

一种基于多级维纳滤波的改进空时抗干扰算法^①

杨 阳, 文晓聪, 李立欣, 张会生

(西北工业大学 电子信息学院, 西安 710072)

摘 要: 传统的空时自适应处理(STAP)算法不仅计算量大, 而且不能抑制与导航信号来自同一方向的窄带干扰. 针对此问题, 提出了一种改进的 STAP 抗干扰算法, 将时频域结合的 IIR 格型陷波器与改进 MSNWF 的功率倒置算法相结合, 通过 IIR 格型陷波器预测并抑制窄带干扰, 通过改进 MSNWF 抑制宽带干扰并实现降维处理. 这种新的算法不仅能更有效地抑制窄带和宽带干扰, 而且提升了计算速度和输出信干噪比(SINR).

关键词: GPS 抗干扰; 空时自适应处理; 多级维纳滤波器; 陷波滤波器

Improved GPS Anti-jam Space-Time Adaptive Algorithm Based on MSNWF

YANG Yang, WEN Xiao-Cong, LI Li-Xin, ZHANG Hui-Sheng

(School of Electronic and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: Traditional space-time adaptive processing (STAP) algorithm does not only have a big computation, but also cannot suppress the multiple narrowband jammer and the narrowband jammer which come from the same direction with the useful signal. To deal with these problems, an improved GPS anti-jam multistage nested Wiener filter (MSNWF) method which combines with multistage IIR lattice notch filter is proposed. The narrow-band jammer can be forecast and suppressed by using IIR lattice notch filter. The amount of computation can be reduced by using the improved MSNWF. The new method which can not only suppress both narrowband and broadband jammer effectively, but also improve the computation speed and SINR.

Key words: GPS anti-jam; space-time adaptive processing; multistage nested Wiener filter; notch filter

空时自适应处理(STAP)技术在 1972 年被 Frost 首次提出^[1]. 起初 STAP 技术由于其优良的抗干扰特性, 被应用在雷达、导航等一些相关领域. 随着 GPS 系统在 20 世纪 90 年代末逐渐成熟, 直到 2000 年 STAP 技术才首次被应用在 GPS 抗干扰接收机上^[2]. 虽然 STAP 技术有很好的抗干扰性能, 但是 STAP 算法对于降维过程并不敏感, 导致其计算量和所需存储空间都很大. 为了获得更好的工程应用效果, 尤其是在高动态下接收快速变化的信号, STAP 技术需要一个低维自适应滤波方法. 多级维纳滤波(MSNWF)技术就是一个有效的自适应滤波降维方法. 因为其先天优势, MSNWF 算法不用进行协方差矩阵求逆和特征值的分解的计算, 所以它的计算复杂度被大大降低. 1999 年, MSNWF 自适应处理算法首次被 Myrick 等人提出并得到了广泛的

应用^[3]. Werner 等人^[4]将 Householder 算法(又称初等反射算法)引入 MSNWF 算法中, 进一步降低了 MSNWF 算法计算复杂度.

除此之外, 迭代最优^[6,7]算法, 最小均方(LMS)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^[8,9]. 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, 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^[10].

^① 基金项目:陕西省自然科学基金(2012JQ8025)

收稿时间:2013-07-08;收到修改稿时间:2013-09-04

而干扰信号的方向与导航信号相同的时候, 会在其来波方向产生很深的零陷, 导致大量的导航信号被抑制. 文献[11]提出了结合 IIR 陷波滤波器和空时 FIR 滤波器的 STAP 算法, 可以解决这方面的问题. 但是由于 FIR 滤波器抽头的限制, 自适应处理器的频率分辨率很低, 同时由于窄带干扰的频谱和统计特性是未知的, 因此该方法不适合捕获快速变化的信号. 基于上述问题, 本文提出了一种改进的方法, 这种方法结合了级联的时频域 IIR 格型陷波器和改进的 MSNWF 算法, 通过时频域 IIR 格型陷波器有效地估计窄带干扰的频率并通过频率估计误差确定陷波带宽, 自适应地调整 IIR 格型陷波器的参数^[12]; 通过改进的 MSNWF 降维算法降低计算量. 同时功率倒置算法又是等效最大信噪比准则(MSINR)的自适应算法, 对接收机后续的捕获、跟踪提供了稳定的方案^[13].

1 传统STAP算法

如果没有惯性导航系统外部辅助, 干扰信号的数

量和形成方式是不能通过 GPS 接收机提前预知的, 这就需要抗干扰算法能够预测并有效地抑制来自不同方向角的干扰. 在 STAP 算法中, 功率倒置算法是基于最小方差无偏响应(MVDR)准则并且等价于最大输出信噪比准则, 有利于后续信号的捕获与跟踪^[13]. 因此本文以功率倒置算法为基础对 STAP 技术进行研究.

图 1 是传统 STAP 算法的结构框图. 空时自适应处理器由 M 个阵列元素组成, $2 \sim M$ 通道由 P 次 FIR 滤波器组成, $\omega = [1, \omega_{21}, \omega_{22}, \dots, \omega_{2N}, \dots, \omega_{MN}]^T$. 功率倒置算法使输出总功率 $P_{out} = E\{|y(k)|^2\}$ 最小化, 同时保证期望信号 s 的阵列增益不变. 传统 STAP 算法是在干扰方向上形成零陷, 零陷的宽度由干扰信号的谱宽决定. 干扰信号的功率越强, 零陷的深度越深. 卫星导航信号到达接收机的功率非常微弱, 一般小于噪声功率 20~30dB, 功率倒置算法对导航信号的影响很小. 因此, 功率倒置算法也等价于最大输出信噪比算法.

