

可用于快速搜索卫星信号的降维空时 波束形成算法

王立兵^{1,2} 韩 宁³ 龚文飞⁴

(1. 军械工程学院光学与电子工程系, 石家庄, 050000; 2. 63961 部队, 北京, 100012;
3. 军械技术研究所, 石家庄, 050000; 4. 北京交通大学电子信息工程学院, 北京, 100044)

摘要: 针对功率倒置空时抗干扰算法性能低以及传统线性约束空时抗干扰算法运算大的问题, 在未知信号来向的前提下, 研究了可用于快速搜索卫星信号的降维空时波束形成算法。首先, 该算法不需要估计输入数据的协方差矩阵, 利用多级嵌套维纳滤波直接对输入数据进行处理, 在多级嵌套维纳滤波的前向迭代过程中得到干扰子空间矩阵; 其次, 对干扰子空间矩阵进行 QR 分解, 求出该矩阵的一组正交基, 依据该正交基矩阵, 利用最小二乘算法, 求出最接近期望信号导向矢量的正交基, 作为空时二维最优权值; 最后, 在搜索不同卫星来向的过程中, 仅需要少量乘法运算即可求出最优权值, 实现当前方向上卫星信号的搜索。理论分析和仿真结果表明, 本文提出的算法的性能远好于功率倒置空时抗干扰算法, 虽然性能稍逊于传统约束空时抗干扰算法, 但运算量大大降低, 可以实现空间中卫星信号的快速搜索。

关键词: 功率倒置; 线性约束空时算法; 降维; 波束形成; 多级嵌套维纳滤波

中图分类号: TN914.42 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-2615(2013)03-0402-08

Improved Reduced-Rank Space-Time Adaptive Processing Beamforming Algorithm for Fast Search of Satellite Signal

Wang Libing^{1,2}, Han Ning³, Gong Wenfei⁴

(1. Optics and Eletronics Engineering Department, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang, 050000, China;
2. Unit 63961 of PLA, Beijing, 100012, China;
3. Institute of Ordnance Technology, Shijiazhuang, 050000, China;
4. School of Electronics and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing, 100044, China)

Abstract: To improve the performance of the anti-jamming method of traditional power inversion space-time adaptive processing and to reduce the computational burden of traditional linearly constrained minimum variance space-time adaptive processing (STAP), an improved reduced-rank space-time adaptive processing beamforming algorithm is proposed for fast search of satellite signal without the direction knowledge of desired satellites. Firstly, in the process of the proposed algorithm, the multistage nested Wiener filter (MSNWF) implemented in the data domain is employed. Then the matrix of interference space can be obtained in the forward recursion of MSNWF. Secondly, a group of orthogonal basis can be calculated. Then the space-time weight vector can be obtained with least square method through the linear combination of orthogonal basis. And the weight vector is closest to the steering vector of the expected satellite signal and deeply depresses the interference signals simultaneously. Finally, the direction of the expected satellite signal can be searched with low computational complexity in calculating the space-time weight vector of one direction. Theory analysis and results of the experiment demonstrate the supe-

riority of the proposed algorithm.

Key words: power inversion; linearly constrained minimum variance; reduced-rank; beamforming; multistage nested Wiener filter(MSNWF)

空时自适应处理(Space-time adaptive processing, STAP)技术是采用阵列天线,利用干扰与信号的空时二维特征不一致的特点完成消除干扰,同时可以保证有用信号不失真的技术。该技术由Mitre公司的Fante在2000年设计,并给出了较为完整的论述^[1]。Frost针对宽带信号提出了宽线性约束的最小方差(Linearly constrained minimum variance, LCMV)处理器^[2],该算法在保证对有用信号的增益为常数的条件下,使输出总功率最小。

然而,全维STAP需要的运算量和存储量十分惊人,无法满足快时变的信号场景的实时性,抗干扰性能将有所下降;其次,STAP算法对矩阵求逆,因此需要大量的乘法器与存储单元,存储量十分惊人;最后,该算法在干扰源与信号源分布较为紧密的情况下,经常出现奇异值,因此降维处理成为近十余年来STAP技术研究的热点。麻省理工学院林肯实验室的Goldstein等人于1998年提出的多级嵌套维纳滤波(Multistage nested Wiener filter, MSNWF)降维方法^[3],不需要矩阵求逆及特征值分解,降低了运算复杂度,提高了空时自适应滤波的性能。Myrick等人将MSNWF成功应用于GPS抗干扰^[4-8]。

