

# 一种基于对角加载的降维多级维纳滤波实现方法

周 柱 张尔扬 卢树军 石 峰

(国防科技大学电子科学与工程学院, 长沙 410073)

**摘 要:** 文章以 GPS 信号抗干扰为背景, 应用多级维纳滤波的抗干扰方式。首先分析了经过多级维纳滤波前向迭代后的降维数据矢量的协方差矩阵, 给出以特征值和特征矢量表示的最优权值。最优权值的表示式表明在滤波器维数超过最优时高阶的特征值对最优权值影响较大。随后通过仿真试验证明了在滤波器维数超过最优时输出信干噪比会下降。通过引入对角加载量并适当选择加载量功率的大小可以抵消滤波器维数过估计带来的影响, 试验表明在对角加载量与白噪声方差相等时可以获得较好的输出信干噪比。文章从空频响应的角度试验了对角加载对于多级维纳滤波算法的意义。最后仿真试验了基于对角加载多级维纳滤波实现方法的抗干扰性能。

**关键词:** GPS; 多级维纳滤波; 秩选; 对角加载

**中图分类号:** TN911.72      **文献标识码:** A      **文章编号:** 1003-0530(2010)05-0783-06

## A Kind of Multistage Wiener Filter Realization Based on Diagonal Loading

ZHOU Zhu ZHANG Er-yang LU Shu-jun SHI Feng

(College of Electronic Science and Engineering, National University  
of Defense Technology, ChangSha 410073, China)

**Abstract:** The paper is aiming at interference elimination of GPS signal, using the method of multistage wiener filter. Firstly, the covariance of the reduced rank data which passed the front part of multistage wiener filter is analyzed, which educe the optimized weight denoted by eigenvalue and eigenvector. The donation of optimized weight indicate that when the filter rank exceed it's best, the higher rank eigenvalue and eigenvector infect a lot to the weight. Then it is proved by simulation that when the filter rank exceed it's best, the SINR of output will drop. The effect of the filter rank over estimate can be diminished by introducing a diagonal constant and properly setting the constant, it is certified that a preferably output SINR can be obtained when setting the diagonal constant equals to white noise variance. The significance of diagonal loading to multistage wiener filter is certified through simulating the spacial-frequency response. At last, the anti-jam capability of multistage wiener filter realization based on diagonal loading simulated and certified.

**Key words:** GPS; multistage wiener filter; rank determination; diagonal loading

## 1 引言

空时二维抗干扰相对于单纯阵列抗干扰而言有更大的自由度, 空时二维的处理方式具有在空时二维域剔除干扰的能力。设阵元数为  $M$ , 时间延迟数为  $N$ , 则接收数据  $\mathbf{X}$  为  $MN \times 1$  维向量, 其协方差矩阵  $\mathbf{R}_x = E\{\mathbf{X}\mathbf{X}^H\}$  为  $MN \times MN$  维矩阵, 其最优处理的运算量约为  $O(MN^3)$ , 随着空时处理维数的增加, 运算量成立方倍增长, 大运算量对计算资源消耗以及计算时长来说都是不

可接受的, 因此降维处理是实际应用的必然选择。

多级维纳滤波器是维纳滤波器的一种多级等效形式, 用多级维纳滤波器替代线性约束广义旁瓣相消器 (LC-GSC) 中的维纳滤波器, 即可把多级维纳滤波器用于自适应波束形成。对多级维纳滤波器作  $D$  级截断 ( $D < MN$ ), 即为降秩维纳滤波器。文献<sup>[1]</sup>提出了多级维纳滤波的基础理论, 文献<sup>[2, 3]</sup>分别提出前向迭代的相关相减实现方法和后向迭代的递推实现方法。在三篇文献中, 多级维纳滤波器的秩都是根据最小均方误

差(MSE)在各步迭代后的收敛情况确定。这种自适应投影维数的确定方法并不稳健,仿真试验证明了在不同干扰场景下难以找到一个固定的MSE门限来判断投影是否达到最佳。本文在降维数据矢量的协方差矩阵上进行对角加载(dialog loading)<sup>[4]</sup>以抵消滤波器维数过估计带来的不利影响,使得多级维纳滤波的秩选更加稳健。

## 2 多级维纳滤波的基本原理

在GPS空时抗干扰中常用的准则是最小方差无失真响应(MVDR)准则,这种准则主要利用GPS信号功率远低于噪声和干扰功率的特性,大大削弱干扰能量,而GPS信号成分基本不受影响。MVDR准则下的最优权值计算可用广义旁瓣对消器(GSC: Generalized Side-lobe Canceller)来实现<sup>[5]</sup>,广义旁瓣对消器结构如图1所示。