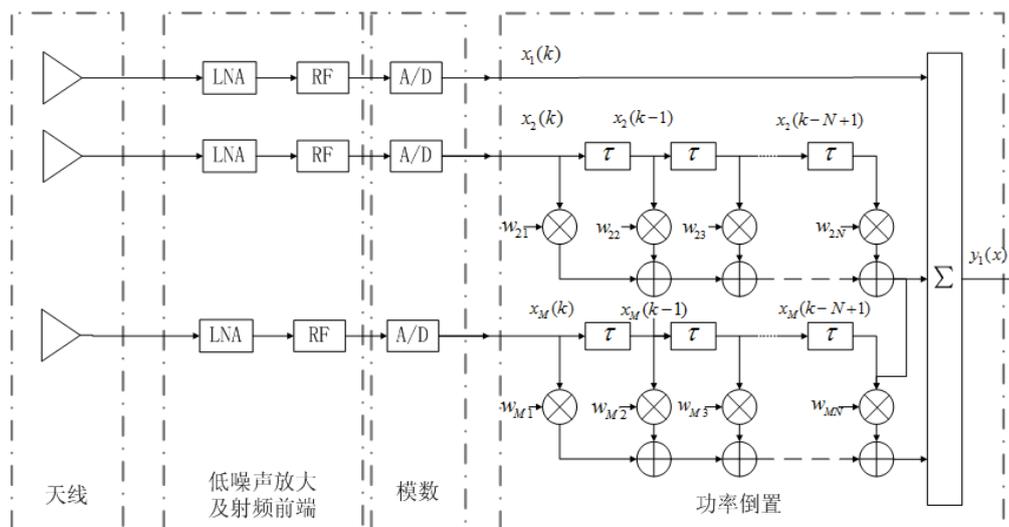


图 1 基于功率倒置算法 STAP 的结构框图

如果没有限制, 当 $\omega = 0$ 时, P_{out} 最小, 结果没有意义, 所以必须要有限制条件. 限制条件是 $\omega^H s = \text{常数}$, s 是期望信号向量. 不失一般性, 令常数值为 1, 那么最优化准则为:

$$P_{out} = E\{|y(k)|^2\} \tag{1}$$

$$s.t. \omega^H \bar{s} = 1$$

从式(1)中可看出, 功率倒置算法本质上是一种有严格约束条件($\omega^H s = 1$)的自适应算法.

如果 $s = [1, 0, 0, \dots, 0]^T$, 那么权向量是一个 MN 维向量 $\omega = [1, \omega_{21}, \omega_{22}, \dots, \omega_{2N}, \dots, \omega_{MN}]^T$

$$\begin{aligned} \text{Min}(\xi) &= E\{|y(k)|^2\} \\ &= E\{|x_1(k) + \omega_{21}x_2(k) + \dots + \omega_{2N}x_2(k - N + 1) + \dots \\ &\quad + \omega_{M1}x_M(k) + \dots + \omega_{MN}x_M(k - N + 1)|\} \tag{2} \\ &= E\{|x_1(k) + \omega_{Min}^H X_M(k)|^2\} \\ &= r_{x_1 x_1} + 2\omega_M^H r_{x_M x_1} + \omega_M^H R_{x_M x_M} \omega_M \end{aligned}$$

其中:

$$r_{X_M X_1} = E[X_M(k)X_1^H(k)], r_{X_1 X_1} = E[X_1(k)X_1^H(k)],$$

$$X_M(k) = [x_2(k), x_2(k-1), \dots, x_2(k-N+1), \dots, x_M(k),$$

$$x_M(k-1), \dots, x_M(k-N+1)]^T,$$

$$R_{X_M X_M} = E[X_M(k)X_M^H(k)]$$

如果 ξ 取最小值那么加权为 ω_{Mopt} , 令 ω_M 的梯度为 0, 那么

$$\nabla \omega_M \xi = 2r_{X_M X_1} + 2R_{X_M X_M} \omega_M = 0 \quad (3)$$

$$R_{X_M X_M} \bar{\omega}_M = -r_{X_M X_1} \quad (4)$$

$$\bar{\omega}_{Mopt} = -R_{X_M X_M}^{-1} r_{X_M X_1} \quad (5)$$

最佳加权为:

$$\bar{\omega}_{opt} = [1, \bar{\omega}_{Mopt}]^T = [1, -R_{X_M X_M}^{-1} r_{X_M X_1}]^T \quad (6)$$

2 改进的STAP算法

如果同时存在窄带和宽带干扰, 尤其是窄带干扰信号与导航信号来自同一个方位, 那么空时 FIR 滤波器的性能将会大大降低. 此外, 根据式(6), 传统 STAP 算法的计算量很大, 因此本文提出使用级联的时频域 IIR 格型陷波器和基于改进的 MSNWF 的功率倒置算法相结合的算法.

2.1 基于时频域 IIR 格型滤波器

在窄带干扰抑制中, 除了零陷的深度和宽度, 陷波滤波器的相位特性影响相关输出的信干噪比. 本文采用工程上运用非常广泛的 2 阶 IIR 格型陷波器. IIR 格型陷波器转换方程为:

$$H(z) = \frac{(z - z_{o1})(z - z_{o2})}{(z - z_{p1})(z - z_{p2})} \quad (7)$$

其中, Z_{o1}, Z_{o2} 为零点, Z_{p1}, Z_{p2} 为极点. 如果 $z_{o1,2} = e^{\pm j\omega_0}$, $z_{p1,2} = \alpha e^{\pm j\omega_0}$, 那么转换方程可以写为

$$H(z) = \frac{(z - e^{j\omega_0})(z - e^{-j\omega_0})}{(z - \alpha e^{j\omega_0})(z - \alpha e^{-j\omega_0})} = \frac{1 + \alpha}{2} \frac{1 - 2\beta z^{-1} + z^{-2}}{1 - \beta(1 + \alpha)z^{-1} + \alpha z^{-2}} \quad (8)$$

其对应结构如图 2 所示.