在卫星导航定位系统中采用STAP算法进行

干扰抑制时,对于卫星导航信号与干扰信号来向的夹角很小的情况,当在干扰信号来向上实现天线增益陷零时,邻近来向的卫星导航信号将同时被极大衰减,导致STAP滤波输出的信干噪比(Signal to interference plus noise ratio, SINR)无法满足用户接收机正常捕获跟踪的要求。为此,张琳研究了基于卫星信号来向约束的空时滤波算法^[9]。虽然根据星历信息可以计算当前的卫星位置,但由于天线阵面的姿态很难确定,因而也很难确定卫星信号来向。

本文在研究MSNWF降维空时GPS抗干扰算法的基础上,提出了可用于搜索卫星信号的降维空时波束形成算法。首先,该算法根据MSNWF前向迭代过程中给出的干扰子空间矩阵,利用QR分解,求出该矩阵的一组正交基;其次,依据该正交基矩阵,利用最小二乘算法,求出最接近期望信号导向矢量的正交基,作为空时二维最优权值;最后,在搜索不同卫星来向的过程中,仅需要少量乘法运算即可求出最优权值,实现当前方向上卫星信号的搜索。

1 空时自适应处理算法

空时自适应滤波处理器的结构如图1所示,假设天线阵有M个阵元,每个阵元通过一个N阶FIR滤波器进行时域滤波。

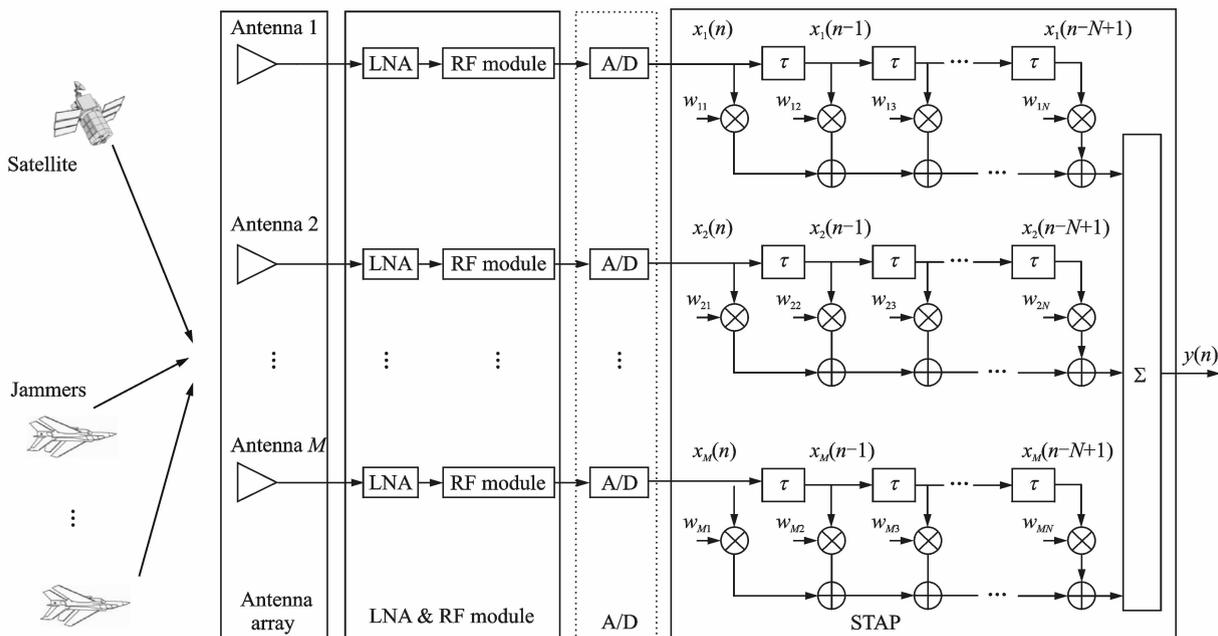


图 1 空时自适应处理器的结构

在图1中, $\{\omega_{mn}\} (m=1, 2, \dots, M, n=1, 2, \dots, N)$ 为空时二维系数。设每个节拍的时间间隔为 T , 通常要求 T 不大于 $1/B$, B 为信号带宽; 每个阵元信号总的延时长度 $(N-1)T$, 要求延时长度大于最大的多径延时。令 M 个阵元的接收信号分别表示为 $x_1(n), \dots, x_M(n)$, 则阵元 m 后的 FIR 各抽头输入信号为 $x_{m1}(n) = x_m(n), x_{m2}(n) = x_m(n-1), \dots, x_{mN}(n) = x_m(n-N+1)$ 。用 \mathbf{X} 表示输入信号矩阵为

$$\mathbf{X} = [x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1N}, x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2N}, \dots, x_{M1}, x_{M2}, \dots, x_{MN}]^T \quad (1)$$

用 $MN \times 1$ 维向量 \mathbf{w} 表示处理器权矢量, 则

$$\mathbf{w} = [\omega_{11}, \omega_{12}, \dots, \omega_{1N}, \omega_{21}, \omega_{22}, \dots, \omega_{2N}, \dots, \omega_{M1}, \omega_{M2}, \dots, \omega_{MN}]^T \quad (2)$$