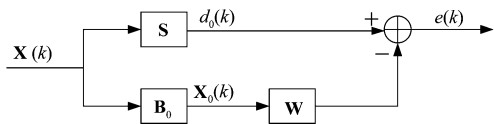


图1 广义旁瓣对消器结构图

其中,  $\mathbf{X}(k)$  表示GPS空时接收数据向量,阻塞矩阵  $\mathbf{B}_0 = \text{null}(\mathbf{S})$ , 上路变换后得到期望信号  $d_0(k)$ ,  $d_0(k)$  中包含GPS有用信号和干扰信号,下支路通过  $\mathbf{B}_0$  阻塞掉期望信号,则  $\mathbf{X}_0(k)$  仅包含干扰。变换后的信号进行维纳滤波,求得权向量维纳解  $\mathbf{W} = \mathbf{R}_{\mathbf{X}_0}^{-1} \mathbf{r}_{\mathbf{X}_0 d_0}$ ,  $\mathbf{X}_0(k)$  经过  $\mathbf{W}$  滤波估计出  $d_0(k)$  中具有相关性的干扰分量,则上下支路对消的结果即为GPS有用信号分量。则MVDR准则下的约束最优处理转化为GSC框架下求维纳滤波权  $\mathbf{W}$  的问题。

J. S. Goldstein 提出的多级嵌套维纳滤波(MSNWF)算法<sup>[1]</sup>不需要计算协方差矩阵,从信息理论的角度分析降秩问题,对于高斯过程MSNWF能够保证最大互信息量和最小均方误差。其结构如下图所示:

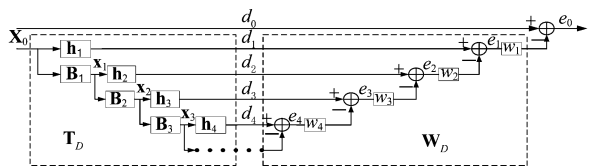


图2 多级维纳滤波原理结构图

在维纳滤波之前,观测数据先经过一个满秩线性预处理,得到  $d_0(k)$ 、 $\mathbf{X}_0(k)$ 。随后逐级对观测数据进行分解。如图所示,每步的  $\mathbf{h}_i$  为前一步上下两支路的

归一化互相关,表达式为  $\mathbf{h}_i = \mathbf{r}_{\mathbf{X}_{i-1} d_{i-1}} / \|\mathbf{r}_{\mathbf{X}_{i-1} d_{i-1}}\|$ ,  $\mathbf{B}_i = \text{null}(\mathbf{h}_i)$  为与  $\mathbf{h}_i$  正交的  $[MN \times (MN - 1)]$  维矩阵,称为阻塞矩阵(Blocking Array),其列矢量构成  $\mathbf{h}_i$  的零空间,即  $\mathbf{B}_i^H \mathbf{h}_i = 0$ 。每步的互相关操作尽可能保留了前一步中的信息,阻塞矩阵  $\mathbf{B}_i$  保证每个降维分量间的正交性。通过多级分解,最终所得均方误差与直接形式的维纳滤波相同。实际上,往往仅需要  $D$  步分解 ( $D < MN$ ) 就可以得到几乎所有有用信息。

多级维纳滤波器由分析滤波器和综合滤波器组成。分析滤波器构成一个降维矩阵,设为  $\mathbf{T}_D$ 。综合滤波器由标量维纳滤波器的嵌套链组成,对降维后的数据矢量计算最优权值  $\mathbf{W}_D$ 。降维矩阵  $\mathbf{T}_D$  的表示式为

$$\mathbf{T}_D = [\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \dots, \mathbf{t}_D] = [\mathbf{h}_1, \mathbf{B}_1^H \mathbf{h}_2, \dots, \prod_{r=1}^{D-2} \mathbf{B}_r^H \mathbf{h}_{D-1}, \prod_{r=1}^{D-1} \mathbf{B}_r^H \mathbf{h}_D] \quad (1)$$

逐级反推得到标量维纳权序列

$$\mathbf{W}_D = [w_1^*, -w_1^* w_2^*, \dots, (-1)^{D+1} \prod_{i=1}^D w_i^*]^T \quad (2)$$

