

基于 Householder 多级最小模级联相消器导航接收机空时抗干扰方法

黄庆东^{*①②} 张林让^① 王纯^① 张波^①

^①(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

^②(西安邮电学院通信与信息工程学院 西安 710121)

摘要: 该文针对抑制GPS信号中期望信号方向的冲激毛刺干扰影响问题, 提出Householder多级最小模级联相消方法, 该方法用具有最小模的样本商作为复权, 替代Householder多级维纳滤波器的权值计算, 并将其用于GPS信号空时抗干扰处理中。此方法能很好地抑制期望信号方向的冲激毛刺干扰对自适应权值计算的影响, 且复杂度低, 收敛性能好。计算机仿真结果验证了算法的优良快收敛性能和良好的抑制期望信号方向冲激毛刺干扰影响的能力。

关键词: 阵列信号处理; 全球定位系统(GPS); 低复杂度; 抗干扰(AJ); 空时(ST)

中图分类号: TN965.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)12-2807-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00187

Interference Suppression Method for Space-time Navigation Receivers Based on Householder Multistage Minimal Module Cascaded Canceller

Huang Qing-dong^{①②} Zhang Lin-rang^① Wang Chun^① Zhang Bo^①

^①(Key Lab for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(School of Communication and Information Engineering,
Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710121, China)

Abstract: Due to suppression the influence of impulsive noise spikes (outliers) from desired signal direction of arrival in Global Positioning System (GPS) signals, the Householder-based multistage minimal module cascaded canceller is proposed. The method substitutes the weights of the Householder-based multistage Winner filter for the minimal module weights, which have the minimal module of the samples quotient, and adopts in space-time anti-jamming processing in GPS receiver. The method has the prominent ability of restricting the influence of the impulsive noise spikes (outliers) from desired signal direction of arrival to adaptive weights, and the ability of low complexity, also fast convergence. Computational simulation results indicate the method achieves better fast convergence ability and a good performance in reducing the influence of the impulsive noise spikes (outliers) to adaptive weights.

Key words: Array signal processing; Global Positioning System (GPS); Low complexity; Anti-Jamming (AJ); Space-Time (ST)

1 引言

高精度卫星导航系统如 GPS 和 Galileo, 在一些现代化民用和军事应用中起着非常重要的作用。由于 GPS 信号的功率很低, 所以导航接收机很容易受到各种射频干扰的影响。空时信号处理(STAP)可用于抑制大量的宽带干扰、窄带干扰和人为有意干扰。自适应算法中, Goldstein 等人^[1]提出的多级维纳滤波器(MSWF)由于其良好性能, 备受广大学者关注。Myrick 等人^[2,3]将 MSWF 技术成功应用于

空时 GPS 抗干扰处理中, Werner 等人^[4]将 Householder 算法(又称初等反射算法)引入 MSWF 算法中, 进一步降低了 MSWF 算法计算复杂度。迭代最优算法^[5,6], 如归一化最小均方(NLMS)算法和递归最小平方(RLS)算法, 通过正交投影或共轭梯度方式通过逐次迭代达到最优解^[7,8]。由于其快收敛性能和低运算量, 故而适合于空时信号处理中, 同时在干扰抑制及 GPS 信号抗干扰应用中体现了其价值^[9]。这些算法都是最小均方误差(MMSE)准则下的一种实现, 即可以看作协方差求逆(SMI)类算法的一种实现形式。在复杂电磁环境或人为有意干扰下, 往往会在期望信号方向产生非平稳的冲激毛刺(impulsive noise spikes)干扰或大能量的异常值

2010-03-04 收到, 2011-09-26 改回

国家自然科学基金(60672130)和教育部新世纪优秀人才支持计划(NCET-08-0891)资助课题

*通信作者: 黄庆东 huangqingdong@xupt.edu.cn

(impulsive noise outliers), 这些干扰进入期望信号中形成含有突变冲激毛刺的期望信号, 而样本协方差矩阵对于非平稳冲激毛刺非常敏感, 特别在期望信号方向的冲激毛刺情况下, 此时计算的权值会偏离最优权值, 采样协方差求逆(SMI)类算法性能变得很差^[10]。