各阵元接收数据的协方差矩阵可表示为 $\mathbf{R} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H]$ ($MN \times MN$ 维), 由线性约束最小方差准则, 该处理器可以描述为以下最优化问题^[2]

$$\begin{cases} \min & P_{\text{out}} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \\ \text{s. t.} & \mathbf{w}^H \mathbf{S} = 1 \end{cases} \quad (3)$$

若 ω_s, ω_t 分别表示空间归一化频率和时间归一化频率, \otimes 表示可罗奈克积 (Kronecker product), 则空时二维导向矢量 \mathbf{S} 可写成

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}_s \otimes \mathbf{S}_t \quad (4)$$

式中, 空间导向矢量 \mathbf{S}_s 和时间导向矢量 \mathbf{S}_t 分别表示为

$$\mathbf{S}_s = [1, e^{j\omega_s}, \dots, e^{j(M-1)\omega_s}]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{S}_t = [1, e^{j\omega_t}, \dots, e^{j(M-1)\omega_t}]^T \quad (6)$$

对于宽带多线性约束最小方差处理器, 设定 K 个约束。根据文献^[2], 可选择 K 与通道延时阵元数 N 相同。第 1 个约束是当角频率为 ω_1 的单位平面波以 θ_1 入射到阵时, 阵的输出 (即阵的响应) 为 b_1 , 则第 1 个约束可写为

$$\mathbf{c}_1^H \mathbf{w} = b_1 \quad (7)$$

式中 $\mathbf{c}_1 = \mathbf{S}_s \otimes \mathbf{S}_t$ 。第 k 个约束是当角频率为 ω_k 的单位平面波以 θ_k 入射到阵时, 阵的输出 (即阵的响应) 为 b_k , 可以得到第 k 个约束方程为

$$\mathbf{c}_k^H \mathbf{w} = b_k \quad k = 1, \dots, K \quad (8)$$

由此, 有 K 个线性约束的最小方差 LCMV 优化方程为

$$\begin{cases} \min & E\{|\mathbf{y}(n)|^2\} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \\ \text{s. t.} & \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{b} \end{cases} \quad (9)$$

式中, 约束矩阵 $\mathbf{C} = [c_1, c_2, \dots, c_k]$, 输出响应矢量

$\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_k]^T$ 。利用拉格朗日乘子法, 可以推导出多约束最小方差处理器的解为^[2]

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{b} \quad (10)$$

基于 LCMV 的空时抗干扰算法在保证期望信号的增益为常数的条件下, 使输出总功率最小。算法形成的方向图, 在各干扰方向产生对应于干扰频谱宽度的零陷。但是, 该方法基于期望信号方向约束, 需要已知或估计出准确的卫星方位信息。当惯导辅助信息无法获得或惯性系统的精度随时间下降时, 这类方法就不再适用。

若将式(3)的约束矩阵简化为 $\mathbf{S} = [1, 0, \dots, 0]^T$, 则基于 LCMV 的空时抗干扰算法变形为功率倒置法^[10]。

为了保证期望信号的增益为常数, 则需要采用基于盲搜索策略的干扰抑制方法。采用基于 LCMV 的空时抗干扰算法, 结合卫星信号的快速捕获算法, 完成整个空域搜索。此外, 对于宽带干扰, 抑制干扰源的数目受天线自由度的限制。最大可抑制干扰源的数目为^[11]

$$N_i = M - N_s \quad (11)$$

式中, N_s 为导航卫星个数。

接收机需要接收 4 颗以上的卫星信号, 才能解出自身的位置和速度。为避免由于约束多颗卫星信号造成阵列的自由度不足, 可采用多个单约束空时波束形成算法并行滤波的方法^[12], 如图 2 所示, 每一个单约束空时波束形成算法在单颗期望卫星方向上形成主波束, 而在干扰方向上形成零陷, 并行个数由当前可见星的个数决定。这样既可以有效抑制多个干扰信号, 又能保证期望卫星信号的增益。假定卫星信号来向的搜索范围为 $\theta \in [\theta_1, \theta_2]$, 搜索步进为 $\Delta\theta$, 则卫星信号搜索算法的实现步骤如下:

$$\mathbf{S}_t = [1, e^{j\omega_t}, \dots, e^{j(N-1)\omega_t}]^T$$

$$\text{for } \theta = \theta_1, \Delta\theta, 2\Delta\theta, \dots, \theta_2$$

$$\mathbf{S}_s = [1, e^{j\omega_s}, \dots, e^{j(M-1)\omega_s}]^T$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{S}_s \otimes \mathbf{S}_t$$

