

GPS 接收机空时降维算法的研究

王丽黎, 康博

(西安理工大学 自动化学院, 陕西 西安 710048)

摘要: 降低计算量是 GPS 空时抗干扰的主要问题, 基于相关相减结构的多级维纳滤波法不需求解阻塞矩阵, 可有效地降低计算量。对相关相减多级维纳滤波法进行改进, 进一步降低运算量, 并且有几乎相同的性能。仿真结果表明, 改进的多级维纳滤波法能有效地过滤各种干扰, 证明了其有效性。

关键词: GPS; 空时; 降维; MCSA-MWF

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2013)23-0065-03

Study on reduced-rank algorithms for space-time in GPS receiver

Wang Lili, Kang Bo

(School of Automation, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: The principal problem about space-time adaptive anti-jam of GPS receiver system is the high computation complexity. In order to reduce computation complexity, a new algorithm about correlation subtraction architecture of the multistage Wiener filter (CSA-MWF) is proposed, which is no need to solve the block matrices. In this paper, a new implementing algorithm for CSA-MWF which needs a lower computation complexity is proposed, while keeping almost the same performance as the original CSA. The simulation results show the proposed algorithm can effectively filter almost all kinds of interference, which prove the effectiveness of the proposed algorithm.

Key words: GPS; STAP; reduced-rank; MCSA-MWF

随着 GPS 的不断发展, 其在军事和民用这两方面都显示出了巨大的作用, 并在各领域得到了越来越广泛的应用, 人们对其的依赖也越来越高^[1]。但由于 GPS 本身的脆弱性, 其易被干扰的问题也日益突出, 因此需要一些抗干扰技术来对干扰进行抑制。主要的抗干扰方法有时域滤波抗干扰技术、空域滤波抗干扰技术和空时抗干扰技术等^[2]。空时抗干扰技术相对于传统的空域滤波技术, 在不增加阵元的前提下, 大大增加了阵的自由度, 从而增加了可以处理的干扰数目, 而且具有分辨频率的能力, 具有很好的抗干扰性能^[3]。但是空时抗干扰技术带来好处的同时, 也大大增加了计算量, 为了降低计算量以便于实际的应用, 需要对其进行降维简化处理。GOLDSTEIN J S 提出的多级维纳滤波法 (MWF)^[4] 通过逐级降维和不需求解逆矩阵的特点降低了计算量, 但其引入的阻塞矩阵求解繁琐, 计算量依旧较大。而基于相关相减结构的多级维纳滤波法 (CSA-MWF) 不需求解 MWF 中的阻塞矩阵, 从而进

一步降低了计算量^[5]。但与 MWF 相比, CSA-MWF 通过多级滤波器的相关数据维数不减。本文在 CSA-MWF 的结构基础上做出了改进, 通过逐级降维进一步降低了计算量。仿真结果表明, 本文的方法与 CSA-MWF 有近乎相同的性能, 证明了其有效性。

1 空时抗干扰

空时抗干扰技术^[6]是在纯空域抗干扰技术的基础上在其阵元后面增加若干个时间延迟形成空时二维处理结构, 其结构如图 1 所示。

设 M 个阵元, N 个时间延迟单元。每个时间延迟单元的时延为 τ , 要求 $\tau \leq 1/B$, 其中 B 为处理带宽。用 $MN \times 1$ 维的 X 表示接收数据向量:

$$X = [x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1N}, x_{21}, x_{22}, \dots, x_{MN}]^T \quad (1)$$

其中, x_{mn} 表示第 m 个阵元第 n 个抽头所接收到的信号。用 $MN \times 1$ 维的 W 表示权矢量:

$$W = [w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1N}, w_{21}, w_{22}, \dots, w_{MN}]^T \quad (2)$$

