

基于数据选择 Householder 多级维纳滤波 导航接收机空时抗干扰方法

黄庆东^{1,2},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,陕西西安 710071;

2. 西安邮电学院通信与信息工程学院,陕西西安 710121)

摘 要: 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,对 Householder 多级维纳滤波方法进行改进,提出一种数据选择 Householder 多级维纳滤波器.改进方法用于 GPS 信号空时抗干扰处理中,可以避免期望信号方向的冲激毛刺干扰对最优权值计算的影响,同时保持期望信号不受影响.仿真结果验证了算法良好的抗干扰性能.

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: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2011)06-1368-05

Interference Suppression Method of Sample Selected Householder Multistage Wiener Filter for Space-Time Navigation Receivers

HUANG Qing-dong^{1,2},ZHANG Lin-rang¹,WANG Chun¹,ZHANG Bo¹

(1. Key Lab for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

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

Abstract: Due to suppression the influence of impulsive noise spikes (outliers) from desired signal direction of arrival in GPS signals, the Householder multistage wiener filter is improved, and the sample selected Householder multistage wiener filter is proposed. The enhanced algorithm is adopted in space-time anti-jamming processing in GPS receiver. The method has the ability of avoiding the influence of impulsive noise spikes (outliers) to weights calculation, and to the desired signal waveform. Simulation results indicate the algorithm achieves favorable anti-jamming performance.

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,倍受广大学者关注.黄磊等人^[2]对 MSWF 算法进行降维处理并进行维数估计,能用于快时变和小样本环境中. Myrick 等人^[3,4]将 MSWF 技术成功应用于空时 GPS 抗干扰处理中,Werner 等人^[5]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^[6,7]算法,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^[8,9].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^[10].这些算法都是最小均方误差(MMSE)准则下的一种实现,即可看作协方差求逆(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(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.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况下,此时计算的权值会偏离最优权值,进而会使期望信号产生畸变,此时采样协方差求逆(SMI)类算法性能变得很差^[11].

为了抑制期望信号方向冲激毛刺对最优权求解的影响, Picciolo 等人^[11]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^[12], 使其具有降维特性; Picciolo 等人^[13]又提出迭代多级中位数级联相消器(RMMCC)算法, 通过多次迭代使收敛性能不再受干扰影响. 文献[14]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, 降低了计算复杂度. 但由于 MMCC 为次最优算法, 对宽带干扰抑制不是很理想, 在大功率宽带干扰存在时 GPS 抗干扰抑制性能欠佳.

本文针对冲激毛刺干扰非平稳特性, 提出数据选择算法, 并与 Householder 多级维纳滤波器(HMSWF)^[5]相结合, 形成数据选择 Householder 多级维纳滤波器(SSHMSWF), 将其用于 GPS 接收机空时抗干扰处理器中. 最后仿真结果验证了此方法的优良性能.

2 数据选择 HMSWF 空时干扰抑制模型

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, 数据选择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 . 数据选择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 $\mathbf{X}(n) \in C^{(M \times 1)}$, 表示为

$$\mathbf{X}(n) = \sum_{k=1}^{K_s} \mathbf{a}(\theta_k) s_k(n) + \sum_{j=1}^{K_j} \mathbf{a}(\theta_j) r_j(n) + \mathbf{n}(n),$$

$$k = 1, 2, \dots, K_s, j = 1, 2, \dots, K_j \quad (1)$$

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 $[\]^*$ 表示复共轭, $[\]^T$ 表示转置, $[\]^H$ 表示复共轭转置. 文中采用等距线阵, 阵间距半波长, 导向矢量为 $\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{j\pi \sin \theta}, \dots, e^{j\pi(M-1)\sin \theta}]^T$. 空时快拍样本矢量 $\bar{\mathbf{X}}(n) \in C^{(ML \times 1)}$ 是将 L