为了抑制期望信号方向冲激毛刺对最优权值求解的影响, Picciolo 等人^[10]从统计学思想出发, 提出了中位数级联相消器(MCC)算法并将其用于 STAP 中, 又将 MCC 算法与 MSWF 相结合, 提出了多级中位数级联相消器算法^[11], 使其具有降维特性; Picciolo 等人^[12]又提出迭代多级中位数级联相消器(RMMCC)算法, 当 RMMCC 采样快拍达到约 2.8N 时, 收敛性能将不再受干扰的影响。文献[13]对 MCC 算法进行了改进, 提出了最小模级联相消器(MMCC)算法, 进一步改善了性能, 降低 MCC 算法计算复杂度。

本文提出的改进方法将最小模级联相消器(MMCC)^[13]与 Householder 多级维纳滤波器(HMSWF)^[4]结合, 形成 Householder 多级最小模级联相消器(HMMMCC), 并将其用于 GPS 接收机空时抗干扰处理器中, 用于抑制其他方向干扰的同时, 抑制期望信号毛刺干扰对自适应权值计算的影响。最后仿真结果验证了此方法的优良性能。

2 HMSWF 空时信号干扰抑制模型

GPS 空时处理器利用 M 个阵元和每阵元 L 个延迟抽头系数, 用于抑制窄带和宽带干扰, 如图 1 所示, 导航卫星信号 s_k 和干扰信号 r_j 被空时阵列接收, 抗干扰处理器用于抑制干扰影响, 从而估计出来于已知方向 θ_k 的期望卫星信号 s_k 。抗干扰处理器对每一个要接收的卫星信号采用独立的最小方差(MVDR)波束形成准则。接收到的信号在奈奎斯特采样速率下进行采样, 在时刻 n 各个天线采样得到样本堆叠, 构成矢量 $\mathbf{X}(n) \in \mathcal{C}^{(M \times 1)}$, 表示为

$$\mathbf{X}(n) = \sum_{k=1}^{K_{\text{sat}}} \mathbf{a}(\theta_k) s_k(n) + \sum_{j=1}^{K_{\text{jam}}} \mathbf{a}(\theta_j) r_j(n) + \mathbf{n}(n), \quad k = 1, 2, \dots, K_{\text{sat}}, \quad j = 1, 2, \dots, K_{\text{jam}} \quad (1)$$

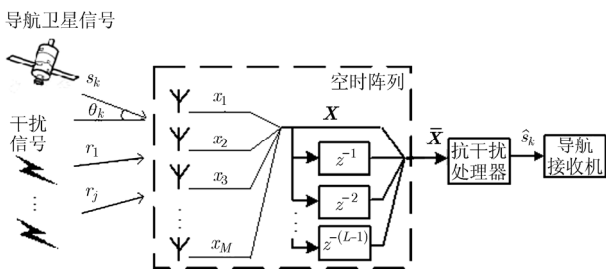


图 1 导航卫星信号干扰抑制制图

这里 $\mathbf{a}(\theta_k)$ 和 $\mathbf{a}(\theta_j)$ 表示信号和干扰源的导向矢量, θ_k 和 θ_j 是它们各自的波达方向, $s_k(n)$ 是第 k 颗卫星的信号, $r_j(n)$ 是第 j 个干扰信号, $\mathbf{n}(n)$ 是加性高斯白噪声, $E[\mathbf{n}(n)\mathbf{n}^H(n)] = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ 。文中采用等距线阵, 阵间距半波长, 导向矢量为 $\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{j\pi \sin \theta}, \dots, e^{j(M-1)\pi \sin \theta}]^T$ 。空时快拍样本矢量 $\bar{\mathbf{X}}(n) \in \mathcal{C}^{(ML \times 1)}$ 是将 L 个连续的时间样本 $\mathbf{X}(n)$ 堆叠起来形成

$$\bar{\mathbf{X}}(n) = [\mathbf{X}^T(n), \mathbf{X}^T(n-1), \dots, \mathbf{X}^T(n-L+1)]^T \quad (2)$$