其中, w_{mn} 表示第 m 个阵元第 n 个抽头的权系数, 最优

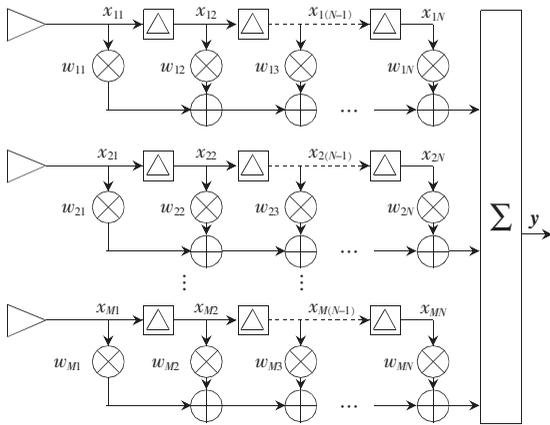


图1 空时抗干扰滤波结构图

权矢量可表示为：

$$W_{opt} = (S^H R^{-1} S)^{-1} R^{-1} S \quad (3)$$

其中, $R = E(XX^H)$ 为接收数据的协方差矩阵, S 为空时二维导向矢量。本文采用功率倒置算法, 空时导向矢量 S 为 $MN \times 1$ 维, $S = [1, 0, 0 \dots]^T$, 得到的最终输出为：

$$y = W_{opt}^H X \quad (4)$$

2 基于相关相减结构的多级维纳滤波法

RICKS 提出了一种相关相减结构的多级维纳滤波器 (CSA-MWF) 的实现结构, 结构如图 2 所示。

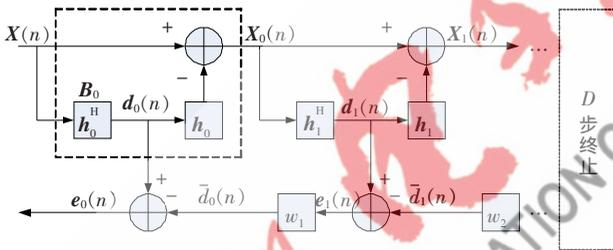


图2 相关相减多级维纳滤波器结构图

其中, $X(n)$ 为 $MN \times 1$ 维的接收数据向量, h_i 为 $X_{i-1}(n)$ 与 $d_{i-1}(n)$ 的归一化互相关向量, h_0 为 $MN \times 1$ 维向量, $h_0 = [1, 0, 0 \dots]^H$, $d_0 = h_0^H X(n)$, 阻塞矩阵 B_i 和各级观测数据 X_i 分别表示为：

$$d_i = h_i^H X_{i-1}(n) \quad (5)$$

$$B_i = I - h_i h_i^H \quad (6)$$

$$X_i(n) = B_i X_{i-1}(n) = (I - h_i h_i^H) X_{i-1}(n) = X_{i-1}(n) - h_i d_i(n) \quad (7)$$

由式(6)可以看出, 阻塞矩阵 B_i 始终为 $MN \times MN$ 维方阵, 维数不随 i 的改变而改变。通过式(7)得到的 $X_i(n)$ 为 $MN \times 1$ 维向量, 维数也始终不变。 D 步终止, D 的选取采用固定门限判定技术, 大小与采用的接收机接收干扰和噪声的强弱有关。

3 改进的相关相减多级维纳滤波法 (MCSA-MWF)

虽然 CSA-MWF 阻塞矩阵不用求解可以直接得出, 计算量已经得到了降低, 但是每级的阻塞矩阵 B_i 和各级观测数据 $X_i(n)$ 的维数始终不变, 因此, 在各种滤波器

中的 $d_i(n)$ 和 $X_i(n)$ 计算量不变。为了进一步降低计算量, 对其进行改进, 结构图如图 3 所示。

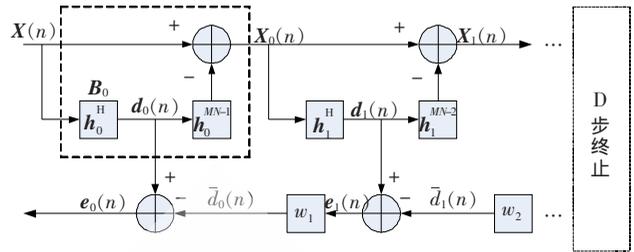


图3 改进的相关相减多级维纳滤波结构

定义矩阵的上标 j 表示取该矩阵的前 j 行, 在 CSA-MWF 中 $B_0 = I - h_0 h_0^H$ 为 $MN \times MN$ 维方阵, 对其改进后的 MCSA-MWF 对 B_0 取前 $MN-1$ 行, 记为 B_0^{MN-1} 。这种取法相当于对后面的 h_0 取前 $MN-1$ 行, 记为 h_0^{MN-1} 。由于 $d_0(n) = h_0^H X(n)$, $d_0(n)$ 没有变化, 保留了 $X(n)$ 中的全部信息, 通过 $h_0^{MN-1} d_0(n)$ 降低维数, 即把阻塞矩阵降低了维数, 降到了 $(MN-1) \times MN$ 维。改进的相关相减多级维纳滤波法中取 $h_0 = [1, 0, 0 \dots]^H$, $MN \times 1$ 维。阻塞矩阵和观察数据重新记为

