第 14 卷　第 6 期　太赫兹科学与电子信息学报　Vo1.14，No.6
2016 年 12 月　Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology　Dec.，2016

文章编号：2095-4980(2016)06-0891-07

基于 LCMV 的两种干扰抑制算法对比分析

黄　涛，常　青，徐　勇*

(北京航空航天大学 电子信息工程学院，北京 100191)

摘　要：为了对比分析线性约束最小方差(LCMV)准则下的功率倒置(PI)算法和最小方差无失真响应(MVDR)算法的综合抗干扰性能，建立天线阵列接收信号模型。理论分析了 LCMV 准则以及 PI 和 MVDR 算法原理和特点。从对扩频信号捕获和信号载波相位的影响 2 个方面对比分析了 2 种抗干扰算法的性能，并利用 Matlab 对分析结果进行验证及进一步分析，得出 MVDR 算法抗干扰性能优于 PI 算法，对卫星导航领域的抗干扰的工程实践有一定的指导和借鉴意义。

关键词：线性约束最小方差；功率倒置；最小方差无失真响应；抗干扰算法

中图分类号：TN911.7　　**文献标志码：**A　　**doi：**10.11805/TKYDA201606.0891

Comparative analysis of two kinds of anti-jamming algorithms based on LCMV

HUANG Tao，CHANG Qing，XU Yong*

(School of Electronic and Information Engineering，Beihang University，Beijing 100191，China)

Abstract: An antenna array receiving signal model is set up in order to compare and analyze the anti-jamming comprehensive performance of the two kinds of algorithm including Power Inversion(PI) algorithm and Minimum Variance Distortionless Response(MVDR), which are based on Linear Constrained Minimum Variance(LCMV) criterion. Based on the module, theoretical analysis of the principle and characteristics of PI and MVDR are carried out. The comparison and analysis of the influence between spread spectrum signal capture and carrier phase are implemented. Besides, Matlab is adopted to validate the analysis results and perform future analysis. The final conclusion is that MVDR is better than PI. This work shows important guiding significance for engineering practice in the field of satellite navigation anti-jamming.

Keywords: Linearly Constrained Minimum Variance; Power Inversion; Minimum Variance Distortionless Response; anti-jamming algorithm

随着卫星导航技术日益完善，抗干扰处理成为卫星导航领域的一个关键问题，无论是地面导航定位接收机还是星载上行注入接收机都需要考虑复杂电磁环境下的有效测距、定位和通信，抗干扰处理前端可以有效抑制干扰，提高信噪比，保证接收机后端接收处理。卫星导航领域，目前常用的抗干扰技术有时域滤波、频域滤波、空域滤波和联合域滤波。时域、频域滤波具有实现简单的优势，但是无法应对大量窄带干扰或宽带干扰；而空域滤波能够有效抑制宽带干扰，但是受制于天线个数决定的自由度，抗干扰的数目有限；空时域滤波是在空域基础上扩展而来，大大增加了自由度，抗干扰数量提高。空域和空时域是一种基于天线阵列自适应信号处理技术，通过一定布置的空间阵元对空间信号进行采样，然后经加权相加处理得到期望的输出结果。自适应阵列可方便地进行波束控制，有效地抑制空间干扰[1]。

空域阵列信号处理中，自适应权矢量由自适应算法计算得到，自适应算法是自适应阵列处理的核心所在。求自适应权矢量实际上是某一准则下的多参数最优化问题，主要的准则有最小均方误差(Minimum Mean Square Error，MMSE)准则、最大信干噪比(Maximum Signal Interference Noise Rate，MSINR)准则及线性约束最小方差(LCMV)准则。实际上，在理想情况下这 3 种准则是等价的[2]，LCMV 准则因其简单、有效成为工程实践中最常用的最优化准则。