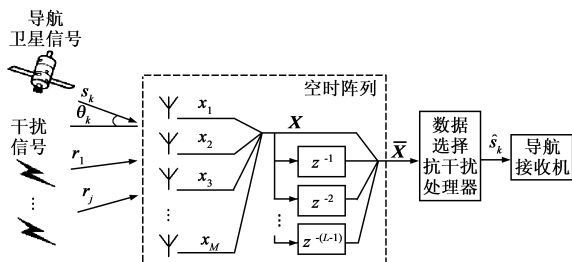


图1 导航卫星信号干扰抑制制图

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是窄带信号, 而且其波达方向是已知的. 数据选择抗干扰处理器目的是避免由期望信号方向进入的非平稳数据对最优权计算的影响, 让产生的波束在期望信号波达方向增益为 1, 同时抑制所有其它干扰信号.

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

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

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. 数据选择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.

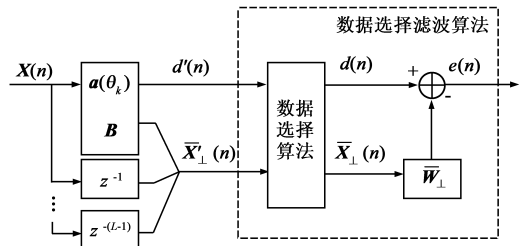


图2 单约束数据选择GSC结构

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)^[5], 如图 2 所示. 图 2 中, $d'(n) = \mathbf{a}^H(\theta_k) \mathbf{X}(n)$, $\mathbf{B} \in C^{(M-1) \times M}$ 是阻塞矩阵, 且 $\mathbf{B}\mathbf{a}(\theta_k) = \mathbf{0}$. $\bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$ 的计算为

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

数据选择算法中, 信号 $d(n)$ 是对期望方向信号 $d'(n)$ 采用数据选择算法筛选出符合平稳分布的期望信号 $d(n)$, 而 $\bar{\mathbf{X}}(n)$ 是在 $\bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$ 中选择与 $d(n)$ 样本对应的样本数据得到. 经过数据选择后的样本数据 $d(n)$ 、 $\bar{\mathbf{X}}(n)$ 用于估计最优权, 避免期望信号中的冲激毛刺对权值计算的影响. 输出信号 $e(n) = \hat{s}(n)$, 是对第 k 颗卫星信号的估计. $e(n)$ 可以通过估计最优权 $\bar{\mathbf{W}}_{\perp}$ 或者下面 SSHMSWF 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. 故而需要进行必要的前期数据处理.

3 数据选择 Householder 多级维纳滤波方法

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^[11].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,本文通过进行数据选择算法对空时数据进行筛选,滤除含有非平稳毛刺干扰的期望信号和其对应的空时数据,然后再利用 HMSWF 计算最优权,从而避开此类干扰对权值计算的影响.

假设各个阵元的接收到的信号是零均值联合平稳的高斯随机分布,各个通道得到的采样信号是独立同分布的.接收数据中的第 k 颗卫星方向的信号为 $d'(n) = \mathbf{a}^H(\theta_k) \mathbf{X}(n)$,则可以认为相邻数据 $d'(n)$ 和 $d'(n+1)$ 是独立同分布的高斯随机变量.若 $d'(n), d'(n+1) \sim N(0, \sigma^2)$, σ 为标准差.则 $d'(n) - d'(n+1)$ 也是一个服从高斯分布的随机变量,并且 $d'(n) - d'(n+1) \sim N(0, 2\sigma^2)$.因此,如果由期望信号方向得到的信号集 $\{d'(n)\}$ 进行逐个相邻相减,则得到的数据集服从高斯分布 $N(0, 2\sigma^2)$.由概率论和数理统计知识,对于服从 $N(0, \sigma^2)$ 高斯随机变量来说,它的值落在区间 $[-3\sigma, +3\sigma]$ 内几乎是肯定的事,这就是所谓“ 3σ 规则”.所以逐次相减后得到的信号集 $\{d'(n) - d'(n+1)\}$,其分布区间近似 $[-3\sqrt{2}\sigma, +3\sqrt{2}\sigma]$.则可认为 $d'(n), d'(n+1) \sim N(0, \sigma^2)$ 时, $\{d'(n) - d'(n+1)\}$ 的值在区间 $[-3\sqrt{2}\sigma, +3\sqrt{2}\sigma]$ 范围内,是符合平稳分布的数据,予以保留;而在 $[-3\sqrt{2}\sigma, +3\sqrt{2}\sigma]$ 范围以外数据,认为是期望方向进入的干扰数据,进行筛选;同时筛选空时数据 $\bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$ 中的对应样本.其中 σ 为随机变量 $d'(n)$ 的标准差.