这里导航卫星信号可以被认为窄带信号, 而且其波达方向是已知的。抗干扰处理器产生的波束在期望信号波达方向增益为 1, 同时抑制所有其它信号, 即单约束波束形成。

STAP 抗干扰处理器可以描述为一阵列权矢量 $\bar{\mathbf{W}} \in \mathcal{C}^{(ML \times 1)}$

$$\bar{\mathbf{W}} = [\mathbf{W}_1^T, \mathbf{W}_2^T, \dots, \mathbf{W}_L^T]^T \quad (3)$$

这里 $\mathbf{w}_i = [w_{i,1}, w_{i,2}, \dots, w_{i,M}]^T$ 是阵列信号的第 i 个延迟滤波抽头系数。抗干扰处理器输出为

$$\hat{s}(n) = \bar{\mathbf{W}}^H \bar{\mathbf{X}}(n) \quad (4)$$

输出信号 $\hat{s}(n)$ 最后被 GPS 接收机进行处理。

单约束波束形成器中期望接收卫星信号的方向和对应的导向矢量 $\mathbf{a}(\theta_k)$ 被认为是已知的。这里采用一维线阵, 只考虑方位角。单约束波束形成问题可以表示为非限制性广义旁瓣相消器(GSC)^[4], 如图 2 所示。图 2 中, $d(n) = \mathbf{a}^H(\theta_k) \mathbf{X}(n)$, $\mathbf{B}_a \in \mathcal{C}^{(M-1) \times M}$ 是阻塞矩阵, 且 $\mathbf{B}_a \mathbf{a}(\theta_k) = \mathbf{0}$ 。 $\bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$ 的计算为

$$\bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_a \mathbf{X}(n) \\ \mathbf{X}(n-1) \\ \vdots \\ \mathbf{X}(n-L+1) \end{bmatrix} \quad (5)$$

输出信号 $e(n) = \hat{s}_k(n)$, 是对第 k 颗卫星信号的估计。 $e(n)$ 可以通过估计最优权 $\bar{\mathbf{W}}_{\perp}$ 或者 HMSWF 滤波器结构计算得到。

HMSWF 算法对于期望信号与干扰在波达方向互不重叠的情况下, 具有降维最优特性。然而, 当干扰信号与期望信号同方向时, 就算只存在一个足够大的冲激干扰样本, 都会严重影响权值使其偏离最优权, 使滤波器性能急剧恶化。

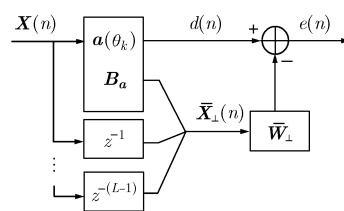


图 2 单约束 GSC 结构

3 Householder 多级最小模级联相消器方法

现实环境中往往在期望信号方向会存在冲激毛刺干扰，尤其是在复杂电磁环境^[10]。能够对测量数据产生冲激毛刺干扰的情况很多，例如快闪烁干扰、通常的电磁干扰、相干通道干扰、数字射频存储干扰、覆盖式反电子测量脉冲、互调制毛刺、间歇式坏的数据通道、近距离同频带脉冲雷达干扰和人为有意干扰等等。为了抑制此类情况对最优权值计算的影响，本文将 HMSWF 和 MMCC 方法结合得到 HMMMCC。

Householder 多级维纳滤波器(HMSWF)通过采用一系列嵌套 Householder 投影变换等效替代 MSWF 的阻塞矩阵和相关匹配滤波器计算，从而降

低了运算量，而且避免了采用样本协方差矩阵时数据域存储字长对计算精度的影响。HMSWF 的结构如图 3 所示(4 级情况为例)，标量 $u_0(n) = d(n)$ 表示期望信号， $\mathbf{X}_0(n) = \overline{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$ 表示含有干扰、噪声、其它卫星信号和时延信号的其余 $(ML - 1)$ 维数据，关于 HMSWF 的其他内容请参阅文献[4]。HMSWF 的后项部分，其实等效一个格莱姆-施密特级联相消器(GSCC)^[10]，如图 4 所示，最小均方权 L_2 与图 3 复权 w_i 对应。图 4(a)主对角线以外的 3 个 L_2 ，由于前项递推产生的不相邻数据各级不相关，因此计算权数值为零可以移去。其实质是保留 HMSWF 滤波器前项递推部分不变，而后项递推部分实际上用 MMCC 来替代得到与 HMSWF 结构相同的 HMMMCC，如图 3。下面本文将讨论新权值计算方法。