收稿日期：2015-09-06；**修回日期：**2015-11-11

***通信作者：**徐　勇 email:xuyong1518@163.com

文献[3]分析了功率倒置自适应阵列的抗干扰特性，论述了功率倒置算法的工程实用性。文献[4]仿真分析了最小方差无失真响应(MVDR)算法的抗干扰的有效性，并在实现方面做了一定的改进，实现了干扰抑制功能。文献[5]对 PI 算法的 2 种阵列天线模型进行了等效性分析，郭艺、黄庆东等在文献[6–8]中利用 LCMV 准则进行了空时的抗干扰算法的设计，着重研究了多级维纳滤波的降维处理[8]。以上研究只是针对某一特定算法进行了干扰抑制有效性和性能的评估，并未分析 2 种算法在应用性能评估方面的问题，尤其是干扰抑制算法对干扰抑制后信号的接收处理过程的影响，在以上文献中并未提及。因此本文主要从以下 2 个方面对比分析 2 种算法的抗干扰性能：a) 对捕获性能的影响；b) 对载波相位测距精确度的影响。综合以上 2 个方面得出 MVDR 算法性能优于 PI 算法。

1 天线阵列模型

图 1 所示为 M 元均匀线型阵列(Uniform Linear Array，ULA)，M 为天线个数。假设空间远场有一个信号 $\hat{s}(t)$ 入射到阵列上，假设各阵元各向同性，阵元间距为 d，所谓远场信号是指信号源距离天线阵列足够远，这样达到天线的信号可以近似为平面波，$\hat{s}(t)$ 可表示为：

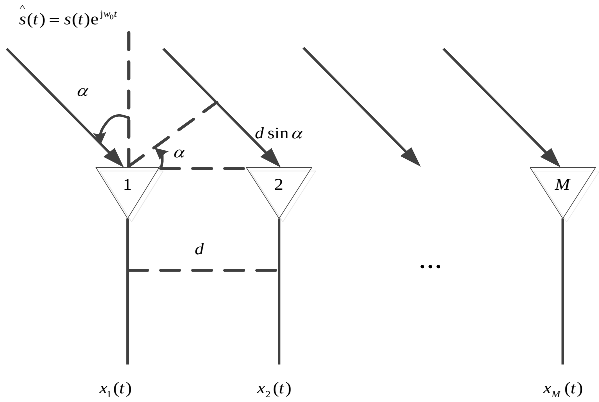

Fig.1 Uniform linear array receiving model
图 1 均匀线阵接收模型

$$\hat{s}(t)=s(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}w_0 t} \tag{1}$$

式中：w_0 为 $\hat{s}(t)$ 的载波角频率；$s(t)=u(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi(t)}$ 为 $\hat{s}(t)$ 的复包络，$u(t)$ 和 $\varphi(t)$ 分别为 $\hat{s}(t)$ 的幅度和初始相位。

设信号 $\hat{s}(t)$ 入射角对于法线的夹角为 α，天线阵列由 M 个天线组成，信号到达不同天线存在波程差，图 1 中第 N 个阵元相对于参考阵元的时间延迟为：

$$\tau_N=(N-1)d\sin\alpha/c=(N-1)\tau \tag{2}$$

式中：c 为光速；$\tau=d\sin\alpha/c$。

第 1 个阵元(参考阵元)的接收信号可表示为：

$$x(t)=\hat{s}(t)=s(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}w_0 t} \tag{3}$$

那么第 N 个阵元的接收信号则为：

$$x_N(t)=x(t-\tau_N) \tag{4}$$

上面提到了 $\hat{s}(t)$ 是窄带信号，因此 $s(t)$ 在时域上可以认为是慢变化的，那么有

$$s(t-\tau_N)\approx s(t) \tag{5}$$

那么第 N 个阵元的接收信号可以表示为：

$$x_N(t)=x(t-\tau_N)=\hat{s}(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}w_0\tau_N}=\hat{s}(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}w_0 N\tau} \tag{6}$$