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{b}$$

2 降维空时波束形成算法

为了有效抑制宽带干扰, 需要求出干扰子空间的零空间, 那么首先就需要求出干扰子空间。为了降低运算量, 考虑采用降维 MSNWF 处理求出干

扰子空间。MSNWF 降维的主要思想是对输入数据进行多次正交投影分解,每次正交分解可以得到两个子空间,一个子空间平行于期望信号与上一次输入数据的互相关矢量,另一个正交于这个子空间;然后再对与互相关矢量正交的子空间作同样的分解,依次逐级分解下去。经过 $D(D \leq MN)$ 次分解等价于用一个 $MN \times D$ 维的矩阵 T 对输入数据进行预滤波,这样输入数据由 MN 维被压缩成 D 维,相应的协方差矩阵也被压缩成 $D \times D$ 维。后续的所有处理可以在更低维数上进行,从而降低了算

法的运算量,提高了算法的实时性。

MSNWF 为开环结构滤波, D 阶 MSNWF 结构如图 3 所示。图中 w_i, d_i 和 ε_i 分别表示第 i 级维纳滤波的权系数,期望信号和滤波误差; h_i 表示第 i 级匹配滤波器,为前一级期望信号和输入数据的互相关的归一化矢量,即 $h_i = r_{x_{i-1}d_{i-1}} / \sqrt{r_{x_{i-1}d_{i-1}}^H r_{x_{i-1}d_{i-1}}}$ 为第 i 级阻塞矩阵,满足 $B_i h_i = 0$,用于“阻塞” $r_{x_{i-1}d_{i-1}}$ 中的信号分量。阻塞矩阵的选择方法较多,最佳选择为 $B_i = I - h_i h_i^H$,此时匹配滤波器是单位正交的^[13]。

