

## 一种改进 HMSWF 导航接收机空时抗干扰方法

黄庆东<sup>\*①②</sup> 张林让<sup>②</sup> 卢光跃<sup>①</sup> 申东<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(西安邮电学院通信与信息工程学院 西安 710121)

<sup>②</sup>(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

**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, 提出改进的Householder多级维纳滤波(HMSWF)方法, 该方法用具有最小模的样本商作为复权, 替代部分HMSWF的权值计算, 新方法应用于GPS接收机空时抗干扰中, 能很好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。计算机仿真结果验证了算法的优良抗干扰能力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; 抗干扰; 空时自适应处理

中图分类号: TN911.4

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)10-2526-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00298

## An Improved Householder Multistage Wiener Filter Method for Interference Suppression of Space-time Navigation Receivers

Huang Qing-dong<sup>①②</sup> Zhang Lin-rang<sup>②</sup> Lu Guang-yue<sup>①</sup> Shen Dong<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(School of Communication and Information Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710121, China)

<sup>②</sup>(Key Lab for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** Due to suppression the influence of impulsive noise spikes (outliers) from desired signal direction of arrival in Global Positioning System (GPS) signals, an improved Householder-based MultiStage Wiener Filter (HMSWF) is proposed. The method substitutes parts of the weights of the Householder-based MultiStage Wiener 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 improved method has the prominent ability of restricting the influence of the impulsive noise spikes (outliers) from desired signal direction of arrival to adaptive weights. Computational simulation results indicate the method achieves better interference suppression 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); Anti-Jamming (AJ); Space-Time Adaptive Processing (STAP)

### 1 引言

GPS 在民用和军事领域被广泛应用, 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)可抑制大量的宽带干扰、窄带干扰。适合于空时处理的自适应算法也有不少, 由文献[1]提出的多级维纳滤波器(MSWF), 具有降维最优特性, 计算复杂度低。文献[2]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<sup>[3-6]</sup>, 如归一化最小均方算法(NLMS)和递归最小平方算法(RLS), 通过正交投影或共轭梯度方式逐次迭代达到最优解<sup>[7]</sup>。由于其快收敛性能和低运算量, 故而适合空时信号处理, 同时在干扰抑制及 GPS 信号抗干扰应用中体现了其价值。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(畸变的期望信号), 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含有冲激毛刺情况下, 采样协方差求逆(SMI)类算法性能

2011-03-30 收到, 2011-07-01 改回

国家自然科学基金(60672130), 教育部新世纪优秀人才支持计划(NCET-08-0891), 陕西省自然科学基金基础研究计划项目(2010JQ80241)和陕西省教育厅项目(11JK0929)资助课题

\*通信作者: 黄庆东 huangqingdong@xupt.edu.cn

变得很差<sup>[8]</sup>，此时计算的权值会偏离最优权值，严重时会在期望信号方向形成零陷，从而使算法失效。

为了抑制期望信号方向冲激毛刺对最优权求解的影响，文献[8]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<sup>[9]</sup>，使其具有降维特性；文献[10]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[11]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)<sup>[11]</sup>与 Householder 多级维纳滤波器(HMSWF)<sup>[2]</sup>结合，形成改进的 Householder 多级维纳滤波器(IHMSWF)，并将其用于 GPS 接收机空时抗干扰处理器中，在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 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  $\theta_k$  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

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

$$k = 1, 2, \dots, K_{\text{sat}}, \quad j = 1, 2, \dots, K_{\text{jam}} \quad (1)$$

这里  $\mathbf{a}(\theta_k)$  和  $\mathbf{a}(\theta_j)$  表示信号和干扰源的导向矢量， $\theta_k$  和  $\theta_j$  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

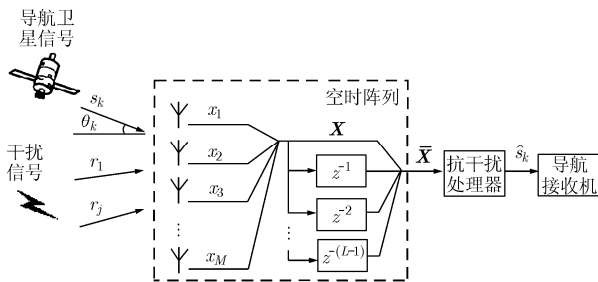


图 1 导航卫星信号干扰抑制图

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 1 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)<sup>[2]</sup>，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，严重时甚至会在期望信号方向形成零陷，进而使接收机无法正常接收有用信号。