设空间相位 ϕ 为：

$$\phi=w_0\tau=2\pi f_0 d\sin\alpha/c=2\pi d\sin\alpha/\lambda \tag{7}$$

式中 f_0 和 λ 分别为天线接收信号的载波频率和波长。

综上所述，接收信号可表示为：

$$\boldsymbol{x}(t)=\boldsymbol{a}(\alpha)\hat{s}(t) \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{a}(\alpha)=[1,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\phi},\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(M-1)\phi}]^{\mathrm{T}}$ 为空间导向矢量；$\boldsymbol{x}(t)=[x_1(t),x_2(t),\cdots,x_M(t)]^{\mathrm{T}}$ 为天线阵列接收信号矢量。

如果空间中有 1 个有用信号和 K 个干扰，同时考虑到噪声的影响，此时总的信号模型为：

$$\boldsymbol{x}(t)=\boldsymbol{a}(\alpha)s(t)+\sum_{i=1}^{K}\boldsymbol{a}(\alpha_i)j_i(t)+\boldsymbol{N}(t) \tag{9}$$

式中：$s(t)$ 为空间有用信号；$j_i(t)\ (i=1,2,\cdots,K)$ 为空间干扰；$\boldsymbol{a}(\alpha_i)=[1,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\phi_i},\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(M-1)\phi_i}]^{\mathrm{T}}\ (i=1,2,\cdots,K)$ 为干扰的导向

矢量； $\boldsymbol{N}(t)=[n_1(t),n_2(t),\cdots,n_M(t)]^{\mathrm{T}}$ 为噪声矢量。

由图 2 得阵列加权处理后阵列的输出可表示为：

$$y(t)=\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}(t) \tag{10}$$

式中 $\boldsymbol{\omega}=[\omega_1,\omega_2,\cdots,\omega_M]^{\mathrm{T}}$ 为阵列的加权系数矢量。

由式(9)和式(10)得

$$y(t)=\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha)s(t)+\sum_{i=1}^{K}\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha_i)j_i(t)+\boldsymbol{N}(t) \tag{11}$$

空域抑制干扰方法原理是通过控制阵列权矢量 $\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}$，使式(11)中的干扰部分 $\sum_{i=1}^{K}\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha_i)j_i(t)\approx 0$，即 $\sum_{i=1}^{K}\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha_i)\approx$（，而有用信号部分 $\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\theta)s(t)$ 不受影响。

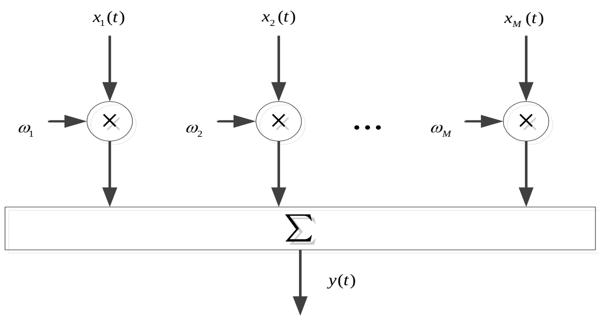

Fig.2 Weighted processing of array signal

图 2 阵列信号加权处理

上面描述的为模拟信号的阵列信号模型及阵列信号处理，实际中实现阵列天线抗干扰算法应该是数字信号，即式(11)应为：

$$y(n)=\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha)s(n)+\sum_{i=1}^{K}\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha_i)j_i(n)+\boldsymbol{N}(n) \tag{12}$$

2　线性约束最小方差准则

LCMV 准则的主要思想是，在满足一定线性约束条件下，使输出的信号功率最小[9]，也称最小功率准则，即

$$\begin{cases} s.t.\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{C}=\boldsymbol{g} \\ \min P_{\mathrm{out}}=E\{|y(n)|^2\} \end{cases} \tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{C}$ 为约束矩阵；$\boldsymbol{g}$ 为约束方向的响应向量，为一常数。输出功率可以表示为：

$$P_{\mathrm{out}}=E\{|y(n)|^2\}=E\{[\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}(n)][\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}(n)]^*\}=E\{\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{xx}\boldsymbol{\omega}\} \tag{14}$$

