

如果用正交极化辅助通道作为干扰对消通道,则输出信噪比为:

$$\text{SNR}_H = \frac{G_s^2 |s(n)|^2}{G_j^2 |j(n)|^2 + \sigma_m^2 + \omega^2 \sigma_{aH}^2} \quad (23)$$

式中: $G_j = g_m(\theta_j) \sin\gamma e^{j\phi} - \omega G_a(\theta_j) \cos\gamma$

干扰极化方式的差异直接影响辅助天线 2 个正交极化通道的功率。如果某一个极化辅助通道干扰功率相对较低,SLC 处理会产生较大的权系数,从而导致噪声电平升高;而与其极化正交的辅助通道相对干扰功率较高,干噪比(Interference to Noise Ratio, INR)更高,对消效果更好。

同等条件下,干扰极化参数 γ 对正交极化辅助通道 SLC 和常规 SLC 对信噪比的影响见图 4。

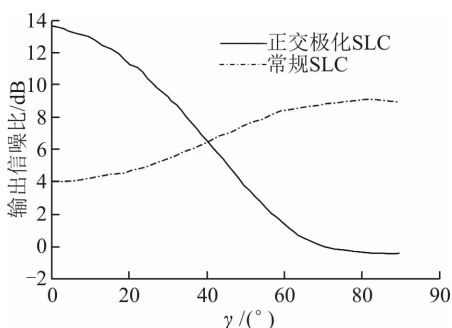


图4 干扰极化参数 γ 对输出信噪比的影响

(目标信号极化参数 $\gamma \approx 90^\circ$, 辅助通道噪声功率 10^{-4})

Fig. 4 Influence of parameter γ on output SNR

在干扰极化与信号极化相差比较大的条件下,采用文献[4]和文献[5]所述的先极化滤波,后 SLC 的方法能够有效提高输出信噪比;而在二者相差比较小的情况下,由于通道噪声的影响,常规的 SLC 算法将更有效。

3.2 信号选通方案

实际应用中,辅助通道噪声对干扰对消的结果影响极大,权值在放大干扰信号的同时,也放大了噪声。由于辅助通道内噪声水平基本一致,干扰的极化方式在不同的辅助通道内体现的是信号功率不同,因此以辅助通道内最大功率为准则选择辅助接收通道,可以最大限度地降低通道噪声的影响。

4 仿真实验与分析

4.1 天线和干扰模型

实验中主辅天线模型采用均匀线性阵列:主天线为阵元间距 $\gamma/2$ 的 25 个阵元的均匀线阵,其极化方向为垂直线极化,辅助天线为 2 个全极化天线,每个辅助天线接收到正交 2 个通道的信号,假设其正交极化方向图与主极化一致。

主天线位置在中心,辅助天线在主天线左右两侧 $\pm 14^\circ$ 位置处。其在主天线的主极化上的方向图见图 5。旁瓣干扰 1 的波达方向为 -11° ,极化方式为左旋圆极化,其 Jones 矢量为 $[\sqrt{2}/2, \sqrt{2}/2 \cdot e^{j\pi/2}]^T$,主通道干噪比为 40 dB;旁瓣干扰 2 的波达方向为 16° ,极化方式为 45° 线极化,其 Jones 矢量为 $[\sqrt{2}/2, \sqrt{2}/2]^T$, INR 为 40 dB。主通道信噪比为 20 dB,信干噪比约为 -21 dB。

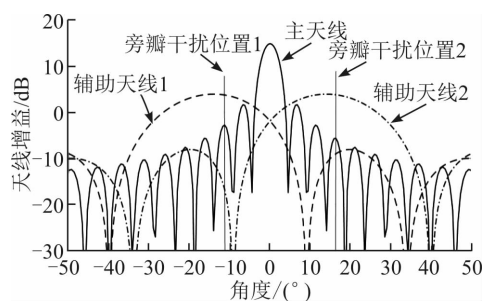


图5 实验天线主极化方向图

Fig. 5 Main polarization pattern of antennas

目标信号为普通的正弦信号, Jones 极化矢量主天线极化方向相同。辅助通道一共有 4 路,每个辅助天线分出 2 路信号。使用 Kalman 滤波方法时,系统噪声功率取 $\sigma_s^2 = 10^{-4}$, 初始预测方差阵 $\mathbf{P}(0) = k \cdot \mathbf{I}$, k 为常数。