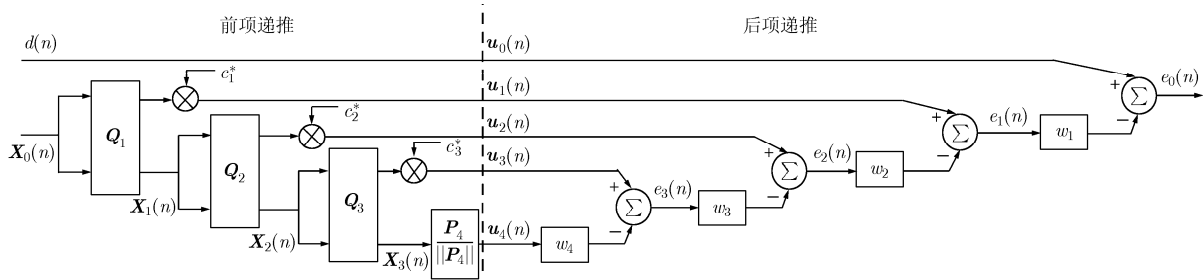


图 3 Householder 多级相消器结构图

为不失一般性，假设数据矢量 $\mathbf{u}_i(n)$ 是广义平稳的复值，均值为零。对图 4(a)中任何 L_2 来说，对应如图 4(b)， $z(n)$ 表示含期望信号的本地“期望信号”， $x(n)$ 表示含干扰和噪声的“噪声干扰”。复残余 $y(n) = z(n) - w^*x(n)$ ， $n = 1, 2, \dots, K$ 是采样快拍数。对于图 4(b)，两输入维纳滤波器其最优权估计为

$$\hat{w}_{\text{opt}} = \hat{R}_{xx}^{-1} \hat{r}_{xz} \quad (6)$$

其中自相关和互相关标量分别为 $\hat{R}_{xx} = (1/K)$

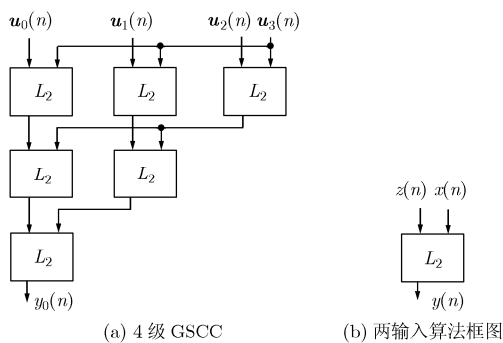


图 4 相消器结构图

$$\cdot \sum_{n=1}^K |x(n)|^2 \text{ 和 } \hat{r}_{xz} = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K x(n)z^*(n)。$$

在单快拍 ($K = 1$) 情况下考虑式(6)，则可以表示为 $w^1(1) = [z(1)/x(1)]^*$ ，其中上标 1 代表一个采样快拍， $w^1(1)$ 使输出为零。如果对于多个快拍情况，对每个快拍均采用单快拍来处理，则得到随机变量 $w^1(n) = [z(n)/x(n)]^*$ ，且对于每个具体的快拍 n ，使其输出为零。在某些广义假设前提下，随机复权 $w^1(n)$ 的期望，当 $n \rightarrow \infty$ 时，在均方意义下收敛于最优权 w_{opt} ^[11]。为了书写简单，各随机变量中 n 省去，分别用 w^1 ， y ， z 和 x 表示。 L_2 模块在最优权时输出 $y_o = z - w_{\text{opt}}^*x$ ， y_o 与 x 不相关，移项可得： $z = y_o + w_{\text{opt}}^*x$ ，代入 $w^1(n) = [z(n)/x(n)]^*$ ，得到

$$w^1 = [z^*/x^*] = \frac{y_o^* + w_{\text{opt}}x^*}{x^*} = (y_o/x)^* + w_{\text{opt}} \quad (7)$$