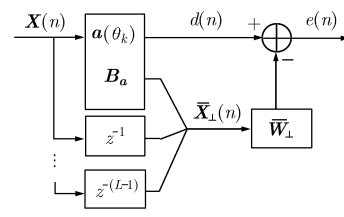


图 2 单约束 GSC 结构

### 3 改进 HMSWF 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<sup>[8]</sup>。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,提出改进 HMSWF(IHMSWF)算法。

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,  $\mathbf{X}_0(n) = \bar{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$  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[2]。

MSWF 算法具有很好的降维特性,在零均值广义平稳假设条件下,可得到最优输出。但由于后项递推属于协方差求逆类算法,其输出会由于非平稳数据影响,而使性能变差;MMCC 算法是从采样数据统计特性演变而来的算法,它具有良好的抑制非平稳毛刺干扰对权值估计的影响。为了使 MSWF 具有抑制非平稳毛刺干扰对权值计算影响的能力,将 MSWF 和 MMCC 算法结合,得到 IHMSWF 算法。IHMSWF 算法同样具有如图 3 所示结构图,如果当  $u_0(n)$  含有目标类型奇异值时,采用  $\hat{w}_i = \hat{R}_i^{-1} \hat{r}_{i,i-1}$  ( $\hat{\cdot}$  上标表示估计值)来估计各级权值  $w_{i,\text{opt}}$  则滤波器的性能会受到严重影响,其中  $\hat{R}_i = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K |e_i(n)|^2$  和  $\hat{r}_{i,i-1} = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K e_i(n) u_{i-1}^*(n)$ 。

为不失一般性,假设数据矢量  $u_i(n)$  是广义平稳的复值,均值为零。对于图 3,每个两输入维纳滤波器其最优权估计为

$$\hat{w}_i = \hat{R}_i^{-1} \hat{r}_{i,i-1} \quad (6)$$

对于图 3,每个两输入最小模权值估计为

$$\hat{w}_{i,\text{MMCC}} = \min_{-0,n} \left\{ u_{i-1}^*(n) / e_i^*(n) \right\}, \quad n = 1, 2, \dots, K \quad (7)$$

其中  $\min_{-0,n}$  表示求  $u_{i-1}^*(n) / e_i^*(n)$  的最小模的复权值,即求出当  $n = 1, 2, \dots, K$  时,  $u_{i-1}^*(n) / e_i^*(n)$  得到的  $K$  个商,取其中模值最小的商作为权值估计  $\hat{w}_{i,\text{MMCC}}$ 。文献[11]中指出权值  $w_{i,\text{MMCC}}$  是线性接近于  $w_{i,\text{opt}}$  的,在理想情况下它们之间只相差一常数因子,而常数因子的不同对于阵列的输出 SINR 并不影响。因此,在理想情况下,  $w_{i,\text{MMCC}}$  与 MMSE 准则下的  $w_{i,\text{opt}}$  是等价的。

MMCC 算法可以有效避免目标类型奇异值的影响,虽然  $w_{i,\text{MMCC}}$  与  $w_{i,\text{opt}}$  之间是线性逼近关系,但其逼近程度受快拍数和  $w_{i,\text{opt}}$  模值大小的影响。为了既能够避免目标类型奇异值的影响,又使权值尽可能逼近最优权,在计算如图 3 所示的 IHMSWF 改进算法的权值  $w_i$  时,第 1 级采用式(7)的最小模算法,其它各级采用式(6)的 MSWF 算法来计算。这样既可以避免期望信号方向的奇异值影响到各级权值的估计,又可以尽可能地使估计出来的权值在有限样本的条件下是最优的。可以有效避免目标类型奇异值对 HMSWF 算法权值的影响,又可以在空时处理应用中比 MMCC 算法对其它的独立高斯分布的窄带和宽带干扰更准确地形成零陷带,对其它方向窄带和宽带干扰进行很好抑制。

改进算法 IHMSWF 的具体步骤如表 1 所示。

### 4 仿真结果

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,导航数据从  $-10^\circ$  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  $[0.1, 0.25,$