总的最佳权为

$$\mathbf{W}_{MWF} = \mathbf{T}_D \mathbf{W}_D \quad (3)$$

## 3 基于对角加载的降维多级维纳滤波实现方法

如图2所示,观测信号  $\mathbf{X}_0(k)$  经过降维矩阵  $\mathbf{T}_D$  处理后得到  $D$  维的向量,设为  $\mathbf{X}_T(k)$ , 可表示为  $\mathbf{X}_T(k) = [d_1(k), d_2(k), \dots, d_D(k)]^T$ 。如(1)式所示,降维矩阵生成包含了阻塞矩阵  $\mathbf{B}_i$  的计算,这种矩阵运算的计算量是很大的。文献<sup>[2]</sup>将阻塞矩阵的计算转化为了矢量运算  $\mathbf{B}_i = \mathbf{I} - \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H$ , 降低了计算量。已知  $\mathbf{t}_1 = \mathbf{h}_1$ ,  $\mathbf{t}_2 = \mathbf{B}_1 \mathbf{h}_2 = (\mathbf{I} - \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^H) \mathbf{h}_2$ , 又知  $\mathbf{h}_i$  相互正交<sup>[6]</sup>, 因此,  $\mathbf{t}_2 = \mathbf{h}_2$ , 依此类推,  $\mathbf{t}_i = \mathbf{h}_i$ , 所以用  $\mathbf{B}_i = \mathbf{I} - \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H$  替代原阻塞矩阵  $\mathbf{B}_i = \text{null}(\mathbf{h}_i)$  后,降维矩阵也可表示为  $\mathbf{T}_D = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_D]$ 。

根据多级维纳滤波器的原理,对降维后的数据矢量求最优权值,然后按照(3)式计算最终权值。降维矢量最优权值的经典维纳滤波的公式表达是  $\mathbf{W}_D = \mathbf{R}_D^{-1} \mathbf{r}_{\mathbf{X}_T d_0}$ , 其中  $\mathbf{R}_D$  为  $D$  维矢量  $\mathbf{X}_T(k)$  的协方差矩阵。设协方差矩阵的特征值为  $[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_D]$ ,  $\lambda_i$  按降序排列,对应的特征矢量为  $[\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_D]$ , 则最优权值的表示式为

$$\mathbf{W}_D = \sum_{i=1}^D \frac{\mathbf{v}_i^H \mathbf{r}_{\mathbf{X}_T d_0} \mathbf{v}_i}{\lambda_i} \quad (4)$$

多级维纳滤波器中最优秩  $D$  的确定是通过实时地

计算每步迭代所产生的均方误差 (MSE), 并将 MSE 与一个预设的门限进行比较, 当运算所得的 MSE 小于这个预设门限时即为最优。这种秩选方法并不稳健, 因为在不同的干扰环境下, 均方误差随各步迭代的收敛情况是不同的, 在实际环境中难以找到一个固定的门限以适应不同的环境, 这个问题将在第4节中仿真说明。观察最优权值的表示式(4)可知, 滤波器的秩  $D$  如果估计过大, 此时  $\lambda_i$  较小, 对最优权值的影响较大, 使得权值偏离最优。对角加载法<sup>[4]</sup>可以有效解决这个问题, 在观测向量的协方差矩阵的对角线上加上加载量, 可以使得超过最优秩的特征值与对应的特征向量对于最优权值的影响减小。

根据文献<sup>[1]</sup>可知  $\mathbf{R}_D$  为三对角矩阵, 设矩阵的元素为  $r_{i,j}$ , 有  $r_{i,i} = E[d_i(k)d_i^*(k)] = \delta_{d_i}^2$ ,  $r_{i,j} = r_{j,i}^*$ , 且当  $|i-j| \geq 2$  时  $r_{i,j} = 0$ , 据此协方差矩阵可表示如下

$$\mathbf{R}_D = \begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & & & \\ r_{1,2}^* & r_{2,2} & & & \\ & \ddots & \ddots & & \\ & & \ddots & r_{D-1,D} & \\ & & & r_{D-1,D}^* & r_{D,D} \end{bmatrix} \quad (5)$$

对协方差矩阵  $\mathbf{R}_D$  进行对角加载, 对角加载的公式为  $\hat{\mathbf{R}}_D = \mathbf{R}_D + \sigma_{DL}^2 \mathbf{I}$ , 其中  $\sigma_{DL}^2$  表示对角加载量,  $\mathbf{I}$  表示单位矩阵, 令  $\hat{r}_{i,i} = r_{i,i} + \sigma_{DL}^2$ , 可以得到

$$\hat{\mathbf{R}}_D = \mathbf{R}_D + \sigma_{DL}^2 \mathbf{I} = \begin{bmatrix} \hat{r}_{1,1} & r_{1,2} & & & \\ r_{1,2}^* & \hat{r}_{2,2} & & & \\ & \ddots & \ddots & & \\ & & \ddots & r_{D-1,D} & \\ & & & r_{D-1,D}^* & \hat{r}_{D,D} \end{bmatrix} \quad (6)$$

由矩阵的结构可知  $\hat{\mathbf{R}}_D$  可以写成如下递推的形式

$$\hat{\mathbf{R}}_D = \begin{bmatrix} & & 0 \\ & \hat{\mathbf{R}}_{D-1} & \\ \mathbf{0}^T & r_{D-1,D}^* & \hat{r}_{D,D} \end{bmatrix} \quad (7)$$