对于式(7)， $(y_o/n)^*$ 是一个复随机变量， w_{opt} 是一个未知的最优复权值。用模和辐角形式表示式(7)， $w^1 = re^{j\varphi}$ ， $w_{\text{opt}} = H_w e^{j\theta_w}$ ， $(y_o/x)^* = H e^{j\theta}$ ，则表示如下：

$$w^1 = re^{j\varphi} = H e^{j\theta} + H_w e^{j\theta_w} \quad (8)$$

根据式(8)，计算最小模权值

$$w_{\text{MMCC}} = \min_{\rightarrow 0, n} \{w^1\} = \min_{\rightarrow 0, n} \{z^*(n)/x^*(n)\},$$

$$n=1, 2, \dots, K \tag{9}$$

其中 $\min_{\rightarrow 0, n}$ 表示求 $z^*(n)/x^*(n)$ 的最小模的复权值，即

求出使式(8)中 r 最小的 w^1 值。MMCC 结构如图 4 所示，它与 GSCC 结构相同。对图 4(a)中 6 个 L_2 分别采用最小模算法，逐级进行计算，构成最小模级联相消器权。由式(8)可知

$$r^2 = (H \cos \theta + H_w \cos \theta_w)^2 + (H \sin \theta + H_w \sin \theta_w)^2 \tag{10}$$

由于式(10)中的 θ 和 H 是随机变量，最小 r 与 θ 和 H 的关系可通过式(11)求解

$$\left. \begin{aligned} \partial r^2 / \partial H &= 0 \\ \partial r^2 / \partial \theta &= 0 \end{aligned} \right\} \tag{11}$$

可以解得 $\theta = (2n + 1)\pi + \theta_w$ 。即式(9)得到的解 w_{MMCC} ，是使 $\varphi \rightarrow \theta_w$ ，而 $r \rightarrow \lambda H_w$ ($0 \leq \lambda \leq 1$) 的值。所以通过式(9)得到的权，实际上是选择式(8)所获得的 n 个 w^1 权中相位最接近 θ_w ，而模值逼近 H_w 的权值，即 w_{MMCC} 与 w_{opt} 是线性逼近的关系，算法权值的统计分析在文献[13]中有详细论述。正是由于这种线性逼近关系，使最小模权值计算具有较好的抑制干扰影响性能和快收敛性能。

采用相关相减结构的 HMMMCC 算法，可以避免 Householder 矩阵的计算，进一步减少计算复杂度，可以通过将 MMCC 与相关相减结构 HMSWF 结合得到，如图 5 所示，算法的具体步骤如表 1 所示。

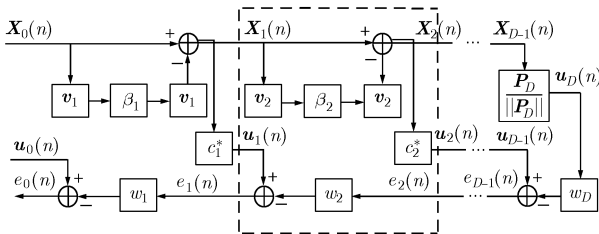


图 5 相关相减 Householder 多级相消器结构图

表 1 HMMMCC 算法

| | |
|------|--|
| 步骤 1 | 初始化： $u_0(n) = d(n)$ 和 $X_0(n) = \bar{X}_\perp(n)$ ； |
| 步骤 2 | 前项递推：For $i = 1, 2, \dots, D$ |
| | $p_i = E[u_{i-1}^*(n)X_{i-1}(n)] / \ E[u_{i-1}^*(n)X_{i-1}(n)]\ _2$ ； |
| | $\delta_i = \ E[u_{i-1}^*(n)X_{i-1}(n)]\ _2$ ； |
| | $c_i = \pm p_{i,1} / p_{i,1} $, $p_{i,1}$ 是 p_i 的第 1 个元素； |
| | $v_i = p_i - c_i \delta_i u_i$; $u_i = [1, 0, \dots, 0]^T$ 是和 p_i 同维数的矢量； |
| | $\beta_i = -1 / (c_i^* \delta_i v_{i,1})$, $v_{i,1}$ 是 v_i 的第 1 个元素； |
| | $\begin{bmatrix} \tilde{u}_i(n) \\ X_i(n) \end{bmatrix} = X_{i-1}(n) - \beta_i v_i v_i^H X_{i-1}(n)$ ； |
| | $u_i(n) = c_i^* \tilde{u}_i(n)$ ； |