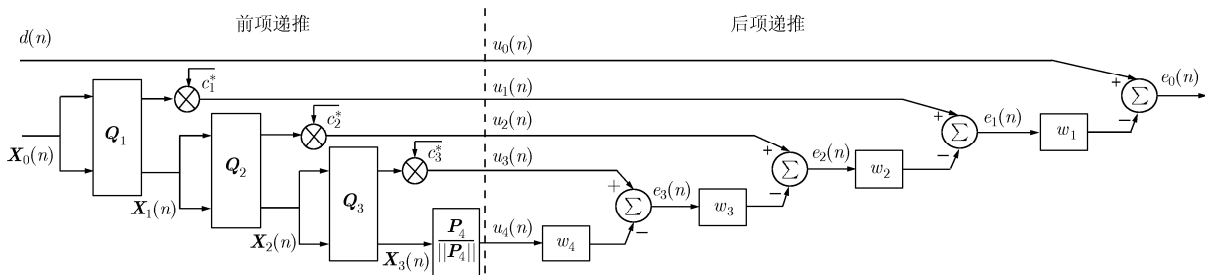


图 3 HMSWF 结构图

表 1 IHMSWF 算法步骤

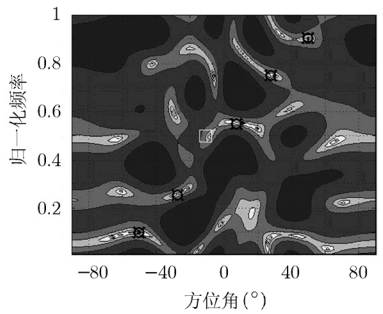
步骤 1 初始化:	$u_0(n) = d(n)$ 和 $\mathbf{X}_0(n) = \overline{\mathbf{X}}_{\perp}(n)$ ;
步骤 2 前项递推:	For $i = 1, 2, \dots, D$
	$\mathbf{p}_i = \mathbb{E}[u_{i-1}^*(n)\mathbf{X}_{i-1}(n)] / \ \mathbb{E}[u_{i-1}^*(n)\mathbf{X}_{i-1}(n)]\ _2$ ;
	$\delta_i = \ \mathbb{E}[u_{i-1}^*(n)\mathbf{X}_{i-1}(n)]\ _2$ ; $c_i = \pm p_{i,1} /  p_{i,1} $ , $p_{i,1}$ 是 $\mathbf{p}_i$ 的第 1 个元素;
	$\mathbf{v}_i = \mathbf{p}_i - c_i \delta_i \mathbf{u}_i$ ; $\mathbf{u}_1 = [1, 0, \dots, 0]^T$ 是和 $\mathbf{p}_i$ 同维数的矢量;
	$\beta_i = -1 / (c_i^* \delta_i \mathbf{v}_{i,1})$ ; $\mathbf{v}_{i,1}$ 是 $\mathbf{v}_i$ 的第 1 个元素;
	$\mathbf{Q}_i = \mathbf{I} - \beta_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H$ ;
	$\begin{bmatrix} \tilde{u}_i(n) \\ \mathbf{X}_i(n) \end{bmatrix} = \mathbf{Q}_i \mathbf{X}_{i-1}(n)$ ;
	$u_i(n) = c_i^* \tilde{u}_i(n)$ ;
步骤 3 后项递推:	$e_D(n) = u_D(n)$ , For $i = D, D-1, \dots, 1$
	$w_i = \min_{-0,k} \{u_{i-1}^*(n) / e_i(n)\}$ ;
	$e_{i-1}(n) = u_{i-1}(n) - w_i^* e_i(n)$ ;
说明:	其中 $n = 1, 2, \dots, K$ ; $D$ 表示递推级数。

0.55, 0.75, 0.9], 0.5 对应载波频率, 干噪比均为 20 dB。图 4-图 6 是含有 GPS 期望信号和 5 个窄带干扰, 另外含有期望信号方向的 5 个 30 dB 冲激毛刺干扰的空时信号, 经过 10 级降维截断的 HMSWF、多级最小模算法(MMMCC)和 IHMSWF 算法仿真图。各图中, (a)图为空时增益俯视图, “○”表示窄带干扰位置, “□”表示目标信号位置; (b)图为接收信号分别经过 HMSWF、MMMCC 和 IHMSWF 算法进行干扰抑制后, 再对信号与本地