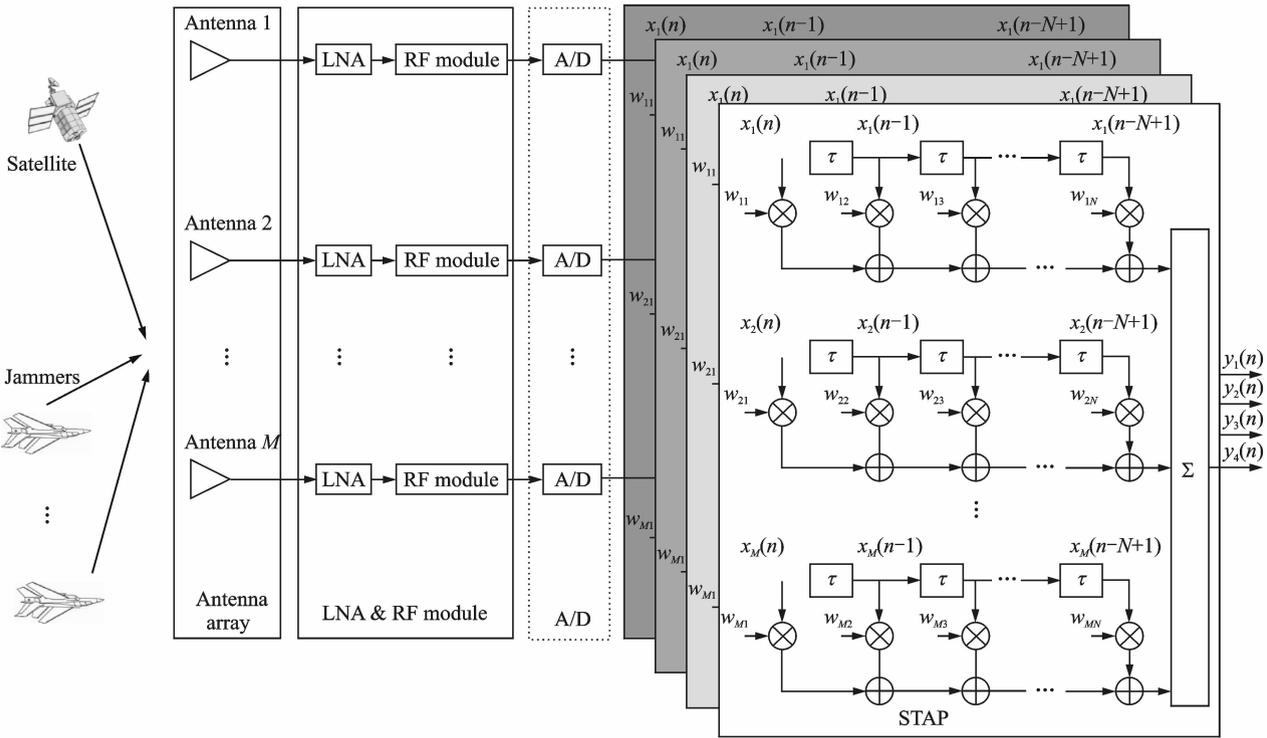


图 2 基于多个单约束空时波束形成算法的并行滤波方法

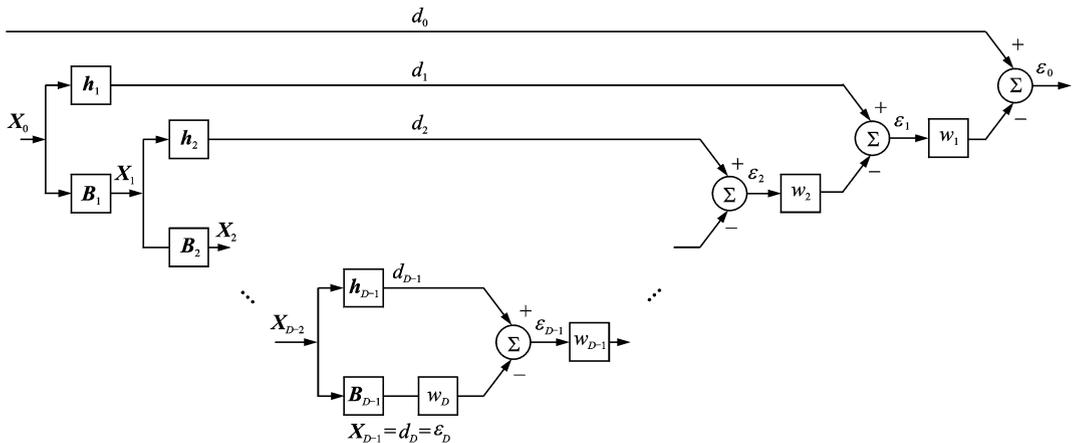


图 3 MSNWF 结构

经公式推导,可知多级嵌套维纳滤波各级匹配滤波器张成的子空间满足^[3,14-15]

$$\Phi_J = \text{span}\{\mathbf{h}_1 \quad \mathbf{h}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{h}_D\} = \text{span}\{\mathbf{e}_1 \quad \mathbf{e}_2 \cdots \mathbf{e}_D\} \quad (12)$$

$U_J = \{\mathbf{e}_1 \quad \mathbf{e}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{e}_D\}$ 表示干扰信号子空间,令 $A_J = \{\mathbf{h}_1 \quad \mathbf{h}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{h}_D\}$ 。可以采用 QR 分解来求解 A_J 零空间的正交基矢量^[16]。 $A_J = QU$,其中列正交矩阵 Q 为 $MN \times MN$ 维,上三角矩阵 U 为 $MN \times D$ 维,由于 A_J 是一个列满秩矩阵,设矩阵 Q 的列矢量表示为 $Q = [\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \cdots, \mathbf{q}_{MN}]$,那么

$$\Phi_J = \text{span}\{\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \cdots, \mathbf{q}_D\} \quad (13)$$

由于矩阵 Q 是一个正交矩阵,所以它的后 $MN-D$ 个列矢量张成的空间与前 D 个矢量所张成的空间正交,所以这 $MN-D$ 个正交矢量可以作为 A_J 的正交基矢量,其矩阵形式可以表示为

$$\mathbf{H} = [\mathbf{q}_{D+1}, \mathbf{q}_{D+2}, \cdots, \mathbf{q}_{MN}] \quad (14)$$

在求得 $MN-D$ 个正交基矢量以后,需要在 A_J 的零空间中获时空时二维权矢量 \mathbf{w} ($MN \times 1$ 维), $\mathbf{d} = [d_1, d_2, \cdots, d_{MN-D}]^T$,对正交基进行线性组合,可得

$$\mathbf{w} = \mathbf{H}[d_1, d_2, \cdots, d_{MN-D}]^T = \mathbf{H}\mathbf{d} \quad (15)$$

如果要求波束在期望信号方向增益最大,则需要使得 $\mathbf{w} = \mathbf{a}(\theta_0, f_c)$,也就是 $\mathbf{H}\mathbf{d} = \mathbf{a}(\theta_0, f_c)$, θ_0 为卫星信号的来向, f_c 为卫星信号的载频。系数矩阵 \mathbf{H} 为列满秩的超定方程,所以矢量 \mathbf{d} 可以用最小二乘法(LS)求得^[17]

$$\mathbf{d} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{a}(\theta_0, f_c) \quad (16)$$

代入式(15),可以得到最后的权矢量

$$\mathbf{w} = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{a}(\theta_0, f_c) \quad (17)$$

假定卫星信号来向的搜索范围为 $\theta \in [\theta_1 \quad \theta_2]$,搜索步进为 $\Delta\theta$,卫星信号快速搜索算法的实现步骤如下:

(1) 迭代初始化:

$$d_0(k) = \mathbf{h}_0^H \mathbf{X}(k)$$

$$\mathbf{X}_0(k) = \mathbf{X}(k) - \mathbf{h}_0 d_0(k)$$

(2) 前向迭代过程:

$$\text{for } i=1, 2, \cdots, D, D+1$$

$$\delta_i = \|E[d_{i-1}^*(k) \mathbf{X}_{i-1}(k)]\|$$

$$\mathbf{h}_i = E[d_{i-1}^*(k) \mathbf{X}_{i-1}(k)]/\delta_i$$

$$d_i(k) = \mathbf{h}_i^H \mathbf{X}_{i-1}(k)$$

$$\mathbf{X}_i(k) = \mathbf{X}_{i-1}(k) - \mathbf{h}_i d_i(k)$$

(3) 卫星信号搜索过程:

$$A_J = [\mathbf{h}_1 \quad \mathbf{h}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{h}_D] = QD$$

$$Q = [\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \cdots, \mathbf{q}_{MN}]$$

$$\mathbf{H} = [\mathbf{q}_{D+1}, \mathbf{q}_{D+2}, \cdots, \mathbf{q}_{MN}]$$

$$\mathbf{H}_p = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$$

for $\theta = \theta_1, \Delta\theta, 2\Delta\theta, \cdots, \theta_2$

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{H}_p \mathbf{a}(\theta, f_c)$$

比较基于约束空时滤波算法的卫星信号搜索标法和卫星信号快速搜索算法的计算过程可以发现,前者算法中,每搜索一个角度,都要做两次矩阵求逆,每次直接矩阵求逆需要 $O(M^3 N^3)$ 运算量,实际工程中很难实现;相比之下,本文算法每次首先做一次 QR 分解。如果采用经典 Householder 变换方法,需要 $O(M^2 N^2)$ 复杂度的计算量,如采用快速 Householder QR 分解算法和求解三角矩阵方程的回代结合的综合方法,只需要 $O(MN)$ 复杂度的计算量。之后每搜索一个角度,需要 $O(MN)$ 复杂度的计算量。从第二次搜索开始,可直接利用首次搜索的 QR 分解结果,即只需要 $O(MN)$ 复杂度的计算量。因此,前者算法的计算量与本文算法不在一个数量级上。

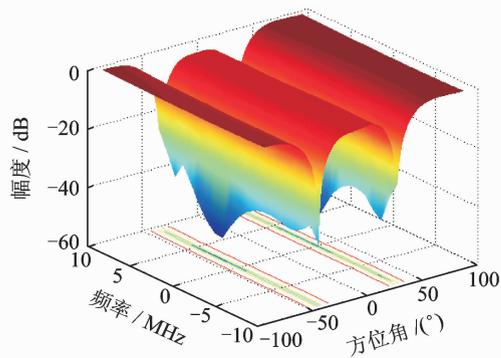
3 仿真实验与结果分析

为了验证本文提出的可用于快速搜索卫星信号的降维空时波束形成算法的有效性,下面对其性能进行了如下仿真验证。

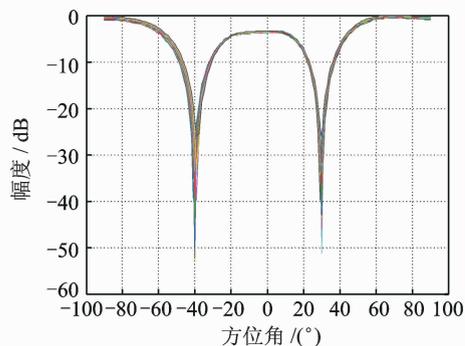
3.1 仿真实验 1: 抗干扰性能比较

天线阵采用 4 阵元均匀线阵,延时抽头数为 6。卫星信号波达方向是 0° ,输入信噪比为 -32 dB;宽带干扰方向为 -40° 和 30° ,带宽为 20 MHz,输入干信比为 60 dB。实验中比较了功率倒置空时处理算法、传统 LCMV 空时抗干扰算法以及本文提出算法的性能,实验结果如图 4~6 所示。

由图 4~6 得仿真结果可以看出,3 种算法在干扰方向产生均产生较深的零陷,其中功率倒置算法由于没有对卫星信号方向进行约束,因而在卫星信号方向上的增益没有另外两种算法大。表 1 给出了 3 种算法抑制干扰后的性能参数,即 SINR,信号干扰比(Signal to interference ratio, SIR),信号噪声比(Signal noise ratio, SNR)的比较。由表可以看出,本文算法和传统 LCMV 空时抗干扰算法由于对卫星信号的方向进行了约束,因而输出 SINR 明显高于功率倒置算法,其中本文算法相比功率倒置算法输出 SINR 改善接近 6 dB。相比传