步骤 3 后项递推： $e_D(n) = u_D(n)$, For $i = D, D-1, \dots, 1$

$$w_i = \min_{\rightarrow 0, k} \{u_{i-1}^*(n)/e_i(n)\};$$

$$e_{i-1}(n) = u_{i-1}(n) - w_i^*(n)e_i(n);$$

说明：其中 $n = 1, 2, \dots, K$; D 表示递推级数。

4 仿真结果

收敛性能作为阵列信号自适应处理算法的一个重要指标，一般采用信干噪比(SINR)与最优值相差 3 dB 以内所需的独立采样快拍数，作为有效测度(MOE)来衡量。 N_t 级的输入相消器的收敛 MOE，经常用归一化输出残余能量(NORP)的性能来评估^[10,11]。最小化 NORP 就会最大化 SINR^[12]。一个如图 4(b)所示的两输入相消器，NORP 如下定义：

$$\eta = E\{|z - w^*x|^2\} / \text{res}_{\text{opt}} \tag{12}$$

式中 η 为 NORP 值；这里 w 是计算得到的复权，而 $\text{res}_{\text{opt}} = E\{|z - w_{\text{opt}}^*x|^2\}$ 是最小化残余能量(例如 MMSE)。对于 N_t 输入相消器形式(如图 3 和图 4(a)所示)，收敛的 MOE 可以在第 $N_t - 1$ 级进行计算。

对于图 3 所示的相消器结构，在采样训练数据中如果存在期望信号方向的非平稳冲激干扰，从而进入“期望信号”产生冲激毛刺，对此类干扰这里称为目标信号类型干扰(target-liker outlier)，此类干扰对协方差求逆类算法估计 w_{opt} 产生的影响很大^[11]。“期望信号” $u_0(k)$ 由于受到冲激干扰影响，使其形成含有突变冲激信号的 $N_t \times 1$ 维期望信号向量^[11]。即使在训练信号采样快拍中出现一个足够能量的目标类型干扰值，都会明显减小采样协方差求逆(SMI)算法和 MSWF/HMSWF 的衰减性能。

在仿真中，自适应处理器的 NORP 用 dB 来表示为

$$\eta_{\text{avg}} = 10 \lg \frac{1}{\text{res}_{\text{opt}}} \frac{1}{\text{Mc}} \sum_{i=1}^{\text{Mc}} E_i \{|z - w^*x|^2\} \tag{13}$$

其中 Mc 表示蒙特卡罗实验次数， w 是计算得到的复权。对于图 4(a)所示的相消器结构，采用最后一级的两输入 L_2 的 NORP 输出来计算 η_{avg} 。

图 6 仿真中 Mc 取为 30 次，采用 10 阵元等距阵，各个阵元采样数据相互独立，信号和噪声服从窄带高斯分布，“期望信号”信号 SINR 为 20 dB。图 6 是在“期望信号”采样快拍中含有 5 个 30 dB 冲激毛刺干扰仿真得到，HMMMCC 性能明显优于其它 3 种信号处理器。运算量方面，级数为 N_t 时，采用多级维纳递推的 MSWF/MMCC 前项部分计算约 $O(N_t^2 K)$ 次乘法运算，而采用 Householder 变换的 HMMMCC/HMSWF 前项部分约 $O(N_t^2 K -$

$N_i^3/3$) 次乘法运算; 后项递推运算量 HMMMCC 要小于 MSWF/HMSWF 算法, 约为其一半。所以 HMMMCC 计算复杂度低于 MSWF/HMSWF 算法和 MMMCC 算法。