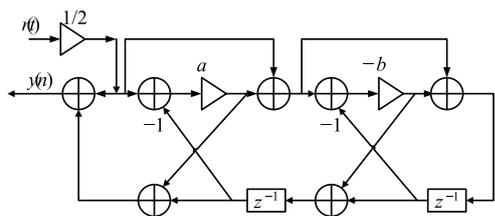


图 2 2 阶 IIR 格型陷波器

β 决定陷波频率, 令 ω_0 为陷波频率

$$\omega_0 = \cos^{-1}(-\beta) \quad (9)$$

其中 α 是陷波滤波器的结构因子 $\alpha < 1$.

图 3 所示的是本文提出的时域与频域相结合的窄带干扰抑制原理框图. 接收到的卫星导航信号经 A/D 转换后分为两路, 分别送入频域处理模块和时域处理模块. 其中, 频域处理模块由最优加窗模块、FFT 变换模块、干扰检测模块、频谱校正模块和 IIR 陷波系数生成模块组成. 时域处理部分由 IIR 格型陷波模块构成^[12].

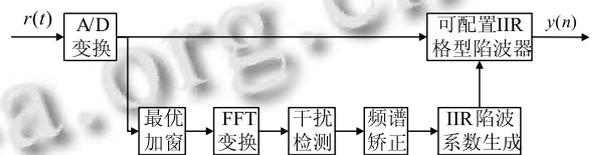


图 3 改进的时域频域相结合的 IIR 陷波器框图

2.2 改进的 MSNWF 算法

文献[3]介绍了 MSNWF 算法从一定程度上减轻了空时处理的计算复杂度, 但运算量仍然偏大. 以下提出一种对 MSNWF 前向递推算法过程进行改进的新方法, 可以进一步降低空时处理的运算量. 相对传统 MSNWF 的降维方法来说, 具有更小的运算量, 更短的响应时间^[14].

对于高斯过程来说, 最小化均方误差与最大化互信息量是等价的. 这种思想就可以通过维纳滤波器的多级分解实现. 具体的原理是在每一级将前一级的输出作为这一级的输入分解成两个子空间. 一个子空间指向前一级的互相关矢量, 另一个子空间与它正交. 与互相关矢量正交的数据也同样被一级级的分解, 数据的维数也就随之降低了. 这种维纳滤波器的形状就像金字塔, 如图 4 所示, 其作用类似于滤波器组. 具体推导原理可参照文献[3].

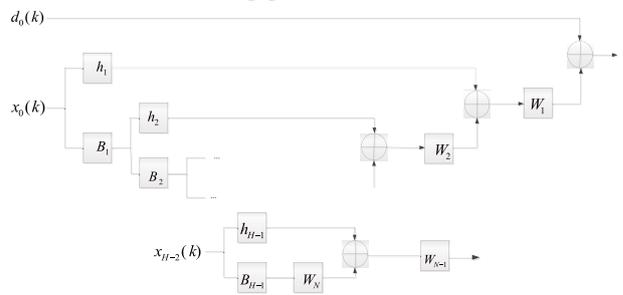


图 4 多级维纳滤波器原理

MSNWF 前向递推的迭代过程可以通过变形而得

到简化, 具体步骤如下:

设 $t_1 = h_1$, 已知 $\|h_1\| = 1$.

将式 $h_i = \frac{r_{x_{i-1}d_{i-1}}}{\sqrt{r_{x_{i-1}d_{i-1}}^H r_{x_{i-1}d_{i-1}}}}$ 改为:

$$h_i = \frac{B_{i-1} R_{x_{i-2}} h_{i-1}}{\|B_{i-1} R_{x_{i-2}} h_{i-1}\|} \quad (10)$$

所以

$$t_2 = B_1 h_2 = B_1 B_1^H R_{x_0} h_1 / \|B_1^H R_{x_0} h_1\| \quad (11)$$

而已知

$$B_1 = null(h_1) \quad (12)$$

将(12)代入(11)有:

$$t_2 = \frac{(I - t_1 t_1^H) R_{x_0} t_1}{\|B_1^H R_{x_0} t_1\|} = \frac{(I - t_1 t_1^H) R_{x_0} t_1}{\|B_1 B_1^H R_{x_0} t_1\|} k_1 = \frac{(I - t_1 t_1^H) R_{x_0} t_1}{\|(I - t_1 t_1^H) R_{x_0} t_1\|} k_1 \quad (13)$$

其中

$$k_1 = \frac{\|B_1 B_1^H R_{x_0} t_1\|}{\|B_1^H R_{x_0} t_1\|} \quad (14)$$

令

$$f_2 = (I - t_1 t_1^H) R_{x_0} t_1 \quad (15)$$

则

$$t_2 = \frac{f_2}{\|f_2\|} k_1 \quad (16)$$

同样, 令

$$f_3 = (I - t_1 t_1^H - t_2 t_2^H) R_{x_0} t_2 \quad (17)$$

则

$$t_3 = k_2 f_3 / \|f_3\| \quad (18)$$

以此类推, 到第 p 级有:

$$f_p = (I - \sum_{i=1}^{p-1} t_i t_i^H) R_{x_0} t_{p-1} \quad (19)$$

其中

$$t_p = \frac{f_p}{\|f_p\|} k_{p-1} \quad (20)$$

$$k_{p-1} = \frac{\|\prod_{i=1}^{p-1} B_i \prod_{i=p-1}^1 B_i^H R_{x_0} t_p\|}{\|\prod_{i=p-1}^1 B_i^H R_{x_0} t_p\|} \quad (21)$$

直到 $\|f_p\| = 0$.

初始化 $t_1 = h_1$, $g_1 = I$, 前向迭代算法为:

$$\begin{aligned} g_p &= g_{p-1} - t_{p-1} t_{p-1}^H \\ f_p &= g_p R_{x_0} t_{p-1} \\ t_p &= k_{p-1} f_p / \|f_p\| \\ &\text{直到 } \|f_p\| = 0. \end{aligned}$$

MSNWF 与改进算法前向迭代主要步骤具体的比较如表 1、表 2 所示.