降维向量  $\mathbf{X}_T(k)$  与期望信号  $d_0(k)$  的互相关为

$$\mathbf{r}_{\mathbf{X}_T d_0}^{(D)} = \mathbf{T}_D^H \mathbf{r}_{\mathbf{X}_0 d_0} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_D]^H \mathbf{r}_{\mathbf{X}_0 d_0} \quad (8)$$

已知  $\mathbf{h}_i = \mathbf{r}_{\mathbf{x}_{i-1} d_{i-1}} / \|\mathbf{r}_{\mathbf{x}_{i-1} d_{i-1}}\|$ , 又  $\mathbf{h}_i$  之间相互正交, 可推得(8)式的最终表达式为

$$\mathbf{r}_{\mathbf{X}_T d_0}^{(D)} = \begin{bmatrix} \|\mathbf{r}_{\mathbf{x}_0 d_0}\| \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^D \quad (9)$$

$\mathbb{R}^D$  表示实  $D$  维空间。矩阵  $\hat{\mathbf{R}}_D$  相对于  $\hat{\mathbf{R}}_{D-1}$  的新增项为  $r_{D-1,D}, \hat{r}_{D,D}$ 。

设矩阵  $\hat{\mathbf{R}}_D$  的逆矩阵为  $\mathbf{C}^{(D)} = \hat{\mathbf{R}}_D^{-1} = [\mathbf{c}_1^{(D)}, \mathbf{c}_2^{(D)}, \dots, \mathbf{c}_D^{(D)}]$ ,

根据(9)式可知  $\mathbf{r}_{\mathbf{X}_T d_0}^{(D)}$  只有首个元素不为零, 因此对于维纳滤波器  $\mathbf{W}_D = \hat{\mathbf{R}}_D^{-1} \mathbf{r}_{\mathbf{X}_T d_0}^{(D)} = [\mathbf{c}_1^{(D)}, \mathbf{c}_2^{(D)}, \dots, \mathbf{c}_D^{(D)}] \mathbf{r}_{\mathbf{X}_T d_0}^{(D)}$  的求解, 只有第一列是必须的, 根据 Hermitian 矩阵的分块求逆引理<sup>[7]</sup>,  $\mathbf{C}^{(D)}$  可用递推方法求得。

$$\mathbf{C}^{(D)} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}^{(D-1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0}^T & 0 \end{bmatrix} + \hat{\beta}_D^{-1} \mathbf{b}^{(D)} \mathbf{b}^{(D)H} \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{b}^{(D)} = \begin{bmatrix} -r_{D-1,D} \mathbf{c}_{D-1}^{(D-1)} \\ 1 \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^D$ ,  $\hat{\beta}_D = \hat{r}_{D,D} - |r_{D-1,D}|^2 c_{D-1,D-1}^{(D-1)}$ ,

$c_{D-1,D-1}^{(D-1)}$  是  $\mathbf{C}^{(D-1)}$  的最后一列  $\mathbf{c}_{D-1}^{(D-1)}$  的最后一个元素。因此, 第  $D$  步新的第一列  $\mathbf{c}_1^{(D)} \in \mathbb{C}^D$  可以表示为

$$\mathbf{c}_1^{(D)} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^{(D-1)} \\ 0 \end{bmatrix} + \hat{\beta}_D^{-1} c_{1,D-1}^{(D-1)*} \begin{bmatrix} |r_{D-1,D}|^2 \mathbf{c}_{D-1}^{(D-1)} \\ -r_{D-1,D}^* \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中,  $c_{1,D-1}^{(D-1)}$  是  $\mathbf{C}^{(D-1)}$  的最后一列  $\mathbf{c}_{D-1}^{(D-1)}$  的第一个元素。维纳滤波器  $\mathbf{W}_D$  的第  $D$  步更新需要第  $D-1$  步的第一列  $\mathbf{c}_1^{(D-1)}$  及协方差矩阵的两个新增项  $r_{D-1,D}, \hat{r}_{D,D}$ 。矩阵的最后一列的更新只依赖上一个矩阵的最后一列和矩阵  $\mathbf{R}_D$  的新增项。

$$\mathbf{c}_D^{(D)} = \hat{\beta}_D^{-1} \begin{bmatrix} -r_{D-1,D} \mathbf{c}_{D-1}^{(D-1)} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