$$B_0 = I^{MN-1} - h_0^{MN-1} h_0^H \quad (8)$$

$$X_0(n) = B_0 X(n) = X^{MN-1}(n) - h_0^{MN-1} h_0^H X(n) \quad (9)$$

由式(8)和式(9)的对比可知, 通过第一阶滤波后观察数据 $X_0(n)$ 降维为 $(MN-1) \times 1$ 维, 与改进前相比计算量得到降低。每过一级滤波器维数都递减, 当过第 i 级滤波器时, 观察数据降到 $(MN-i) \times 1$ 维, 从而达到降低运算量的目的。以此类推直到 D 步终止, 各级递推公式如下：

$$h_i = E\{d_{i-1}^*(n) X_{i-1}(n)\} / \|E\{d_{i-1}^*(n) X_{i-1}(n)\}\| \quad (10)$$

$$d_i(n) = h_i^H X_{i-1}(n) \quad (11)$$

$$B_i = I^{MN-i-1} - h_i^{MN-i-1} h_i^H \quad (12)$$

$$X_i(n) = B_i X_{i-1}(n) = X_{i-1}^{MN-i-1}(n) - h_i^{MN-i-1} d_i(n) \quad (13)$$

取快拍数为 n , MCSA-MWF 和 CSA-MWF 的每级滤波相关参量运算量对比如表 1 所示。

表 1 MCSA-MWF 和 CSA-MWF 每级滤波相关参量运算量对比表

	d_i 的运算量	B_i 的运算量	X_i 的运算量
CSA-MWF	nMN	nMN	nMN
MCSA-MWF	$n(MN-i)$	$n(MN-i-1)$	$n(MN-i-1)$

MCSA-MWF 的后向递推过程和 CSA-MWF 相同, 如下所示。

后向迭代初始化：

$$e_D(n) = d_D(n)$$

《微型机与应用》2013 年第 32 卷第 23 期

后向迭代:

$$w_i = E\{d_{i-1}^*(n) e_i(n)\} / E\{\|e_i(n)\|^2\}$$

$$e_{i-1}(n) = d_{i-1}(n) - w_i^* e_i(n) \quad (i=D, D-1, \dots, 1)$$

4 仿真实验

4.1 MCSA-MWF 方向图

均匀线阵阵元数 $M=4$; 时间延迟单元数 $N=10$; 采用 MCSA-MWF 降维滤波器阶数 $D=15$; 带宽 $B=2$ MHz; 信噪比为 -20 dB; 宽频干扰入射方向为 60° , 归一化频率范围为 $0\sim 1$; 部分宽频干扰入射方向为 10° , 归一化频率范围为 $0\sim 0.5$; 单频干扰入射方向为 -20° , 归一化频率为 0.6 ; 3 个干扰的干噪比均为 40 dB。仿真结果如图 4 所示。

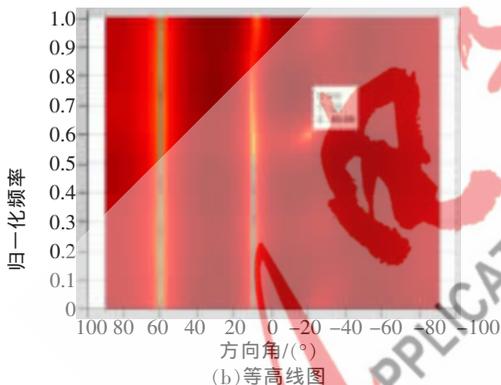
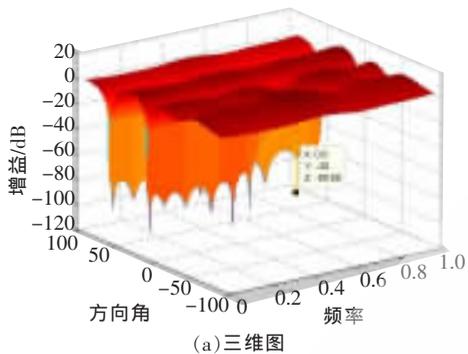