表 1 MSNWF 与改进算法前向迭代步骤

原 MSNWF 算法	改进 MSNWF 算法
初始化 $t_1 = h_1$, $B_1 = null(h_1)$, $i = 2, 3 \dots N$ 迭代直到 $\ h_i\ = 0$	初始化 $t_1 = h_1, g_1 = I$ $i = 2, 3 \dots N$ 迭代直到 $\ f_i\ = 0$
迭代步骤	迭代步骤
1、 $h_i = B_{i-1} R_{x_{i-2}} h_{i-1} / \ B_{i-1} R_{x_{i-2}} h_{i-1}\ $	1、 $g_i = g_{i-1} - t_{i-1} t_{i-1}^H$
2、 $B_i = null(h_i)$	2、 $f_i = g_i R_{x_0} t_{i-1}$
3、 $t_i = \prod_{j=1}^{p-1} B_j h_p$	3、 $t_i = k_{i-1} * f_i / \ f_i\ $

表 1 给出两种方法在同为 P 级分解时, 主要步骤乘法运算量的近似概算值.

表 2 乘法运算量比较

步骤	原 MSNWF 算法	改进 MSNWF 算法
1	$2(M-1)^2 P^2 + 2(M-1)P$	$\frac{M^2 P^2 + MP}{2}$
2	$(M-1)^2 P^2 + MP$	$(M-1)^2 P^2 + (M-1)P$
3	$\frac{P+1}{2} MP^2$	$2MP^2$
总和	$3(M-1)^2 P^2 + (3M-2)P + (P+1)/2 \times MP^2$	$(1.5M^2 - 2M + 1)P^2 + (1.5M - 1)P + 2MP^2$

表 2 给出了前向迭代改进算法带来的运算量的减少, 假设 $M=8, P=5$ 结果原 MSNWF 算法计算量为 4385, 而改进 MSNWF 算法计算量为 2480. 而 M, P 的值越大, 计算量减少的越明显, 表明改进的算法可以大大减少运算量.

3 性能仿真

3.1 4 种算法比较

以下分别对 LMS、RLS、SMI 和本文提出的改进 MSNWF 进行仿真比较, 基于线性阵列, $M=8, P=5$, 其工作波长为 0.1m, 阵元间距为 0.05m, 导航信号 C/A 码的信噪比为 -20dB, 干噪比均为 30dB. 期望信号方

向为 0 度, 干扰信号方向分别是-15 度、25 度. 快拍数为 1000.

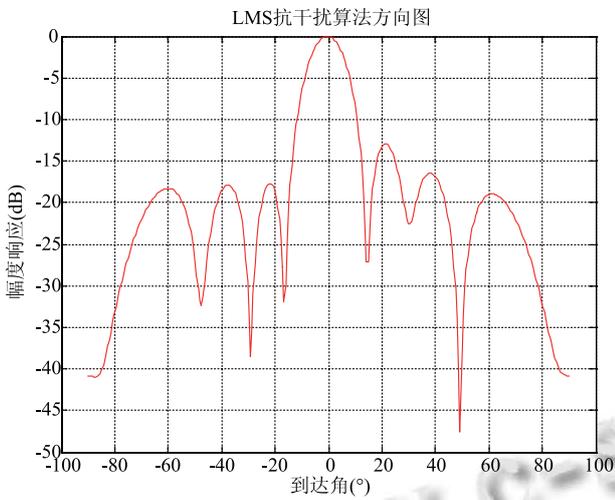


图 5 LMS 算法自适应波束形成方向图

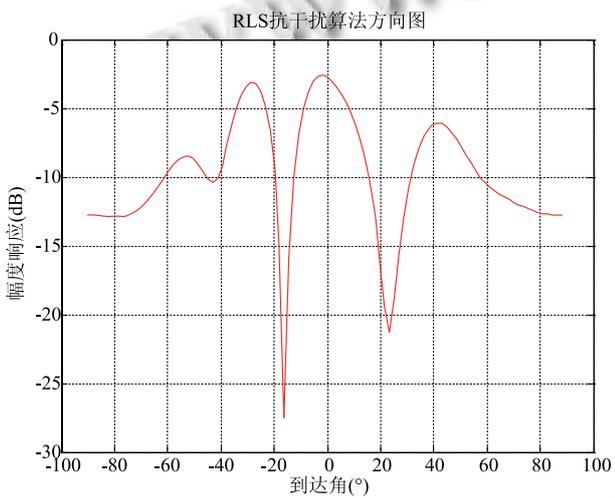


图 6 RLS 算法自适应波束形成方向图

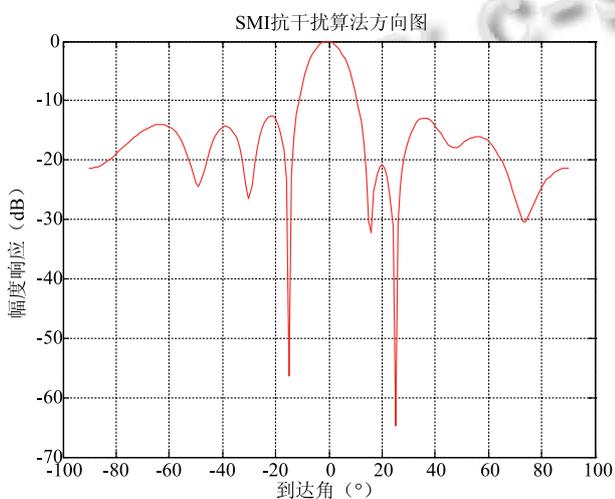


图 7 SMI 算法自适应波束形成方向图

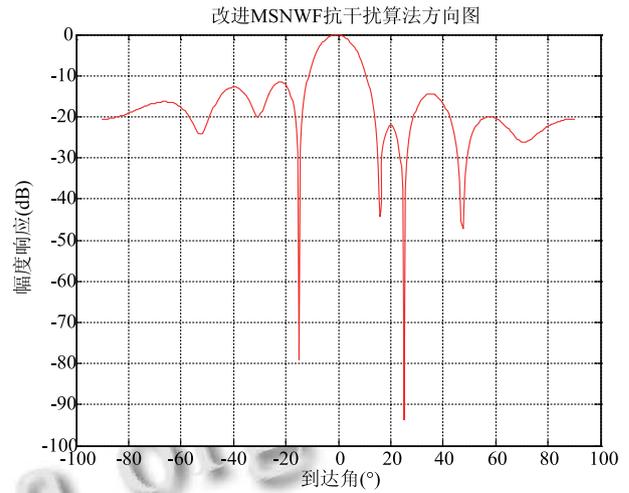


图 8 改进 MSNWF 算法自适应波束形成方向图

由以上仿真图可以看出:

1) 以上各种算法对于干扰方向都能形成零陷, 但是 LMS 和 RLS 算法在干扰方向的零陷只有不到 -35dB, 而且 LMS 算法的非干扰方向零陷反倒更深. SMI 的效果较好干扰方向零陷达到 -60dB, 而效果最好的 MSNWF 达到了将近 -90dB.

2) 从主瓣宽度来看, 除了 RLS 达到 40° 以外, 其余三种算法都只有 30°, 由于主瓣宽度越小, 信号方向越集中, 干扰对其的影响越小, 所以另外三种算法都有较好的主瓣响应.

3) 从旁瓣响应来看, 希望旁瓣峰值尽可能低, 是能量都集中在主瓣. LMS 算法的旁瓣峰值平均接近 -20dB 为最好, 而 RLS 算法只有仅仅 -5dB 最差, 几乎分不清主瓣旁瓣, 而另外两种算法居中 SMI 平均 -15dB, MSNWF 平均 -17dB.

4) 从算法的稳定度来说, 经过多次仿真, LMS 和 RLS 算法很不稳定, 每次迭代仿真出来的相差较大, 而 SMI 和 MSNWF 算法基本稳定, 尤其是 MSNWF 仿真图基本没有变化.

3.2 不同快拍数下的算法对比

为了进一步研究快拍数即采样点数对抗干扰算法的影响我们分别对 LMS、RLS、SMI 和本文提出的改进 MSNWF 进行仿真比较.

图 9~12 分别是是 LMS、RLS、SMI 与本文提出的改进 MSNWF 算法在快拍数为 500、1000、2000 时的波束形成方向图.