4.2 旁瓣干扰对抗结果

图 6 是在 4.1 节条件下 Kalman 滤波算法和常

规 SLC 闭环算法(LMS 算法)在不同快拍数条件下进行对比的结果。Kalman 滤波算法在约 40 次快拍的时候基本进入了稳态,而 LMS 算法相对慢一些;在低快拍的条件下,Kalman 滤波算法明显优于常规的 LMS 算法。2 种算法进入稳态条件下的输出信噪比约为 8.7 dB,整个系统获得约 30 dB 的信噪比提升。

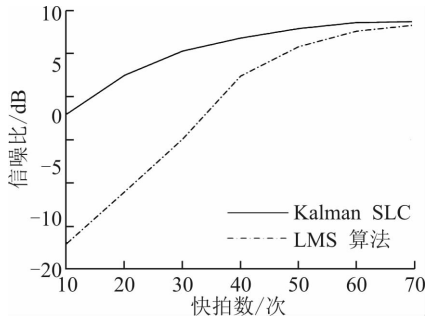


图 6 系统的输出信噪比

Fig. 6 The output SNR of the system

在多通道条件下,本文方法的收敛速度比常规的闭环算法的有较大提升。在相同干扰环境下,低快拍数时,常规的开环算法相对运算比较复杂,且求逆过程存在不稳定性,无法在每次实验中都达到收敛。

根据第 3 节的分析,系统通过选通辅助通道信号来减弱干扰极化对 SLC 的影响。图 7 是在干扰与目标信号极化特性相似和近似正交的 2 种条件下,系统的输出信噪比的变化:①当干扰极化与目标极化近似正交时,本文的方法比常规的 SLC 方法 SNR 高约 10 dB;②当干扰极化与目标极化相近时,本文的方法要比正交极化辅助对消方法 SNR 高约 9 dB。

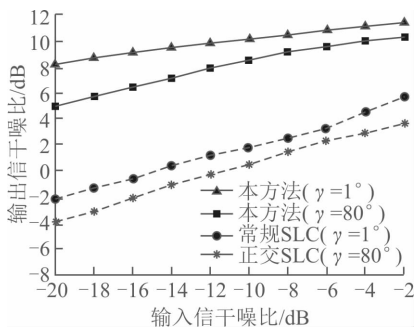


图 7 2 种极化干扰条件下的输出信噪比

Fig. 7 The output SNR under two polarization interference conditions

图 8 是干扰极化方式对本系统输出信噪比的影响。横轴坐标分别是干扰极化参数 γ 和 ϕ 。参数 ϕ 对输出信噪比的影响极小,这是因为 ϕ 对应的是对辅助通道相位的影响,而相位的影响可以通过复加

权基本消除。影响辅助通道极化接收的主要还是通道接收信号的幅度和功率。通过选择接收功率大的一组辅助天线进行对消,可以有效增加辅助通道 INR,减少噪声对 SLC 的影响。本文的信号选通方案可以说是常规的 SLC 方法与正交极化 SLC 方法的优选方案。

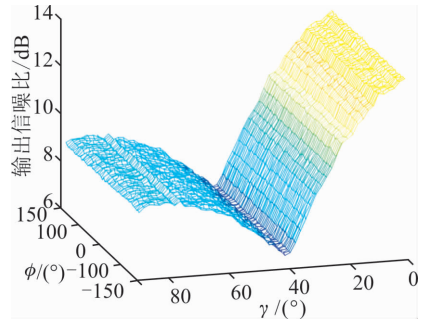


图 8 干扰极化对系统输出信噪比的影响

Fig. 8 Influence of interference polarization on output SNR

5 结语

针对现有极化旁瓣对消方法在干扰与目标极化相似的情况下失效的问题,本文提出了根据功率优选辅助通道信号,进而利用 Kalman 滤波器进行闭环旁瓣对消的方法。仿真实验表明,该方法能够有效抑制旁瓣干扰,在多通道处理过程中,算法收敛速度优于常规的 LMS 闭环算法和开环算法,在低快拍条件下稳定性好,有效改进了常规 SLC 和极化 SLC 方法。

参考文献(References):