式中：$\boldsymbol{R}_{xx}$ 为输入信号矢量 $x(n)$ 的协方差矩阵。

构造拉格朗日函数

$$L(\omega)=\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{xx}\boldsymbol{\omega}+\lambda(\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{C}-\boldsymbol{g}) \tag{15}$$

令 $\nabla_{\omega}L(\omega)=0$，有

$$\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{opt}}=\boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{C}(\boldsymbol{C}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{C})^{-1}\boldsymbol{g}^{\mathrm{H}} \tag{16}$$

2.1 PI 算法

PI 算法，基于 LCMV 准则，使响应向量 $\boldsymbol{g}$ 为常数 1(一般归一化为 1)，约束矩阵 $\boldsymbol{C}=\boldsymbol{S}=[1,0,\cdots,0]^{\mathrm{T}}$，则线性约束条件为：

$$\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}=1 \tag{17}$$

即约束条件为第 1 支路的加权系数始终为 1，使输出功率最小，有 PI 算法最优权矢量为：

$$\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{PI}}=\boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{S}(\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{S})^{-1} \tag{18}$$

得干扰抑制后的信号为：

$$s_{\mathrm{PI}}^{'}(n)=\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{PI}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha)s(n) \tag{19}$$

2.2 MVDR 算法

MVDR 算法最早于 1969 年由 Capon 提出，又称 Capon 算法[7]。基于 LCMV 准则，与 PI 算法相同，使响应向量 $\boldsymbol{g}$ 为常数 1，同时使约束矩阵为期望信号方向矢量，即

$$\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha)=1 \tag{20}$$

有 MVDR 算法最优权矢量为：

$$\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{MVDR}}=\boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{a}(\alpha)(\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\alpha)\boldsymbol{R}_{xx}^{-1}\boldsymbol{a}(\alpha))^{-1} \tag{21}$$

得干扰抑制后的信号为：

$$s'_{\mathrm{MVDR}}(n)=\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{MVDR}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha)s(n) \tag{22}$$

3 2种算法对比分析和仿真

由第2节的理论推导可知，2种算法在最小功率准则下，能够有效地抑制强干扰，但是由于2种算法的线性约束条件不同，最后对干扰的抑制效果和对干扰抑制后接收处理的影响也不相同，下面从2个方面对比分析和仿真2种算法的性能。

Matlab仿真基本参数设置：射频频率 $f=1268.52$ MHz，到达天线段信号的信噪比约为–28 dB，扩频码速率为10.23 MHz，采样率62 MHz，干扰强度明显强于噪声，仿真中干信比(Jamming Signal Rate，JSR)根据不同的场景在30 dB~80 dB范围内设置，且在符合大多数卫星导航干扰环境的条件，阵列模型采用典型的4元线型阵列，阵元间距 d 为1/2射频信号波长，干扰为宽带高斯干扰，带宽为20.46 MHz，中心频点与信号频点相同。

3.1 对捕获性能的影响

捕获是抗干扰处理后接收处理的第一步，也是关键一步，捕获需要为跟踪提供伪码相位和多普勒频率的估计值。接收机对信号进行捕获的过程为：数字中频信号首先分别与在一个接收通道的同相支路上的正弦和正交支路上的余弦复制载波进行混频，然后混频结果与复制的伪码进行相关，接着相关结果经过相干积分和非相干积分后得到非相干积分幅值 V，信号的检测是通过比较 V 与捕获门限值 V_{t}，若 V 超过 V_{t}，则信号被检测到。