本文对 $\{d'(n) - d'(n+1)\}$ 选取的区间为 $[-2\sqrt{2}\sigma, +2\sqrt{2}\sigma]$,这样选取的数据基本可以包含符合要求的绝大部分平稳数据,可以保证经过数据选择后的数据的可靠性.随机变量 $d'(n) - d'(n+1)$ 在此区间的概率为

$$P\{-2\sqrt{2}\sigma < d'(n) - d'(n+1) \leq 2\sqrt{2}\sigma\} = 0.9544, \quad n = 1, 2, \dots, K \quad (6)$$

故符合本文数据选择算法约束条件为

$$P\{|d'(n) - d'(n+1)| \leq 2\sqrt{2}\sigma\}, \quad n = 1, 2, \dots, K \quad (7)$$

$$\sigma = \sqrt{E\{[d'(n) - E(d'(n))]\}^2} \quad (8)$$

符合式(7)要求的数据将被采用, $E(\cdot)$ 为统计平均

算子;标准差 σ 由式(8)计算得到.数据集 $\{d'(n)\}$ 中符合式(7)要求的数据记为 $d(n)$;同时选择与 $d(n)$ 相对应的 $\bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$ 中数据,记为 $\bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$.将选出的数据 $d(n)$ 、 $\bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$ 用于 HMSWF 中计算最优权. SSHMSWF 算法从期望信号方向选择符合要求的平稳数据,用于计算最优权,从而避免了其对最优权值计算的影响.

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.采用相关相减 SSHMSWF 算法,可以避开 Householder 矩阵的计算,进一步减少计算复杂度,算法结构如图 3 所示.其中标量 $u_0(n) = d(n)$ 表示经筛选的期望信号, $\mathbf{X}_0(n) = \bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$ 表示经筛选的含有干扰、噪声、其它卫星信号和时延信号的其余 $(ML - 1)$ 维数据.算法的具体步骤如下.

步骤 1: 数据选择:

求标准差: $sn = \text{std}(d'(n))$;

数据筛选: $d(n) = \text{find}(|d'(n) - d'(n+1)| \leq 2\sqrt{2}\sigma)$

空时数据选择: $\bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n) = \text{position}(\bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n), d(n))$;

重置样本长度: $K = \text{length}(d'(n))$;

步骤 2: 数据初始化: $u_0(n) = d(n)$ 和 $\mathbf{X}_0(n) = \bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$;

步骤 3: 前项递推: For $i = 1, 2, \dots, D$;

$\mathbf{p}_i = E[u_{i-1}^*(n)\mathbf{X}_{i-1}(n)] / \|E[u_{i-1}^*(n)\mathbf{X}_{i-1}(n)]\|_2$;

$\delta_i = \|E[u_{i-1}^*(n)\mathbf{X}_{i-1}(n)]\|_2$;

$c_i = \pm p_{i,1} / |p_{i,1}|$, $p_{i,1}$ 是 \mathbf{p}_i 的第一个元素;

$\mathbf{v}_i = \mathbf{p}_i - c_i \delta_i \mathbf{u}_1$;

$\mathbf{u}_1 = [1, 0, \dots, 0]^T$ 是和 \mathbf{p}_i 同维数的矢量;