因此完整的迭代过程必须在每一步更新向量  $\mathbf{c}_1^{(D)}$  和  $\mathbf{c}_D^{(D)}$ 。级数为  $D$  的多级维纳滤波器的均方误差 (MSE) 可由  $\mathbf{c}_1^{(D)}$  的第一个元素  $c_{1,1}^{(D)}$  表示

$$MSE^{(D)} = \sigma_{d_0}^2 - \|\mathbf{r}_{\mathbf{x}_0 d_0}\|_2^2 c_{1,1}^{(D)} \quad (13)$$

最终的权值表达式为

$$\mathbf{W}_{DLWWF} = \mathbf{T}_D \mathbf{W}_D = \mathbf{T}_D \hat{\mathbf{R}}_D^{-1} \mathbf{r}_{\mathbf{X}_T d_0}^{(D)} = \|\mathbf{r}_{\mathbf{x}_0 d_0}\|_2 \mathbf{T}_D \mathbf{c}_1^{(D)} \quad (14)$$

这种后向迭代运算每一步更新协方差矩阵逆矩阵  $\mathbf{C}$  的第一列和最后一列,  $\hat{\beta}_i^{-1}$  实质上是每一步更新向量  $\mathbf{c}_i^{(i)}$  和  $\mathbf{c}_D^{(i)}$  的一个权重, 计算式为  $\hat{\beta}_i = \hat{r}_{i,i} - |r_{i-1,i}|^2 \mathbf{C}_{last,i-1}^{(i-1)}$ 。注意到这个  $\hat{\beta}_i$  是对应于协方差矩阵对角加载修正之后的, 而原始的降维向量  $\mathbf{X}_T(k)$  的协方差阵对应于  $\beta_i = r_{i,i} - |r_{i-1,i}|^2 \mathbf{C}_{last,i-1}^{(i-1)}$ , 两者之间相差一

个对角加载量  $\sigma_{DL}^2$ , 则有

$$\frac{1}{\hat{\beta}_i} = \frac{1}{\beta_i + \sigma_{DL}^2} \quad (15)$$

$\beta_i$  是随着滤波器阶数增加而减小的, 所以这个等量的  $\sigma_{DL}^2$  对于高阶的权重  $\hat{\beta}_i^{-1}$  的影响较大, 对于低阶的权重影响较小. 对角加载量使得高阶的  $\mathbf{c}_1^{(i)}$  和  $\mathbf{c}_D^{(i)}$  更新权重减小, 从而能够抵消高阶迭代对于最终权值的贡献. 通过这种方法抵消滤波器维数过估计带来的影响.

对角加载量越大, 这种抵消作用就越明显, 不过在滤波器维数未超过最优时就会显示出对角加载的副作用来, 也就是会使得输出 SINR 降低, 经过不同场景下的仿真试验, 确定  $\sigma_{DL}^2 = \sigma_N^2$  时效果较好, 其中  $\sigma_N^2$  代表噪声的方差.

实际环境中的秩选可以依然使用 MSE 的门限作判断, 设置门限的大小对最终抗干扰性能有影响. 经过仿真试验得知, 以白噪声方差为标准, 将 MSE 门限值设置到  $3.2 \sigma_N^2$  (5dB) 以下, 并且对协方差矩阵进行对角加载, 可以在不同干扰环境中都获得良好的抗干扰效果, 在第4节中将对抗干扰性能进行仿真试验.

表 基于对角加载的多级维纳滤波算法步骤

转化为多级维纳滤波形式
$\mathbf{d}_0(k) = \mathbf{S}^H \mathbf{X}_{MN \times 1}(k), \mathbf{X}_0(k) = \mathbf{X}_{MN \times 1}(k) - \mathbf{S} \mathbf{d}_0(k)$
降维过程
$\mathbf{r}_{\mathbf{X}_i, \mathbf{d}_i} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}_i(k) \mathbf{d}_i^*(k), \mathbf{h}_{i+1} = \mathbf{r}_{\mathbf{X}_i, \mathbf{d}_i} / \sqrt{\mathbf{r}_{\mathbf{X}_i, \mathbf{d}_i}^H \mathbf{r}_{\mathbf{X}_i, \mathbf{d}_i}}$
$\mathbf{d}_{i+1}(k) = \mathbf{h}_{i+1}^H \mathbf{X}_i(k), \mathbf{X}_{i+1}(k) = \mathbf{X}_i(k) - \mathbf{h}_{i+1} \mathbf{d}_{i+1}(k)$
降维矢量最优权值递推
$r_{0,1} = 0, r_{1,1} = E\{d_1(k) d_1^*(k)\}, \mathbf{C}_{first}^{(1)} = \mathbf{r}_{1,1}^{-1}, \mathbf{C}_{last}^{(1)} = \mathbf{r}_{1,1}^{-1}$
$r_{i,i} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K  d_i(k) ^2, r_{i-1,i} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K d_{i-1}(k) d_i^*(k),$
$\beta_i = r_{i,i} + \sigma_N^2 -  r_{i-1,i} ^2 \mathbf{C}_{last}^{(i-1)}$
$\mathbf{C}_{first}^{(i)} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{first}^{(i-1)} \\ 0 \end{bmatrix} + \beta_i^{-1} \mathbf{C}_{last}^{(i-1),*} \begin{bmatrix}  r_{i-1,i} ^2 \mathbf{C}_{last}^{(i-1)} \\ -r_{i-1,i}^* \end{bmatrix},$
$\mathbf{C}_{last}^{(i)} = \beta_i^{-1} \begin{bmatrix} -r_{i-1,i} \mathbf{C}_{last}^{(i-1)} \\ 1 \end{bmatrix}$
$MSE^{(i)} = \sigma_{d_0}^2 - \left\  \mathbf{r}_{\mathbf{X}_0, \mathbf{d}_0} \right\ _2^2 \mathbf{C}_{first}^{(i)}, \text{ If } MSE^{(i)} < MSE_{threshold}, \text{ Then } D = i$
权值计算
$\mathbf{T}_D = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_D], \mathbf{W}_{DLMWF} = \mathbf{T}_D \mathbf{W}_D = \sqrt{\mathbf{r}_{\mathbf{X}_0, \mathbf{d}_0}^H \mathbf{r}_{\mathbf{X}_0, \mathbf{d}_0}} \mathbf{T}_D \mathbf{C}_{first}^{(D)}$