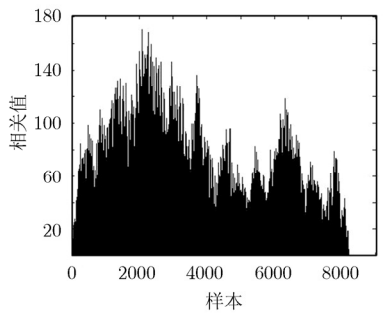
GPS 参考信号进行相关得到的相关图。

采用 HMSWF 算法后, 从图 4(a)可以看到虽然在窄带方向形成零陷, 但是在期望信号方向也形成了零陷; 从图 4(b)可以看到, 采用 HMSWF 算法后信号相关位置已经不能辨识。采用 MMMCC 算法后, 从图 5(a)可知, 在窄带方向形成零陷, 并且在期望信号方向没有明显零陷; 从图 5(b)可看出, 采用 MMMCC 算法后信号相关位置仍然可以辨识。采用 IHMSWF 算法后, 图 6(a)对比其它图可看到, 在窄带方向形成更准确的零陷, 并且在期望信号方向没有明显零陷; 从图 6(b)对比其它图可看出, 采用 IHMSWF 算法后信号相关位置比 MMMCC 算法更明显。

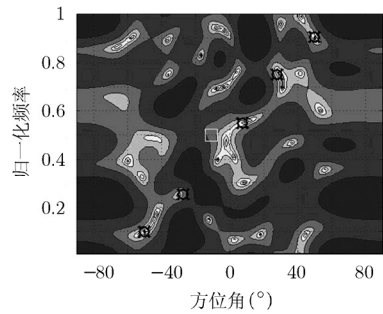
下面对 IHMSWF 对含有宽带干扰时的情况进行仿真分析。假设在上述 5 个窄带信号出现的条件下; 另有 4 个宽带干扰覆盖整个 L1 带宽, 干噪比均为 20 dB, 方位角分别为  $[-40^\circ, -20^\circ, 0^\circ, 20^\circ]$ 。图 7 是对含有 GPS 期望信号、5 个窄带干扰、4 个宽带干扰, 另外期望信号中含有 7 个 30 dB 冲激毛刺干扰的空时信号经过 IHMSWF 算法抗干扰处理归一化空时增益俯视图; 图 7 中“○”表示窄带干扰位置, “□”表示期望信号。从图 7 可以看出在各窄带干扰方向有明显零陷, 在各个宽带方向有平行于频率轴的零陷槽存在。图 8 是对采用 IHMSWF 算法自适应空时干扰抑制后的数据与本地数据进行相关得到的图, 能对最大相关位置明显标记。



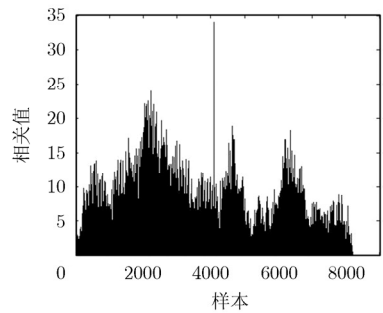
(a) 采用 HMSWF 算法空时增益俯视图



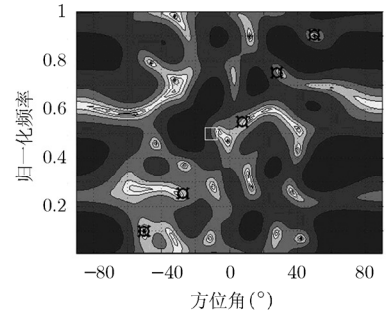
(b) 采用 HMSWF 算法抑制干扰后的相关图



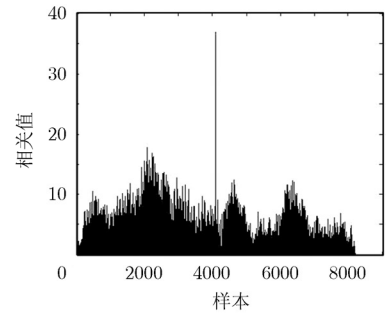
(a) 采用 MMMCC 算法空时增益俯视图



(b) 采用 MMMCC 算法抑制干扰后的相关图



(a) 采用 IHMSWF 算法空时增益俯视图



(b) 采用 IHMSWF 算法抑制干扰后的相关图

图 4 HMSWF 算法仿真图

图 5 MMMCC 算法仿真图

图 6 IHMSWF 算法仿真图

图9, 图10分别是在相同条件下采用多级中位数(MSMCC)算法和HMSWF算法后的相关图, 从图9, 图10对比可以看到, IHMSWF的相关位置很明显, 而MSMCC和HMSWF算法已经失去相关位置的辨识。