$\beta_i = -1 / (c_i^* \delta_i v_{i,1})$, $v_{i,1}$ 是 \mathbf{v}_i 的第一个元素;

$\begin{bmatrix} \tilde{u}_i(n) \\ \mathbf{X}_i(n) \end{bmatrix} = \mathbf{X}_{i-1}(n) - \beta_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \mathbf{X}_{i-1}(n)$;

$u_i(n) = c_i^* \tilde{u}_i(n)$;

步骤 4: 后项递推: $e_D(n) = u_D(n)$

For $i = D, D-1, \dots, 2, 1$;

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

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

说明: 其中 $n = 1, 2, \dots, K$; D 表示递推级数;

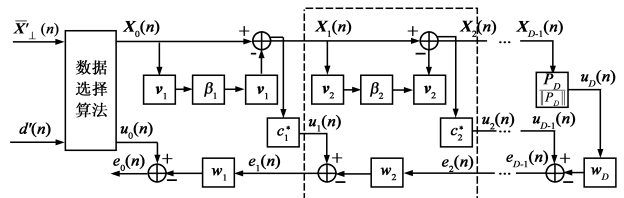


图3 相关相减数据选择Householder多级维纳滤波器

4 计算量分析

在算法的计算量方面,对于采用各种不同阻塞矩阵的 MSWF 算法,如 MSWF、HMSWF 等,其计算量主要

集中在算法的阻塞矩阵的构建和阻塞操作中,即计算量主要在于前项递推部分.本文提出的 SSHMSWF 算法,是在 HMSWF 算法的前面加了预处理,故 SSHMSWF 算法相对于 HMSWF 的运算量,是由预处理部分增加的运算量和由数据选择导致进入 HMSWF 的样本量减少而引起的运算量减少两部分构成的.故需要分析预处理增加的运算量和样本量减少的运算量,两部分中孰多来确定运算量的增减.参考文献[5],下面将相关相减结构的 MSWF、HMSWF 和 SSHMSWF 三种算法运算量列于表中.

表 1 不同结构的 MSWF 算法运算量

算法	乘法运算量
MSWF-CSS ^[5]	$2PDN$
HMSWF ^[5]	$2PD - D^2$
HMSWF 中估计 p_i ^[5]	$[2PD - D^2]N$
MSWF-CSS 中估计 p_i ^[5]	$2PDN$
SSHMSWF 中预处理部分	$2N$

注: $P = ML - 1$ 为 $\bar{X}(n)$ 的维数, N 为样本量, D 为前项递推的维数.

下面分 2 种情况对运算量进行讨论:情况 1:如果在期望信号方向没有冲激毛刺干扰情况下,可以由表 1 看到,直观看来 SSHMSWF 算法会比 HMSWF 多 $2N$ 次乘法运算量,但 SSHMSWF 算法明显低于 MSWF-CSS 算法运算量,相对于 HMSWF 总运算量 $([2PD - D^2]N + 2PD - D^2)$ 来说新增的 $2N$ 次乘法运算量所占比例是很少的.情况 2:如果在期望信号方向有冲激毛刺干扰情况下,一方面,虽然 SSHMSWF 算法预处理会增加 $2N$ 次乘法运算量;另一方面,样本量 N 每减少一个,会节约 $2PD - D^2$ 个乘法量.另外,由于预处理使样本数据满足平稳条件,会使 HMSWF 算法快收敛性能提高,递推阶数 D 每减少一维,会节约运算量 $[2(P - D) + 1]N + 2(P - D) + 1$ 次乘法运算.由此可见,如果在出现冲激毛刺干扰时其运算量要比 HMSWF 少很多,而且在后面仿真部分会发现此时其性能远远超过 HMSWF 算法.