抗干扰算法处理会对信号捕获产生一定的影响[10]，先从系统函数的角度分析抗干扰处理对信号的自相关峰位置的影响，然后从捕获检测概率角度来对比2种抗干扰算法的性能。

对中心频率 f_0，入射角度为 θ 的接收信号，M 元自适应天线阵列的系统函数[2]为：

$$H(f,\theta)=\sum_{N=1}^{M}\omega_N^{*}\exp(-\mathrm{j}2\pi f_0\tau_N(\theta))\cdot\exp(-\mathrm{j}2\pi f\tau_N(\theta)) \tag{23}$$

式中 ω_N 为第 N 个自适应权值，则经过阵列处理后的信号可表示为：

$$r(t)=\int_{-\infty}^{+\infty}H(f,\theta)S(f)\exp(\mathrm{j}2\pi ft)\mathrm{d}f \tag{24}$$

式中 $S(f)$ 为期望信号的频谱，假设本地产生导航信号与接收信号时延为 τ，则本地信号表示为：

$$r_0(t+\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}S(f)\exp(\mathrm{j}2\pi f(t+\tau))\mathrm{d}f \tag{25}$$

本地信号与接收信号的相关函数为：

$$\begin{aligned}R'(\tau)=&\int_{-\infty}^{\infty}r(t)r_0^{*}(t+\tau)\mathrm{d}t=\sum_{N=1}^{M}\omega_N^{*}\exp(-\mathrm{j}2\pi f_0\tau_N(\alpha))\int_{-\infty}^{\infty}R_{\mathrm{s}}(f)\exp(\mathrm{j}2\pi f(\tau-\tau_N(\alpha)))\mathrm{d}f=\\&\sum_{N=1}^{M}\omega_N^{*}\exp(-\mathrm{j}2\pi f_0\tau_N(\alpha))R_{\mathrm{s}}(\tau-\tau_N(\alpha))=R_{\mathrm{s}}(\tau-\tau_N(\alpha))\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha)\end{aligned} \tag{26}$$

式中：$R_{\mathrm{s}}(\tau)$ 为阵列处理前的相关函数；$R'(\tau)$ 为阵列处理后的相关函数。相对于 $R_{\mathrm{s}}(\tau)$，$R'(\tau)$ 的相关峰的位置有一个偏移，这个偏移 $\tau_N(\alpha)$ 可表示为

$$\tau_N(\alpha)=(N-1)d\frac{\sin\alpha}{c}=\frac{N-1}{2}\sin\alpha\cdot\frac{1}{f_0}\cdot T_{\mathrm{s}}\cdot T_{\mathrm{c}} \tag{27}$$

式中：T_{s} 为采样周期；T_{c} 为一个码片的长度。由式(27)可知偏移量与采用的阵列阵型、入射角有关，与得到权矢量无关，即与采用的抗干扰算法无关，但是这个偏移相对于整码片来说特别小，可以忽略不计，即式(26)可写为

$$C(\tau)\approx R_{\mathrm{s}}(\tau)\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha) \tag{28}$$

由以上理论分析可知，2种算法对相关峰的位置不会产生影响，即对捕获结果不会产生影响。

实际存在的信号能够被检测出来的检测概率实际是一个关于信噪比的函数，如果要求信号捕获达到一定值的检测概率，那么这个函数关系就限定了能捕获到信号的最小信噪比(Signal Noise Rate，SNR)，即接收的捕获灵敏度，信噪比越高，检测概率越高。同时，对于扩频通信系统而言，信噪比与接收误码率具有一定的关系，二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying，BPSK)调制信号误码率(Bit Error Rate，BER)可表示为：

$$BER=Q\left(\sqrt{2E_{\mathrm{b}}/N_0}\right) \tag{29}$$

式中：E_{b} 为1 bit导航数据码的能量，N_0 为噪声的功率谱密度，那么 E_{b}/N_0 为系统信噪比；Q 为性能函数。误码

率与信噪比呈反比关系，信噪比越高，误码率越低。所以，SNR 是衡量一种抗干扰算法性能的关键指标，抗干扰系统中，SNR 等效为阵列抗干扰处理后的信干噪比(Signal Jamming Noise Rate，SJNR)，可表示为

$$SJNR_{\mathrm{out}}=\frac{\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{ss}}\boldsymbol{\omega}}{\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{R}_{\mathrm{jj}}+\boldsymbol{R}_{\mathrm{nn}})\boldsymbol{\omega}} \tag{30}$$