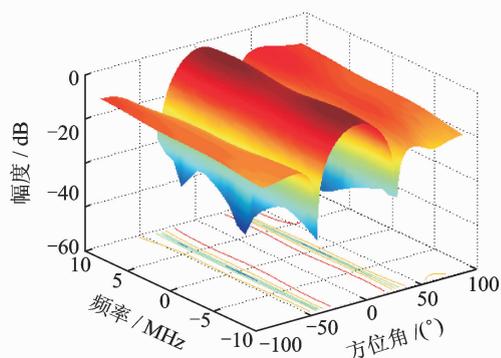


(a) 方向图

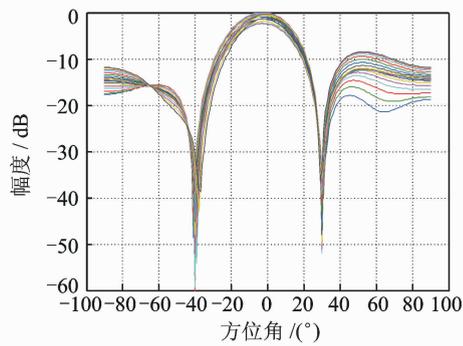


(b) 侧视图

图 4 功率倒置法的方向图及侧视图

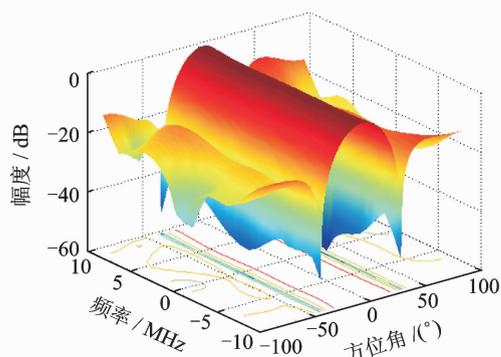


(a) 方向图

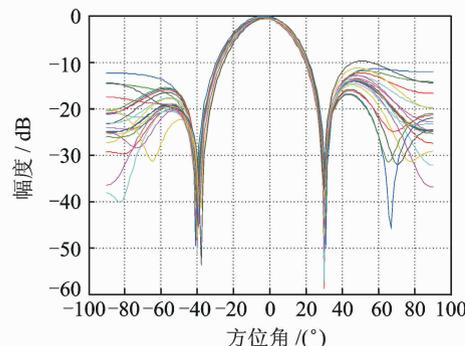


(b) 侧视图

图 6 本文算法的方向图及侧视图



(a) 方向图



(b) 侧视图

图 5 传统 LCMV 空时抗干扰算法的方向图及侧视图

统 LCMV 空时抗干扰算法,本文算法虽然性能仅仅恶化了 1 dB,但却换来了运算量的大大降低。

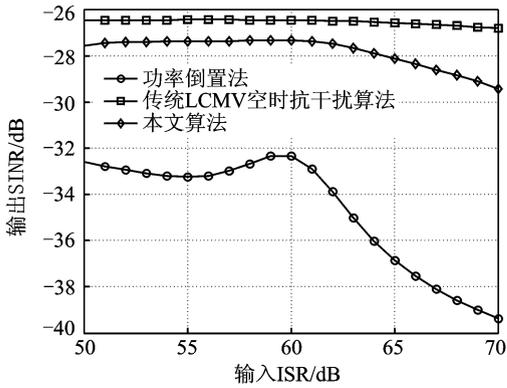
表 1 滤波性能比较

评价参数	输出 SINR/ dB	输出 SIR/ dB	输出 SNR/ dB
功率倒置算法	-32.345 3	-27.798 9	-30.467 5
传统 LCMV 空时 抗干扰算法	-26.465 9	-14.868 1	-26.154 4
本文算法	-27.330 0	-16.641 5	-26.942 6

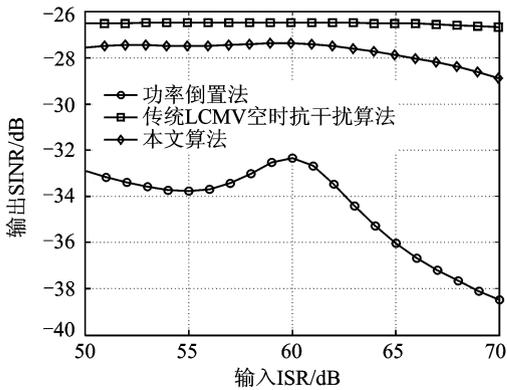
3.2 仿真实验 2: 输出信干噪比与输入干信比关系仿真

仿真时,假定 30°方向的宽带干扰为干扰 1, -40°方向的宽带干扰为干扰 2,图 7 给出了干扰 1 和干扰分别变化时,3 种算法输出 SINR 的性能参数比较。仿真时的其他条件与仿真实验 1 一致。