4 抗干扰功能仿真

仿真采用4元加芯圆阵, 圆阵半径  $d = \lambda/2$ ,  $\lambda$  为接收信号波长, 信号入射范围: 方向角  $0^\circ \sim 360^\circ$ , 俯仰角  $0^\circ \sim 90^\circ$ . 根据 IDC-GPS-200<sup>[8]</sup> 规定, 地球表面接收的 GPS 信号功率约为 -160dBW, 接收机热噪声密度为  $10 \log(kT_0) = -205 \text{ dBW/Hz}$ , 其中  $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ (watt-sec/K)}$  为波耳兹曼常数,  $T_0 = 290 \text{ K}$  为常温. 仿真采用 C/A 码, 码速率为  $1.023 \text{ Mbit/s}$ , 信号功率谱的主瓣带宽为  $2.046 \text{ MHz}$ , 为了减少信号能量损失, 将接收机处理带宽定为  $4 \text{ MHz}$ , 可以算得接收机热噪声功率约为 -139dBW, 因此无干扰情况下的信噪比为 -21dB.

仿真实验一、证明通过设置均方误差门限进行秩选的方法难以适应不同干扰环境. 均方误差 MSE 随着多级维纳滤波级数增加是单调降低的, 但是在实际环境中难以找到一个固定的门限以适应于不同的干扰环境. 期望卫星信号入射角为  $(0^\circ, 30^\circ)$ , 其中方向角在前, 俯仰角在后, 以下入射角均照此排列. 设置三个功率相同的宽带干扰, 按照干噪比 30dB 和 20dB 两档功率分别仿真. 对每种场景均进行 10 次仿真并对结果求平均, 以抵消仿真的偶然性.

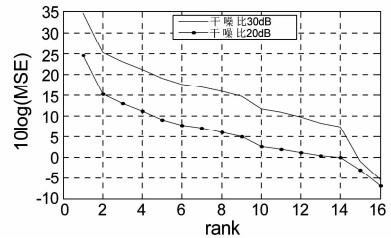


图3 不同干扰场景下 MSE 随滤波器阶数的变化

上图表明了干扰强度不同时 MSE 随滤波器阶数变化的情况. 通常的秩选方式是设定一个门限, 当 MSE 小于这个门限时让迭代停止. 仿真试验表明, 干噪比为 30dB 时最优秩为 15 阶, 干噪比为 20dB 时最优秩为 14 阶, 由图可知, 难以找到一个门限使得两种干扰强度下多级维纳滤波器都实现最优秩选.

仿真实验二、证明使用对角加载方法可以改善滤波器的秩选. 通过对降维矢量的协方差矩阵进行对角加载可以抵消滤波器维数出现过估计时带来的输出信噪比降低的后果, 而对于滤波器维数达到最优以前的影响很小, 从而改进滤波器的秩选. 对角加载量的大小选择对于输出 SINR 带来的影响也有区别. 下面按照干噪比 30dB 设置两个功率相同的宽带干扰, 仿真四种情况下多级维纳滤波算法的输出 SINR 关于维数的变