GPS 空时抗干扰仿真中, 接收机空时阵列采用 7 阵元等距线阵, 间距半波长, 延迟级数为 7 级, 共有 $ML - 1 = 48$ 个自由度抑制干扰。接收机时域采样频率采用奈奎斯特采样频率。导航信号为粗/截获码(C/A code)信噪比为 -22 dB, 所以期望信号基本不会被抑制, 导航数据从 -10° 方位角的卫星发射。采样快拍 $K = 200$, 5 个窄带信号出现在方位角 $[-50^\circ, -30^\circ, 10^\circ, 30^\circ, 50^\circ]$, 归一化频率(对 GPS L1 带宽 2.046 MHz 归一化)为 $[0.1, 0.25, 0.55, 0.75, 0.9]$, 0.5 对应载波频率, 干噪比均为 20 dB。另有 5 个宽带干扰覆盖整个 L1 带宽, 干噪比均为 10 dB, 方位角分别为 $[-60^\circ, -40^\circ, -20^\circ, 0^\circ, 20^\circ]$ 。图 7 是含有 GPS 期望信号和 5 个窄带干扰的空时信号经过 5 级降维截断的 HMMMCC 算法抗干扰处理归一化空时 2 维波束图, 图中“○”表示窄带干扰位置, “□”表示目标信号位置。从图 7 可以看出在期望信号方向有明显波峰, 而在各个窄带干扰方向有零陷存在。

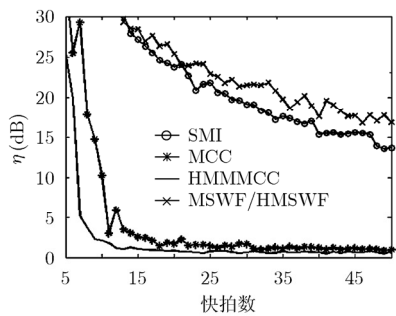


图 6 滤波器的收敛性能变化图

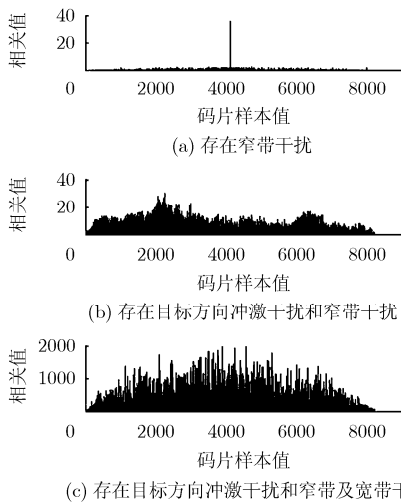


图 8 采用 HMSWF 算法抑制干扰后的相关图

图 8、图 9 是对不同情况下的接收信号分别经过 HMSWF 和 HMMMCC 算法进行干扰抑制后, 再对信号进行与本地 GPS 参考信号进行相关得到的相关图; 两图分别采用 (a), (b), (c) 3 种情况进行比较: (a)GPS 期望信号加 5 个窄带干扰, 算法采用 5 级降维截断处理; (b)GPS 期望信号加 5 个窄带干扰, 再加期望信号中的 2 个 30 dB 冲激毛刺干扰, 算法采用 5 级降维截断处理; (c)在 (b) 条件的基础上再加 5 个宽带干扰时, 算法采用 21 级降维截断处理。从图 8、图 9 可以看出, 在 (a) 条件时两算法均有明显的最大相关值, 且 HMSWF 略好于 HMMMCC; 在 (b) 和 (c) 时 HMSWF 已不能正确标记最大相关值, 而 HMMMCC 算法此时依然能够正确标记出最大相关位置。对于多个冲击毛刺干扰情况 HMMMCC 算法仿真效果保持良好, 篇幅有限, 仿真结果不再给出。由此说明 HMMMCC 具有稳健的抑制窄带干扰和宽带干扰的性能, 同时能够有效抑制期望信号方向冲激毛刺干扰对权值准确计算的影响。