5 仿真结果

GPS 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.样本快拍数为 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 $[0.1, 0.25, 0.55, 0.75, 0.9]$,干噪比均为 30 dB,0.5 对应载波频率.另有 5 个宽带干扰覆盖整个 L1 带宽,干噪比均为 30 dB,方位角分别为 $[-60^\circ, -40^\circ, -20^\circ, 0^\circ, 20^\circ]$.图 4、图 5 是对含有 GPS 期望信号和窄带、宽带干扰和期望信

号 $d(n)$ 中含有 2 个 30 dB 冲激毛刺干扰的空时信号分别经过 HMSWF 和 SSHMSWF 算法抗干扰处理归一化空时二维谱方向图;图中“ α ”表示窄带干扰位置,“ \square ”表示期望信号.从图 4、图 5 可以看出在在各窄带和宽带干扰方向有明显零陷,而只有图 5 在期望信号方向出现波峰,可见图 4 直接采用 HMSWF 算法后对期望信号产生影响.图 6 是对采用自适应空时干扰抑制后的数据与本地数据进行相关得到.图 6(a)和图 6(c)是只含有窄带和宽带干扰的导航数据分别进行 HMSWF 和 SSHMSWF 干扰抑制后的相关图形,两者均能对最大相关位置明显标记.图 6(b)和图 6(d)是当导航数据含有窄带和宽带干扰的同时,在期望信号 $d'(n)$ 中含有 2 个 30 dB 冲激毛刺干扰,分别进行 HMSWF 和 SSHMSWF 干扰抑制后的相关图形,可以明显看出直接采用 HMSWF 算法最大相关位置已经无法辨识,而采用 SSHMSWF 算法能够清晰标识最大相关位置.说明采用 SSHMSWF 算法在抑制窄带和宽带干扰的同时,并没有因为采用数据选择算法而使滤波后的期望信号发生改变.对于多个冲击毛刺干扰情况 SSHMSWF 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 SSHMSWF 具有良好的抑制窄带干扰和宽带干扰的性能,同时能够避免期望信号中含有的冲激毛刺干扰对权值准确计算的影响.