化:a、不引入对角加载量(对应于 MWF);b 对角加载量为  $0.1\sigma_N^2$  (以白噪声方差为参照,约为  $-10\text{dB}$ ,对应于 DLMWF1);c、对角加载量为  $\sigma_N^2$  (对应于 DLMWF2);d、对角加载量为  $10\sigma_N^2$  (约为  $10\text{dB}$ ,对应于 DLMWF3)。

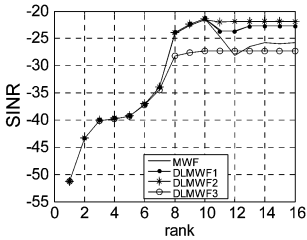


图 4 不同对角加载量下输出 SINR 随滤波器阶数的变化

从图中可以看出,对角加载量为  $\sigma_N^2$  时(也即星划线 DLMWF2)效果最好,此时输出 SINR 在滤波器阶数超过最优时基本保持水平,而且 SINR 相对较高。

仿真实验三、通过分析滤波器的空频二维响应说明对角加载方法的意义。该仿真要说明的问题是:a、当滤波器维数实现最优秩选时可以得到很理想的空频响应,滤波器能够在干扰方向和频率段形成很深的凹陷而其余位置影响较小;b、当滤波器维数出现过估计时空频响应图不再理想,在干扰方向以外也形成凹陷;c、在滤波器秩选最优时对角加载对空频响应影响很小;d、当滤波器的维数出现过估计时对角加载可以有效改善空频响应。设期望信号入射角为  $(60^\circ, 45^\circ)$ ,设置 2 个干扰比为  $30\text{dB}$  的宽带干扰,干扰的入射角分别为  $(0^\circ, 45^\circ)$ ,  $(120^\circ, 45^\circ)$ 。进行 4 次仿真,分别画出空频响应图:a、在选定最优秩时;b、维数过估计时;c、最优秩选,并且引入对角加载量;d、维数过估计,并引入对角加载量。

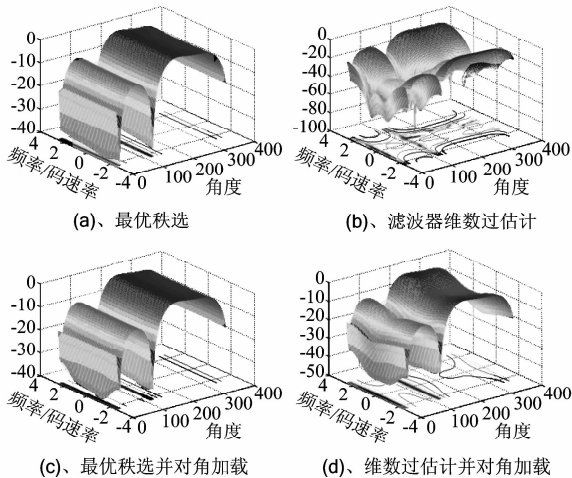


图 5 不同情况下的空频响应图

前面的四个问题分别在四个仿真图中得到了验证,说明了对角加载确能在滤波器维数出现过估计时改善算法的空频响应而在滤波器维数最优估计时空频响应影响很小。输出 SINR 在引入对角加载量之后的变化也说明了这种方法的有效性,见图 4。

仿真实验四、分两种场景仿真基于对角加载的多级维纳滤波实现方法的抗干扰性能。仿真中信号入射角为  $(0^\circ, 45^\circ)$ 。依次在不同位置加入干扰,干噪比为  $25\text{dB}$ 。各场景中干扰俯仰角均为  $45^\circ$ ,方位角设置为:1、宽带干扰,在仿真过程中依次加入 5 个干扰,到达方向角为  $70^\circ, 130^\circ, 190^\circ, 250^\circ, 310^\circ$ ;2、混合干扰,1 个宽带干扰到达方向角为  $70^\circ$ ,依次加入 9 个单频干扰,到达方向角为  $100^\circ, 130^\circ, 160^\circ, 190^\circ, 220^\circ, 250^\circ, 280^\circ, 310^\circ, 340^\circ$ 。对于每一种干扰场景,分别做无对角加载和有对角加载情况下的仿真,仿真中设置 3 档 MSE 门限进行滤波器阶数判断,分别为  $\sigma_N^2, 3.2\sigma_N^2 (5\text{dB}), 10\sigma_N^2 (10\text{dB})$ 。仿真有无对角加载时算法设定不同门限下的抗干扰性能,共分为 4 种情况:a、宽带干扰无对角加载;b、宽带干扰对角加载;c、混合干扰无对角加载;d、混合干扰对角加载。每种情况进行 10 次仿真,取平均值作为这种场景下的 SINR 输出,如下图