式中 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{ss}}, \boldsymbol{R}_{\mathrm{jj}}, \boldsymbol{R}_{\mathrm{nn}}$ 为有用信号、干扰信号和噪声信号的协方差矩阵，协方差矩阵是基于统计信号原理得到的，2 种算法的 $SJNR_{\mathrm{out}}$ 并不能通过准确的公式计算得到相应的大小关系，需要利用 Matlab 仿真分析得到 2 种算法 $SJNR_{\mathrm{out}}$ 的大小关系。

仿真场景设置为 SNR 为–28 dB，信号来向为 0°，干扰来向为 60°，JSR 为 70 dB，观察 2 种抗干扰算法后捕获归一化相关峰与无干扰信号归一化相关峰得到下图：

由图 3 可以看出，3 种情况下，归一化相关峰峰值位置相同，2 种抗干扰算法对捕获结果没有影响，与式(28)的理论分析相一致，对捕获到的伪码相位没有影响。

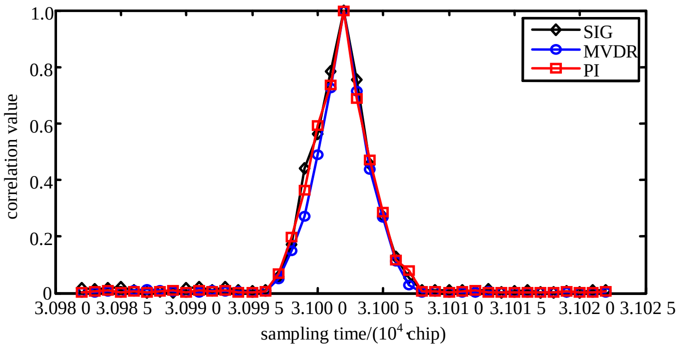

Fig.3 The captured correlation peak

图 3 捕获相关峰

仿真场景设置为 SNR 为–28 dB,信号来向为 0°,干扰来向为 60°,JSR 从 30 dB 变化到 80 dB,步长为 2 dB,对比分析 2 种算法阵列抗干扰处理后的 SJNR 和捕获自相关峰、互相关峰的比值，得到图 4 和图 5。

接收机的捕获在实现的过程中一种典型的捕获门限值 V_{t} 的设置方法为设定一捕获系数，然后对捕获相关峰附近的 N(仿真中取 1 024)个互相关结果求平均，捕获门限设定为捕获系数与平均互相关结果的乘积，捕获的相关峰超过这一乘积时，捕获成功，小于这一乘积时，捕获失败。捕获相关峰与平均互相关结果的比值可以衡量捕获难易程度，比值越大，越容易捕获，捕获概率越高。

由图 4 和图 5 可知，通过对比 2 种抗干扰算法输出 SJNR 和捕获自相关峰与平均互相关结果的比值，可以看出，经过抗干扰处理后，MVDR 算法与 PI 算法相比，输出信号 SJNR 更高，自相关峰与互相关结果的比值更高，抗干扰处理后的信号更容易被捕获。