5 结论

本文针对抑制 GPS 信号中期望信号方向进入

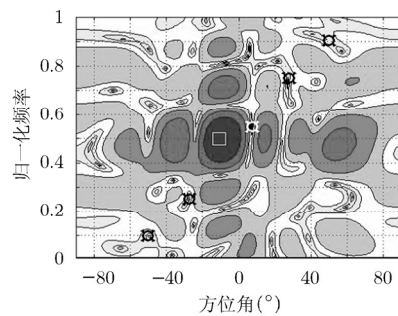


图 7 采用 HMMMCC 算法空时 2 维波束图

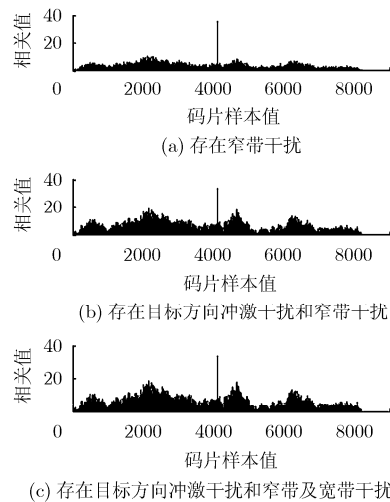


图 9 采用 HMMMCC 算法抑制干扰后的相关图

的冲激毛刺干扰问题,提出了性能优越的HMMMCC,并将其用于GPS导航接收机空时抗干扰处理中。本文的新算法秉承了HMSWF的降维特性,采用一系列嵌套Householder投影变换等效替代MSWF的阻塞矩阵和匹配滤波器计算,降低了存储字长对计算精度的影响,计算复杂度更低;新算法在简化MMCC结构的同时保持MMCC算法的快收敛、低复杂度特性和显著的抑制期望信号方向非平稳冲激毛刺对自适应权值计算的影响。最后通过计算机仿真测试,验证了本文方法的优良特性。

参考文献

- [1] Goldstein J S, Reed I S, and Scharf L L. A multistage representation of the wiener filter based on orthogonal projections [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1998, 44(7): 2943-2959.
- [2] Myrick W, Zoltowski M, and Goldstein J S. Anti-jam space-time preprocessor for GPS based on multistage nested Wiener filter[C]. Proc MILCOM 1999, Atlantic City, New Jersey, 1999, 1: 675-681.
- [3] Myrick W, Goldstein J S, and Zoltowski M. Low complexity anti-jam space-time processing for GPS[C]. Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Salt Lake City, USA, 2001, 4: 2233-2236.
- [4] Werner S, With M, and Koivunen V. Householder multistage wiener filter for space-time navigation receivers [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2007, 43(3): 975-988.
- [5] De Lamare R C and Sampaio-Neto R. Reduced-rank adaptive filtering based on joint iterative optimization of adaptive filters[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(12): 980-983.
- [6] De Lamare R C and Sampaio-Neto R. Adaptive reduced-rank processing based on joint and iterative interpolation, decimation, and filtering[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(7): 2503-2514.
- [7] Yukawa M, De Lamare R C, and Yamada I. Robust reduced-rank adaptive algorithm based on parallel subgradient projection and krylov subspace[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(12): 4660-4674.
- [8] Scharf L L, Chong E K P, Zoltowski M D, et al. Subspace expansion and the equivalence of conjugate direction and multistage wiener filters[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(10): 5013-5019.
- [9] Liu L and Amin M G. Performance analysis of GPS receivers in non-Gaussian noise incorporating precorrelation filter and sampling rate[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(3): 990-1004.
- [10] Picciolo M L and Gerlach K. Median cascaded canceller for robust adaptive array processing [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, 39(3): 883-900.
- [11] Picciolo M L and Gerlach K. An adaptive multistage median cascaded canceller[C]. IEEE Conference Proceeding IEEE Radar Conference 2002, Long Beach, 2002: 22-25.
- [12] Picciolo M L and Gerlach K. Reiterative median cascaded canceller for robust adaptive array processing [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2007, 43(2): 428-442.
- [13] 黄庆东, 张林让, 卢光跃. 一种最小模级联相消器[J]. 西安电子科技大学学报, 2010, 37(2): 204-209.
Huang Qing-dong, Zhang Lin-rang, and Lu Guang-yue. Minimum module value cascaded canceller [J]. *Journal of Xidian University*, 2010, 37(2): 204-209.

黄庆东: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向为阵列信号处理、低复杂度算法、GPS信号处理方面研究。

张林让: 男, 1966年生, 教授, 博士生导师, 主要从事自适应信号处理、阵列波达方向估计、方向图综合。