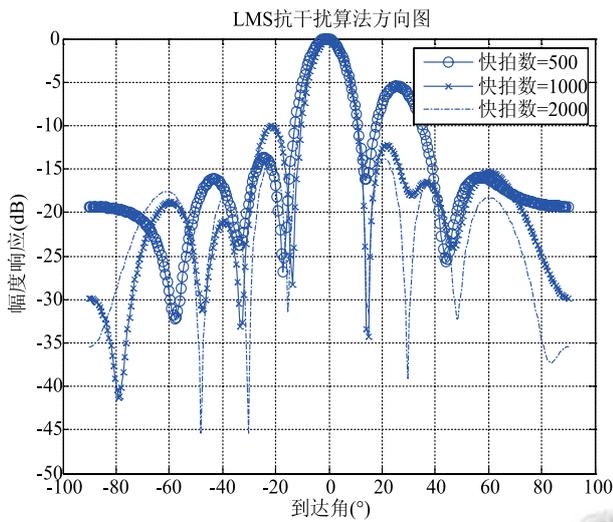


图 9 LMS 算法不同快拍数比较

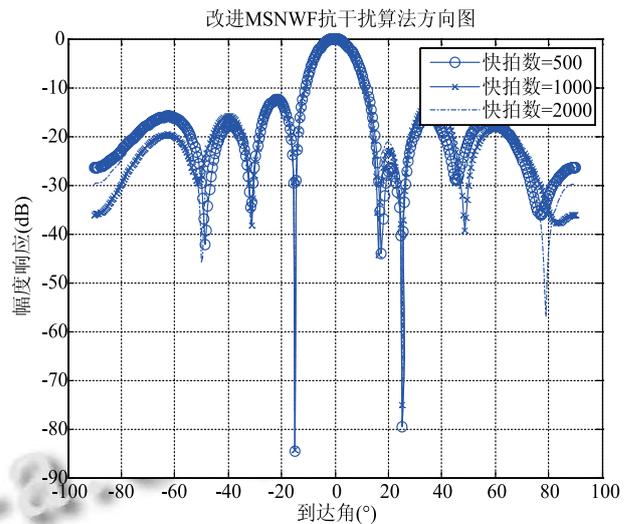


图 12 改进 MSNWF 算法不同快拍数比较

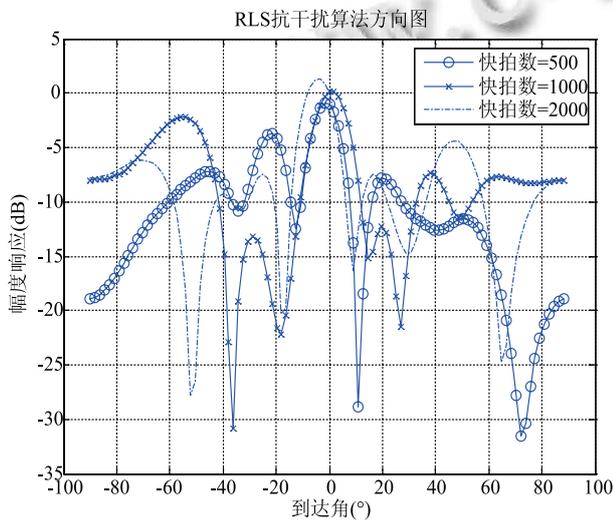


图 10 RLS 算法不同快拍数比较

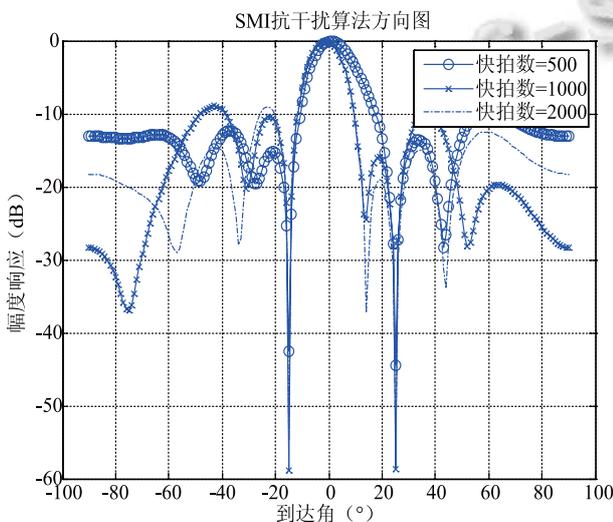


图 11 SMI 算法不同快拍数比较

由上图对比可知:

1) 整体上看,随着快拍数的增大,主瓣越来越窄,零陷越来越深,旁瓣峰值越来越低,抗干扰效果越来越好.

2) 快拍数对于 LMS 算法的影响较大,在快拍数增加的时候,LMS 算法仿真图零陷加深而且方向角更准旁瓣峰值也降低很多,抗干扰性能大幅提高.

3) 快拍数对 RLS 算法的提升虽然从图上看改变数的变化明显,但是抗干扰性能提升不大,究其原因可能是 RLS 算法的稳定性较差所致.

4) 快拍数对 SMI 性能最大的提升同时也是最明显的提升就是主瓣宽度大大减小.同时旁瓣峰值也有一定幅度的降低,性能提高显著.

5) 快拍数对改进后的 MSNWF 算法的影响并不是很明显,只是旁瓣峰值有很小成都的降低.由此可以看出改进后的 MSNWF 算法比其他三种算法更为稳定.从这点也可以看出改进后对的 MSNWF 算法的优越性.尤其是在小快拍数情况下,改进后的 MSNWF 具有非常好的抗干扰性能.

4.3 不同干噪比下的算法对比

INR(干噪比)决定着干扰信号的强度有多大,为了研究干扰信号强度对抗干扰算法的影响.图 13~16 分别对 LMS、RLS、SMI 和本文提出的改进 MSNWF 算法分别在 INR 等于 40、30、20 的情况下进行仿真比较.