图 4 空时 MCSA-MWF 方向图

从图 4 可以看出, 经过 MCSA-MWF 降维, 对于占整个频带的宽频干扰能在 60° 方向的整个频带上形成零陷; 部分宽频干扰在 10° 方向上形成了归一化 $0\sim 0.5$ 频率范围的零陷; 单频干扰在其 -20° 方向上归一化 0.6 频点上形成零陷。由此可知, 改进后的基于相关相减多级维纳滤波法在各种干扰的方向上的相应频点处都能形成零陷, 过滤干扰保留有用信号, 在方向角和频率上都有很好的分辨能力。

4.2 MCSA-MWF 和 CSA-MWF 性能对比

均匀线阵阵元数 $M=3$; 时间延迟单元数 $N=5$; 信噪比为 -20 dB; 干噪比为 40 dB; 改变滤波器的阶数分别在宽带干扰、窄带干扰、宽带窄带混合干扰下的两种降维算法最小输出均方误差曲线图如图 5~图 7 所示。

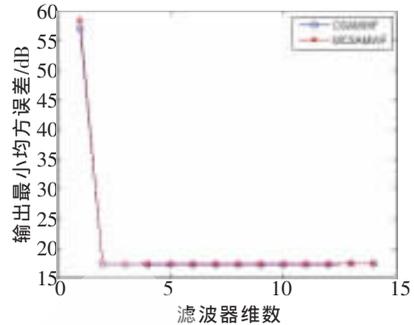


图 5 窄带干扰

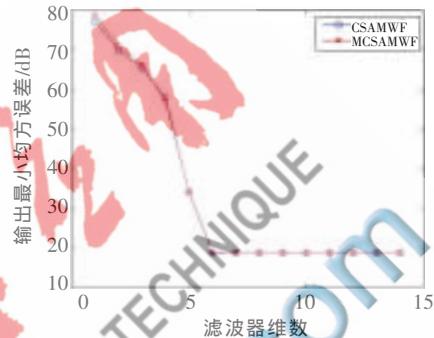


图 6 宽带干扰

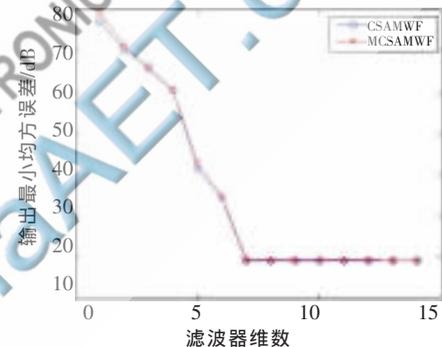


图 7 混合干扰

从图 5 可以看出, CSA-MWF 和 MCSA-MWF 对于窄带干扰, $D=2$ 时开始收敛。从图 6 和图 7 可以看出, 当滤波器阶数分别为 6 和 7 时开始收敛。由此可知 CSA-MWF 和 MCSA-MWF 两种降维方法不论是对于窄带干扰、宽带干扰还是对于混合干扰等情况, 在达到一定的输出最小均方误差的情况下, 都可以起到良好的降维效果, 性能基本相同。

参考文献

- [1] 贺英魁.GPS 测量技术 [M]. 重庆: 重庆大学出版社, 2010.
- [2] FANTE R L, VACCARO J J. Wideband cancellation of interference in a GPS receive array[J]. Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2): 549-564.
- [3] 项建弘, 郭黎利, 陈立明.GPS 空时自适应抗干扰系统性能研究[J]. 系统工程与电子技术, 2009(5): 1022-1025.
- [4] 司东晓, 蔚保国.GPS 接收机空时抗干扰降维处理方法

- 研究[J].测控遥感与导航定位.2010:22-24.
- [5] Jiang Bo, Liu Cuihai, Wen Dong, et al. CSA-MWF based nonlinear equalization for data relay satellite channel [C]. 2010 IEEE 10th International Conference on Signal Processing (ICSP), 2010: 417-421.
- [6] de LAMARE R C, SAMPAIO -NETO R. Reduced-rank space-time adaptive interference suppression with joint iterative least squares algorithms for spread-spectrum systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010,59(3):

1217-1228.

(收稿日期:2013-07-05)

作者简介:

王丽黎,女,1968年生,硕士,副教授,主要研究方向:通信系统新技术。

康博,男,1987年生,硕士研究生,主要研究方向:卫星接收机算法。