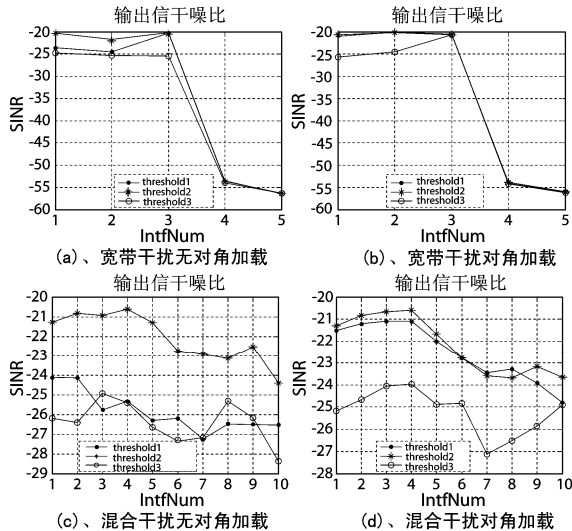


图 6 有无对角加载时算法抗干扰性能比较

图中点划线代表 MSE 门限设为  $\sigma_N^2$ ,星划线代表的门限为  $3.2\sigma_N^2$ ,空心圆划线代表的门限为  $10\sigma_N^2 (10\text{dB})$ ,从图中可以得到如下结论:在没有对角加载时,需要准确选择 MSE 的门限值,图中当门限值设为  $3.2\sigma_N^2$  (也即星划线)时输出 SINR 较高。而进行对角加载后,门限值设为  $\sigma_N^2$  和  $3.2\sigma_N^2$  时都能获得较好的抗干扰效果。说明对角加载能够使得滤波器的秩选更加稳健。图中表明

算法能承受的宽带干扰数为3个,在一个宽带干扰上再增加5个单频干扰仍能获得较高的输出信干噪比。一般输出 SINR 在  $-25\text{dB}$  以上就能够捕获,可见基于对角加载的多级维纳滤波实现方法有更稳健的秩选,能够取得较好的抗干扰效果。

## 5 结论

文章对于降维抗干扰算法用于实际环境中所出现的问题进行了分析仿真,指出在多变的干扰环境中难以找到一个固定的门限来确定最优的滤波器阶数,提出用对角加载的方法削弱滤波器维数过估计带来的影响,仿真证明这种方法在滤波器维数未超过最优时对抗干扰性能影响很小,而当滤波器阶数超过最优时,误差载入的方法就能够起到作用,抵消阶数估计过大带来的影响。仿真试验表明,基于对角加载的多级维纳滤波实现方法能够更稳健的进行滤波器秩选,在不同干扰环境下体现出比原多级维纳滤波实现方法更好的适应性。原方法对于不同环境下 MSE 的门限的确定很敏感,偏离了最优门限则输出信干噪比受损,而基于对角加载的实现方法在门限值小于最优时仍能保持较好的抗干扰效果。这样可以使得实际环境中门限的确定更加容易。

## 参考文献

- [1] GOLDSTEIN J S, REED I S, SCHAF L L. A multistage representation of the wiener filter based on orthogonal projections [J]. IEEE Trans on Information Theory, 1998, 44(7): 2943-2959.
- [2] RICKS D C, GOLDSTEIN J S. Efficient architectures for implementing adaptive algorithms [A]. Proceedings of the 2000 Antenna Applications Symposium, 2000: 29-41.
- [3] Joham, M., Sun, Y., Zoltowski, M. D., Honig, M. and Goldstein, J. S., A new backward recursion for

the multistage nested Wiener filter employing Krylov subspace methods, IEEE Military Communications Conference, 2001:1210-1213.

- [4] Blair D. Carlson., Covariance matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1988, 24(1): 397-401.
- [5] Griffiths, L. J. and Jim, C. W., An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 1982, 30(1):27-34.
- [6] 郭艺, GPS 接收机空时抗干扰理论与实现关键技术研究,国防科学技术大学博士学位论文,2007.
- [7] 张贤达, 矩阵分析与应用[M], 北京:清华大学出版社, 2004 年 1 月.
- [8] ARINC Reaseach Corporation. ICD-200 NAVSTAR GPS User Interfaces[R]. 1993. REV-PR-002.

## 作者简介



周 柱(1980-),男,湖南长沙人,现为国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生。主要研究方向为通信抗干扰技术。E-mail: brusezhou@163.com

张尔扬(1941-),男,浙江宁波人,国防科技大学电子科学与工程学院教授,博士生导师。主要研究方向:通信系统工程、电磁环境模拟仿真、星间通信组网、通信对抗。

卢树军(1976-),男,江苏泰兴人,国防科技大学电子科学与工程学院讲师。主要研究方向为抗干扰通信、阵列信号处理。

石 峰(1976-),男,河南唐河人,现为国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生。主要研究方向为多载波通信及通信抗干扰技术。