由图 7 可以看出,相比传统 LCMV 空时抗干扰算法,在干信比 (Interference to signal ratio, ISR) ≤ 60 dB 时,本文算法虽然性能仅仅恶化了 1 dB;随着干扰的进一步增强,本文算法性能有所下降,主要是由于本文算法没有完全估计出干扰子空间,导致干扰抑制不彻底造成的。即使如此,在 ISR = 70 dB 时,本文算法相比传统 LCMV 空时抗干扰算法,性能恶化也只有 2 dB,但相比功率倒置算法,性能却改善很多。



(a) 干扰1强度变化时不同抗干扰算法的性能



(b) 干扰2强度变化时不同抗干扰算法的性能

图7 不同抗干扰算法的性能比较

4 结 论

本文分析了可用于快速搜索卫星信号的降维空时波束形成算法,给出了该算法的具体实现流程。理论分析和仿真验证表明:(1)本文提出的算法在搜索卫星信号时,运算量远远小于传统 LCMV 空时抗干扰算法,具有较好的工程可实现性;(2)本文提出的算法性能明显好于功率倒置空时算法,仅仅稍逊于传统 LCMV 空时抗干扰算法。本文提出的算法综合考虑抗干扰算法的性能以及工程可实现性,对卫星导航抗干扰接收机的设计具有重要的理论参考价值和工程应用价值。

参考文献:

- [1] Fante R L, Vaccaro J J. Wideband cancellation of interference in a GPS receive array[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2): 549-564.
- [2] Frost O L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing [J]. Proceedings of the IEEE, 1972, 60(8): 926-935.
- [3] Goldstein J S, Reed I S, 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.

- [4] Myrick W L, Zoltowski M D, Goldstein J S. Anti-jam space-time preprocessor for GPS based on multistage nested Wiener filter[C]// Military Communications Conference Proceedings, MILCOM '99. Atlantic City, New Jersey: IEEE, 1999: 675-681.
- [5] Myrick W L, Zoltowski M D, Goldstein J S. Low-sample performance of reduced-rank power minimization based jammer suppression for GPS[C]// Sixth IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Parsippany, NJ: IEEE, 2000: 93-97.
- [6] Myrick W L, Zoltowski M D, Goldstein J S. GPS jammer suppression with low-sample support using reduced-rank power minimization[C]// Tenth IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing. Pocono Manor, Pennsylvania: IEEE, 2000: 514-518.
- [7] Myrick W L, Zoltowski M D, Goldstein J S. Exploiting conjugate symmetry in power minimization based pre-processing for GPS: Reduced complexity and smoothness[C]// 2000 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Istanbul, Turkey: IEEE, 2000: 2833-2836.
- [8] Myrick W L, Goldstein J S, Zoltowski M D. Low complexity anti-jam space-time processing for GPS [C]// 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Salt Lake City, Utah: IEEE, 2001: 2233-2236.
- [9] 张琳. 卫星导航系统接收机抗干扰关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2007. Zhang Lin. Research on key technology of anti-interference satellite navigation receiver [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2007.
- [10] Compton R T. The power inversion adaptive array: Concept and performance[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1979, 15(6): 803-814.
- [11] Berefelt F, Boberg B, Eklöf F, et al. INS/GPS integration with adaptive beamforming[C]// Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003). Portland, OR: [s. n.], 2001: 1096-1106.
- [12] 王纯, 张林让, 黄庆东, 等. GPS接收机的多星盲干扰抑制方法[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 3(33): 490-494. Wang Chun, Zhang Linrang, Huang Qingdong,

- et al. Blind interference suppression method for multiple desired satellite in GPS receiver[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2011, 3(33): 490-494.
- [13] 任超, 吴嗣亮, 王菊, 等. 抑制快速运动宽带干扰的稳健波束形成算法[J]. *系统仿真学报*, 2009(13): 1381-1385.
- Ren Chao, Wu Siliang, Wang Ju, et al. Robust adaptive beamforming algorithm for suppressing fast-moving broadband jamming[J]. *Journal of System Simulation*, 2009(13): 1381-1385.
- [14] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- Zhang Xianda. *Matrix analysis and application* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.
- [15] Huang L, Long T, Wu S. Source enumeration for high-resolution array processing using improved Gerchgorin radii without eigendecomposition[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(12): 5916-5925.
- [16] Honig M L, Goldstein J S. Adaptive reduced-rank interference suppression based on the multistage Wiener filter[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2002, 50(6): 986-994.
- [17] 任超, 吴嗣亮, 王菊, 等. 基于空时处理的稳健自适应波束形成算法[J]. *电子与信息学报*, 2009, 31(6): 1381-1385.
- Ren Chao, Wu Siliang, Wang Ju, et al. A robust adaptive beamforming algorithm based on space-time processing[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(6): 1381-1385.