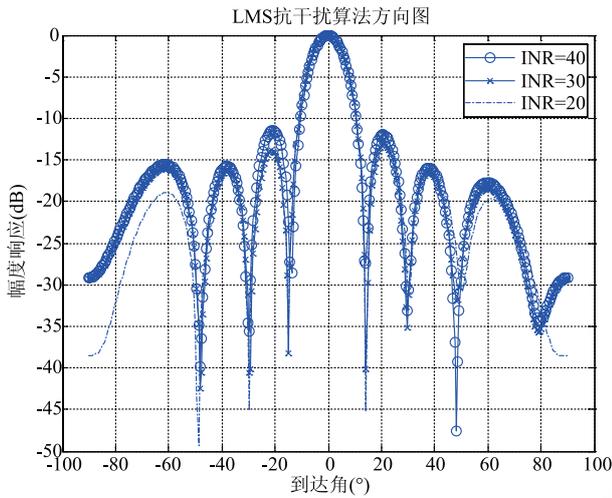


图 13 LMS 算法在不同的 INR 下的幅度响应比较

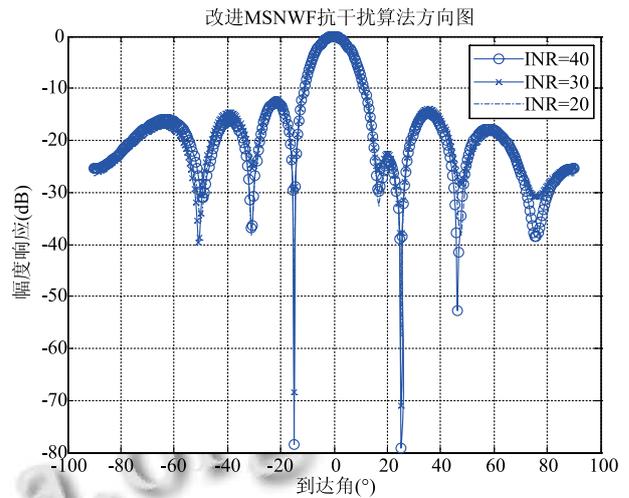


图 16 改进 MSNWF 算法在不同的 INR 下的幅度响应比较

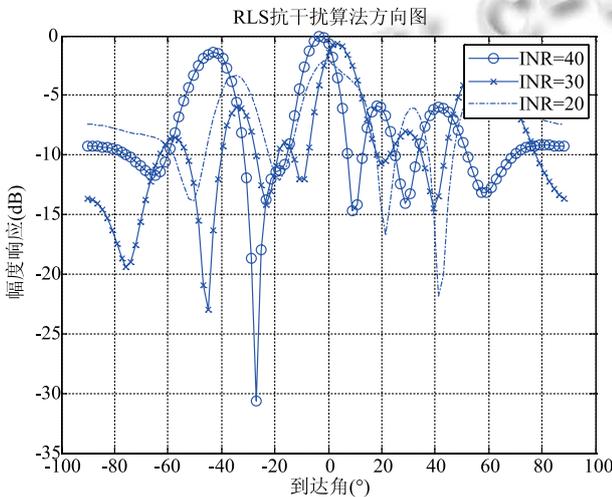


图 14 RLS 算法在不同的 INR 下的幅度响应比较

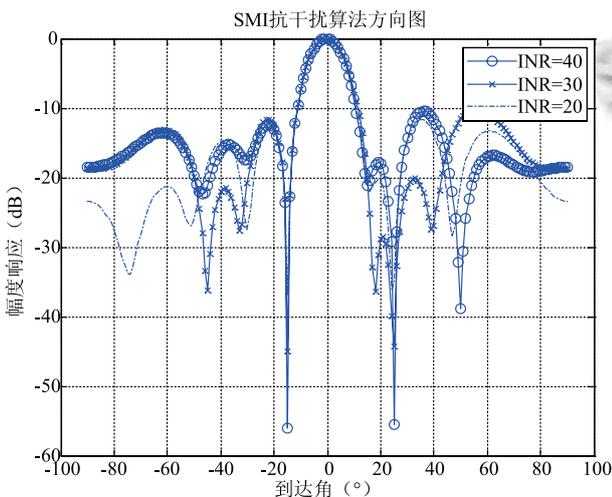


图 15 SMI 算法在不同的 INR 下的幅度响应比较

由上图可以清晰地看出:

1) 在同一算法中, INR 越大, 干扰越强, 在干扰方向形成的零陷就越深, 而在信号方向的主瓣宽度略微变窄.

2) 而对比以上 4 种算法, INR 的变化对 LMS 算法和改进的 MSNWF 的影响不大, 而对于 SMI 算法的性能改进有很大的提高. 不仅干扰方向零陷加深而且非干扰方向零陷变浅, 旁瓣峰值降低. RLS 算法同样由于其不稳定性, 随着干扰加强, 零陷失准, 旁瓣峰值增大, 抗干扰性能降低. 改进后的 MSNWF 具有最好的性能, 其性能基本不随干扰强度的变化而变化.

3.4 不同算法计算时间的对比

为了研究 4 种算法的计算速度, 仿真参数与 3.1 参数相同, 结果如表 3 所示.

表 3 4 种算法计算时间的对比

抗干扰算法	计算 100 次平均时间 (S)
LMS	2.383760
RLS	0.276516
SMI	0.046518
MSNWF	0.117221
改进 MSNWF	0.063478

3.5 当期望方向有干扰时的改进 STAP 与传统 STAP 比较

窄带干扰设置为载波频率的点频信号, 宽带干扰设置与信号带宽相同的高斯白噪声. IIR 陷波器频率估计通过累计 1024 点中频数据, 做 FFT 变换来估计. 采

用 16 元均线阵天线, 阵元间距为 $1/2$ 信号波长, 每个阵元后接级联二阶 IIR 陷波器和多级维纳滤波器, 陷波器系数中 α 选择大小为 0.96. 期望信号的波达方向 (DOA) 是 0° , 两个不相干宽带干扰波达方向分别是 20° 和 45° , 一个窄带干扰与期望信号同向为 0° . SNR 设置为 -20dB , 输入 INR 比为 30dB . 快拍数从 100 变化至 500, 改进 STAP 算法和传统 STAP 算法输出的信干噪比如图 17 所示, 改进的算法在小快拍数下有明显的优势. 随着快拍数的增加, 优势逐渐不明显.

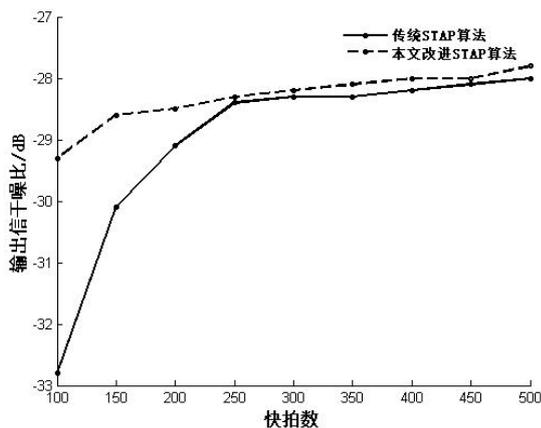


图 17 改进的 STAP 算法与传统算法的输出信噪比比较

如图 18 所示, 传统的 STAP 算法对 20° 和 45° 的宽带干扰抑制效果很好, 但是当窄带干扰和期望信号来自同方向时, 在该方向 (0°) 产生了零陷, 因此对期望信号也产生了很大的抑制.

如图 19 所示, 改进后的 STAP 算法不仅对 20° 和 45° 的宽带干扰有很好的抑制效果, 而且并没有对 0° 期望信号产生抑制, 因为同方向的窄带干扰提前已经被陷波滤波器预测并滤除.

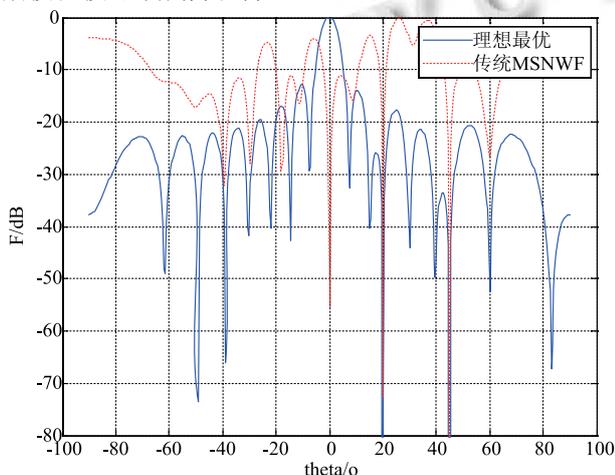


图 18 传统的 MSNWF 算法仿真结果

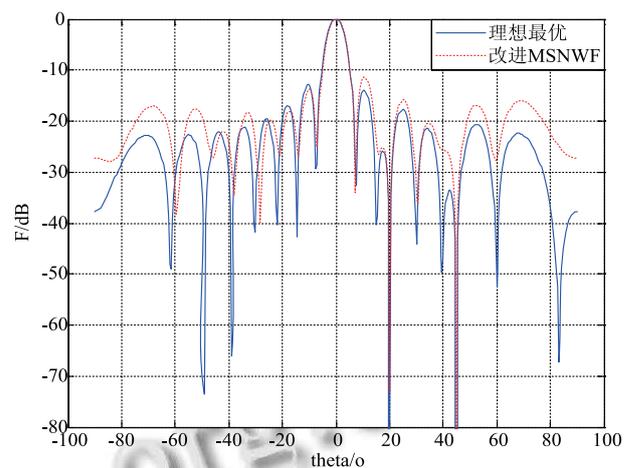


图 19 改进的 MSNWF 算法仿真结果

综上所述, 本文提出的改进的 STAP 算法能有效地滤除与期望信号同相的窄带干扰, 具有稳定的宽带抗干扰性能, 同时还大大降低了降维过程的计算量.