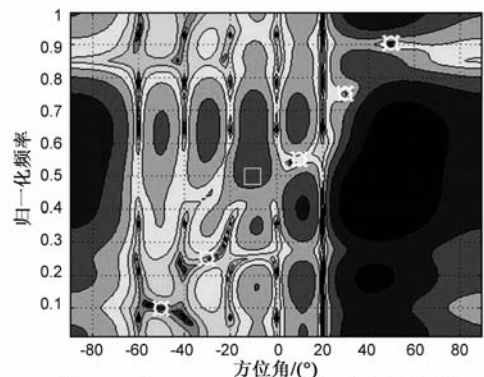


图 4 采用 HMSWF 算法空时二维谱方向图

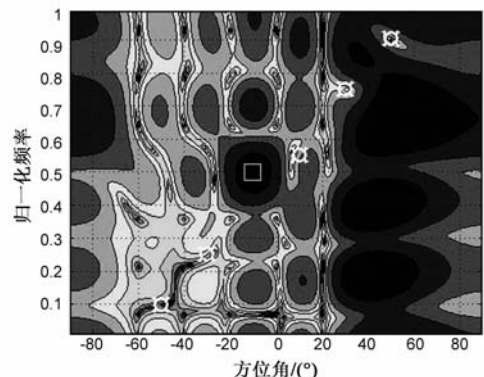


图 5 采用 SSHMSWF 算法空时二维谱方向图

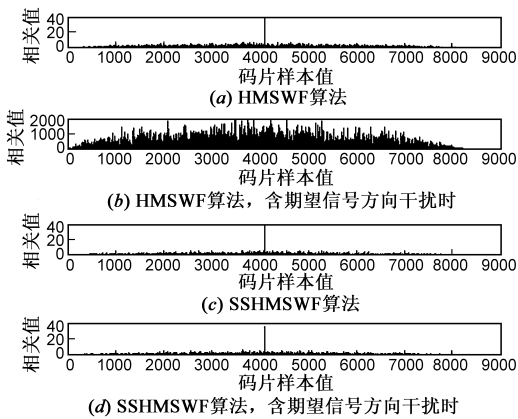


图6 空时处理干扰抑制后GPS信号的相关图

6 结论

本文针对抑制 GPS 信号中期望信号方向进入的冲激毛刺干扰问题,提出了数据选择 Householder 多级维纳滤波方法,并将其用于 GPS 导航接收机空时抗干扰处理中.新算法采用数据选择方法避免了期望信号方向非平稳冲激毛刺干扰对最优权值计算的影响,保持了很好的抗干扰性能,同时秉承了 HMSWF 的优良特性,保持良好的抗窄带和宽带干扰性能.最后通过计算机仿真测试,验证了本文方法的良好抗干扰性能和避免冲激毛刺干扰对最优权值计算影响的优良特性.

参考文献

- [1] J S Goldstein, I S Reed, L L Scharf. A multistage representation of the wiener filter based on orthogonal projections[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44 (7): 2943 - 2959.
- [2] 黄磊, 吴顺君, 张林让, 冯大政. 快速子空间分解方法及其维数的快速估计[J]. 电子学报, 2005, 33(6): 977 - 981.
Huang Lei, Wu Shun-jun, Zhang Lin-rang, Feng Da-zheng. A fast method for subspace decomposition and its dimension estimation[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(6): 977 - 981. (in Chinese)
- [3] W Myrick, M Zoltowski, J S Goldstein. Anti-jam space-time preprocessor for GPS based on multistage nested Wiener filter [A]. Proc MILCOM 1999 [C]. Atlantic City: IEEE Press, 1999. 675 - 681.
- [4] W Myrick, J S Goldstein, M Zoltowski. Low complexity anti-jam space-time processing for GPS [A]. Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing [C]. Salt Lake City: IEEE Press, 2001. 2233 - 2236.
- [5] S Werner, M With, V Koivunen. Householder multistage wiener filter for space-time navigation receivers[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(3): 975 - 988.
- [6] R C De Lamare, R Sampaio-Neto. Reduced-rank adaptive filtering based on joint iterative optimization of adaptive filters

- [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(12): 980 - 983.
- [7] R C De Lamare, R Sampaio-Neto. Adaptive reduced-rank processing based on joint and iterative interpolation, decimation, and filtering[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(7): 2503 - 2514.
- [8] M Yukawa, R C De Lamare, I Yamad. Robust reduced-rank adaptive algorithm based on parallel subgradient projection and krylov subspace[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(12): 4660 - 4674.
- [9] L L Scharf, E K P Chong, M D Zoltowski, J S Goldstein, I S Reed. Subspace expansion and the equivalence of conjugate direction and multistage wiener filters[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(10): 5013 - 5019.
- [10] L Liu, M G Amin. 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.
- [11] M L Picciolo, K Gerlach. Median cascaded canceller for robust adaptive array processing [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(3): 883 - 900.
- [12] M L Picciolo, K Gerlach. An adaptive multistage median cascaded canceller [A]. IEEE Radar Conference 2002 [C]. Long Beach: IEEE Press, 2002. 22 - 25.
- [13] M L Picciolo, K Gerlach. Reiterative median cascaded canceller for robust adaptive array processing [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(2): 428 - 442.
- [14] 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, Lu Guang-yue. Minimum module value cascaded canceller [J]. Journal of Xidian University, 2010, 37(2): 204 - 209. (in Chinese)

作者简介



黄庆东 男, 1977 年 1 月出生于新疆沙湾县. 2006 进入西安邮电学院通信工程系任教, 讲师. 现为西安电子科技大学博士研究生, 主要从事阵列信号处理、低复杂度算法、GPS 信号处理方面研究.

E-mail: huangqingdong@xupt.edu.cn



张林让 男, 1966 年 1 月生于陕西, 西安电子科技大学博士生导师, 曾获电子部科技进步一等奖和陕西省教委科技进步二等奖, 主要从事自适应信号处理、阵列波达方向估计、方向图综合.

E-mail: lrzhang@xidian.edu.cn