- [1] 白渭雄, 张文, 苗森. 旁瓣干扰对抗技术研究[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(1): 86-90.
BAI W X, ZHANG W, MIAO M. Study on the Countermeasure Technology Against Side-Lobe Interference [J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(1): 86-90.
- [2] PANG N, XU P J, MU H Q. A Novel Method of Calculating the Weight of Adaptive Sidelobe Cancellation[C]//Control Engineering and Information Systems; Proceedings of the 2014 International Conference on Control Engineering and Information Systems. Yueyang, Hunan: CRC Press, 2015: 259.
- [3] LIU L, ZHANG Z, WANG L. Robust SFAP Anti-jamming Algorithm Based on Generalized Sidelobe Cancellation[C]//China Satellite Navigation Conference (CSNC) 2015 Proceedings; Volume I. Berlin, Heidelberg: Springer, 2015: 795-804.
- [4] 李永祯, 王国玉, 汪连栋, 等. 基于雷达辅阵的自卫

- 压制式干扰极化抵消方法研究[J]. 信号处理, 2008, 24(5): 775-779.
- LI Y Z, WANG G Y, WANG L D, et al. Study on Polarization Cancellation Algorithm of Self-defensive Blanket Jamming Based on Radar Sidelobe-canceller Antenna[J]. Signal Processing, 2008, 24(5): 775-779. (in Chinese)
- [5] MA J, SHI L, LI Y, et al. Angle Estimation of Extended Targets in Main-Lobe Interference With Polarization Filtering[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017, 53(1): 169-189.
- [6] WU D, XU Z, ZHNAG L, et al. Performance Analysis of Polarization-space-time Three-domain Joint Processing for Clutter Suppression in Airborne Radar[J]. Progress in Electromagnetics Research, 2012, 129: 579-601.
- [7] 宋虎, 顾红, 王建, 等. 主瓣干扰下的自适应旁瓣抵消算法设计[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(8): 1723-1728.
- SONG H, GU H, WANG J, et al. Adaptive Multiple Sidelobe Canceller Design for Main-lobe Jammer[J]. System Engineering and Electronics, 2015, 37(8): 1723-1728. (in Chinese)
- [8] 吕波. 一种消除旁瓣对消器中目标效应的新方法[J]. 电波科学学报, 2013(3): 24.
- LYU B. A New Method to Eliminate Target Effect in Sidelobe Canceller[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2013(3): 24. (in Chinese)
- [9] 李佳佳, 徐振海, 王国玉, 等. 利用极化滤波消除旁瓣对消器中目标效应[J]. 现代雷达, 2007, 29(8): 112-115.
- LI J J, XU Z H, WANG G Y. Elimination of Target Effects in Sidelobe Canceller Using Polarization Filter [J]. Modern Radar, 2007, 29(8): 112-115. (in Chinese)
- [10] KRICHENE H, HO M, RICCIARDI G. Performance Assessment of Sidelobe Jamming Cancellation Using Stretch Processing [C]//Radar Symposium (IRS), 16th International of IEEE, 2015: 102-107.
- [11] 杨忠, 白渭雄, 付孝龙. 全极化辅助天线对极化干扰方法分析[J]. 现代防御技术, 2016(5): 131-136.
- YANG Z, BAI W X, FU X L. Cancellation Method Analysis of Full-Polarized Auxiliary Antenna to Polarized Interference [J]. Modern Defence Technology, 2016(5): 131-136. (in Chinese)
- [12] VENDIK O G, KOZLOV D S. Phased Antenna Array with a Sidelobe Cancellation for Suppression of Jamming [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2012, 11: 648-650.
- [13] MOHAMMED J R, SAYIDMARIE K H. Sidelobe Cancellation for Uniformly Excited Planar Array Antennas by Controlling the Side Elements[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, 13: 987-990.
- [14] BISHOP G, WELCH G. An Introduction to the Kalman Filter[J]. Proc of SIGGRAPH, Course, 2001, 8 (27599-23175): 41.
- [15] KULIKOV G Y, KULIKOVA M V. The Accurate Continuous-Discrete Extended Kalman Filter for Radar Tracking [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(4): 948-958.
- [16] 王伟, 雷舒杰, 于海洋, 等. 色噪声环境下基于约束 Kalman 波束形成算法 [J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(7): 1439-1444.
- WANG W, LEI S J, YU H Y. Beamforming Algorithm in Colored Noise Environment Based on the Constrained Kalman Filter [J]. System Engineering and Electronics, 2017, 39(7): 1439-1444. (in Chinese)
- [17] BHOTTO M Z A, BAJI I V. Constant Modulus Blind Adaptive Beamforming Based on Unscented Kalman Filtering [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(4): 474-478.
- [18] QIAN H, LIU K, JIAO Z. Blind Adaptive Constrained Constant Modulus Algorithms Based on Unscented Kalman Filter for Beamforming [J]. Journal of Central South University, 2017, 24(10): 2342-2352.

(编辑: 徐敏)