4 结语

本文针对传统 STAP 算法运算量大、无法滤除与期望信号同相的干扰信号的问题, 提出的一种新的结合级联时频域 IIR 格型陷波器和改进 MSNWF 的功率倒置算法的方法, 采用频谱校正技术精确地估计出干扰信号的频率, 根据频率误差确定出最优陷波带宽, 从而在有用信号损失达到最小情况下有效抑制干扰. 较大程度地改善了接收机在窄带干扰环境下的工作性能. 这种改进的算法不仅有效地抑制宽带干扰和窄带干扰, 同时也大大地减少了空时自适应算法的计算量和存储需求, 提高了输出信干噪比. 对于干扰源快速变化和高动态环境下 GPS 接收机的抗干扰技术, 有着非常广泛的实际应用价值.

参考文献

- 1 Frost OL. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. Proc. of the IEEE. 1972, 60(8): 926-935.
- 2 Wang YL, Peng YN. Space-time Adaptive Signal Processing. Beijing: Tsinghua University Press. 2000.
- 3 Myrick WL, Zoltowski MD, Goldstein JS. Anti-jam space-time preprocessor for GPS based on multistage nested Wiener filter. MILCOM 99, Atlantic City, USA. 1999, 1: 675-681.

(下转第 13 页)

(3) 知识共享管理平台: 该平台主要由集群单元根据自身情况将合适的政策文件、动态新闻、科研成果等发布到平台上, 通过统一的窗口向外部展示, 并提供多渠道的咨询服务, 促进科研成果的高效转化。同时, 也为企业提供服务展示的机会, 帮助更多企业与对应的科研单元对接。

知识共享管理平台是一套基于 Web 的应用平台, 可以支持科研管理活动干系人之间信息共享、协同工作的综合性资源共享和协同平台, 面向科研单元团队活动方式的需求, 该平台以协同管理思想为出发点, 通过协同工作环境核心工具集和学科应用插件, 集成网络环境中的硬件、软件、数据、信息等各类资源, 为科研单元提供先进的协同工作平台。该平台集协同编辑、信息发布、文档管理、文献共享等多个方面为一体, 方便科研团队内部分享知识成果和信息交流, 从而更好地组织和管理各项资源, 协同完成相关科研工作。

基于当前互联网大时代的到来, 充分利用互联网推广的新技术, 例如科研成果邮件定制、网络宣传等方式, 对知识及科研成果共享将起到积极的推动作用, 除此之外在跨平台方面, 尤其是移动终端展现技术也

将愈加突出。

4 总结和展望

创新集群管理信息化目前依然是一个较新的课题, 不同产业、不同区域都在摸索当中。珠江三角洲创新集群管理信息化也在积极探索中, 该项目通过调研首先实现创新集群在空间上的集聚, 满足用户在空间概念上对创新集群内部科研单元的整体了解和查询; 在此基础上, 构建科研单元项目管理平台和信息资源服务平台, 通过信息化手段为集群内部各单元有效集成、共享优势创新资源, 实现集群内部资源的灵活组合和调配, 促进跨所跨学科的交叉融合和协同发展, 不断提升创新集群的管理能力和综合竞争力。

参考文献

(上接第 85 页)

- 4 Myrick W, Goldstein JS, Zoltowski M. Low complexity anti-jam space-time processing for GPS. Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Salt Lake City: IEEE Press, 2001, 2233-2236.
- 5 Werner S, With M, Koivunen V. Householder multistage wiener filter for space-time navigation receivers. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(3): 975-988.
- 6 De Lamare RC, Sampaio-Neto R. Reduced-rank adaptive filtering based on joint iterative optimization of adaptive filters. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(12): 980-983.
- 7 De Lamare RC, Sampaio-Neto R. Adaptive reduced-rank processing based on joint and iterative interpolation, decimation, and filtering. IEEE Trans. on Signal Processing, 2009, 57(7): 2503-2514.
- 8 Yukawa M, De Lamare RC, Yamad I. Robust reduced-rank adaptive algorithm based on parallel subgradient projection and krylov subspace. IEEE Trans. on Signal Processing, 2009, 57(12): 4660-4674.
- 9 Scharf LL, Chong EKP, Zoltowski MD, Goldstein JS, Reed IS. Subspace expansion and the equivalence of conjugate direction and multistage wiener filters. IEEE Trans. on Signal Processing, 2008, 56(10): 5013-5019.
- 10 Picciolo ML, Gerlach K. Median cascaded canceller for robust adaptive array processing. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(3): 883-900.
- 11 Ren C, Wang YQ. An Improved Anti-jamming Algorithm Based on Space-time Adaptive Processing. ACTA ARMAMENTARH, 2010, 31(12): 1622-1626.
- 12 龚文飞, 吴嗣亮, 李加琪. 直扩系统中 IIR 格型滤波器抑制窄带干扰新方法 with 性能分析. 电子与信息学报, 2010, 32(10): 2473-2480.
- 13 冯起, 吕波, 朱畅. 功率倒置自适应阵抗干扰特性研究. 微波学报, 2009, 25(3): 87-91.
- 14 郭艺. GPS 接收机空时抗干扰理论与实现关键技术研究 [学位论文]. 长沙: 国防科技大学, 2007.