另外需要说明的是, 在采用IHMSWF计算如图3所示的多级权值时, 前两级采用式(7)的最小模算法, 其它各级采用式(6)的MSWF算法来计算,

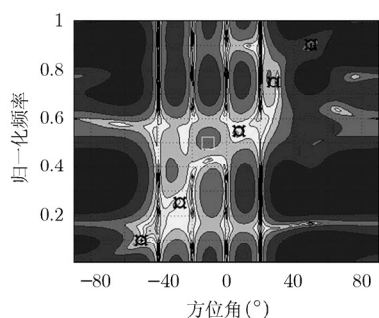


图7 采用IHMSWF算法空时增益俯视图

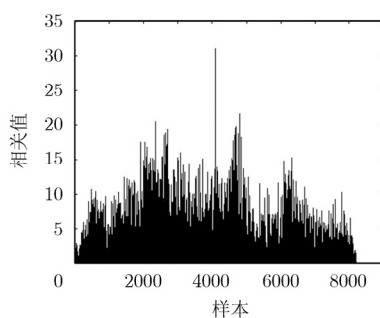


图8 IHMSWF空时处理干扰抑制后GPS信号的相关图

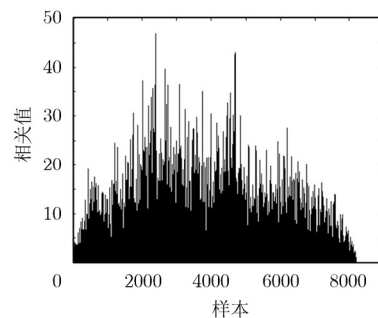


图9 MSMCC空时处理干扰抑制后GPS信号的相关图

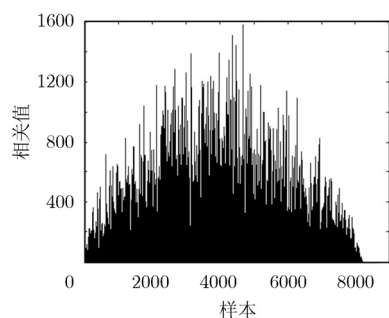


图10 HMSWF空时处理干扰抑制后GPS信号的相关图

## 5 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, 提出了性能优越的IHMSWF算法, 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的优良特性; 新算法同时保持MMCC算法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性能, 改进后算法性能明显提升。最后通过计算机仿真测试, 验证了本文方法的优良性能。

## 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] 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.
- [3] De Lamare R C and Sampaio-Neto R. Reduced-rank adaptive filtering based on joint iterative optimization of adaptive

这样可以得到更稳定的性能。主要是考虑避免冲激毛刺对相关性的影响, 使信号能量泄露到下一级, 因此前两级采用最小模算法可以带来更好的效果。这样既可以有效避免目标类型奇异值对MSWF算法权值的影响, 又可以在空时处理应用中对其余的独立高斯分布的窄带和宽带干扰更准确地形成零陷带。篇幅有限, 此方面的仿真分析对比结果不再给出。

filters[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(12): 980-983.

- [4] 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.
- [5] Carini A. Efficient NLMS and RLS algorithms for perfect and imperfect periodic sequences [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(4): 2048-2059.
- [6] Graham W P. Analysis of a nonlinear least squares procedure used in global positioning systems [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(9): 4526-4534.
- [7] Yukawa M, De Lamare R C, and Yamad 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] 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.
- [9] 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.*
- [10] 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.
- [11] 黄庆东, 张林让, 李国民, 等. 一种小样本支持的多级最小模级联相消器[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(3): 533-538.

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, 从事自适应信号处理、阵列波达方向估计、方向图综合等方面的研究。