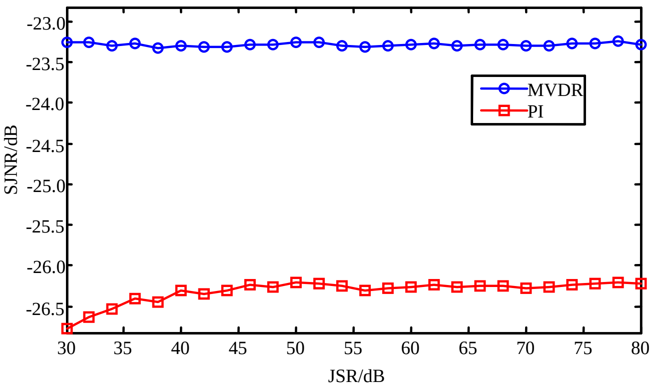

Fig.4 Output SJNR under different JSRs

图 4 不同干信比下输出信干噪比

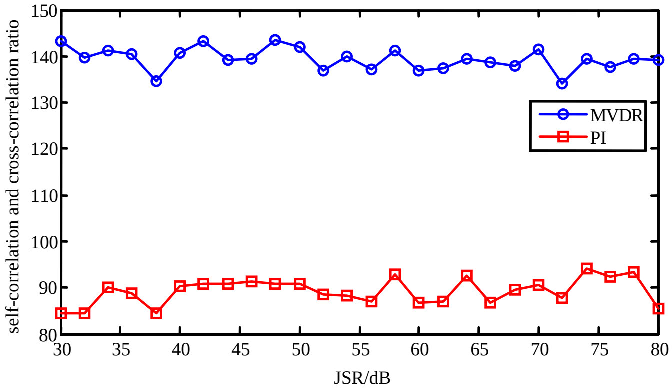

Fig.5 Ratio of self-correlation and cross-correlation under different JSRs

图 5 不同干信比下捕获自相关峰与平均互相关结果比值

3.2 对载波相位的影响

由 3.1 节可知，2 种算法对于伪码测距精确度几乎没有影响，但是对基于载波相位测量的精密定位来说，需考虑算法处理对信号载波相位的影响，由式(19)、式(22)可知，经过 2 种抗干扰算法后的有用信号分别为：

$$\begin{cases} s_{\mathrm{PI}}^{'}(n)=\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{PI}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha)s(n) \\ s_{\mathrm{MVDR}}^{'}(n)=\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{MVDR}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha)s(n)=s(n) \end{cases} \tag{31}$$

MVDR 算法的线性约束条件使得有用信号并未发生变化，经过干扰抑制处理后信号的幅度和相位均不变，而 PI 算法对于有用信号的影响因子为：

$$\omega_{\mathrm{PI}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha)=a+b\mathrm{j}=c\exp(\mathrm{j}\theta) \tag{32}$$

式中：c 为对信号幅度的影响因子；$\theta(\theta\neq 0)$ 为对信号相位的影响因子。θ 与有用信号的导向矢量 $\boldsymbol{a}(\alpha)$ 和输入信号的协方差阵 $\boldsymbol{R}_{xx}$ 有关，输入信号不变时，只与有用信号的导向矢量有关，即与信号的入射角 α 有关。

仿真场景设置为 SNR 为–28 dB，一种情况设置为干信比固定为 70 dB，干扰来向不变，信号来向变化，步进为 1°，另一种情况设置为干扰与信号来向固定不变，干信比为 30 dB~80 dB，步进为 2 dB，对比 2 种算法对信号载波相位的影响，得到图 6 和图 7。

图 6 横坐标为信号的入射角度，纵坐标为相位偏移角度，从图中可以看出，MVDR 抗干扰算法输出信号相对于输入信号来说没有相位偏移，而 PI 抗干扰算法输出信号相对于输入信号来说一直有一定的相位偏移，且相位偏移值随着信号入射角度的变化而变化，不存在固定的关系式。图 7 横坐标为干信比，纵坐标为相位偏移角度，可以看出在一定入射角度下，PI 抗干扰算法输出信号相对于原信号的相位偏移随着干信比的增大而增大，MVDR 算法的相位偏移一直为 0，从仿真结果可以看出，MVDR 算法对有用信号的载波相位没有影响，PI 算法对有用信号的载波相位产生一定偏差 θ，在载波相位测距方面，MVDR 算法比 PI 算法有更好的测量精确度。

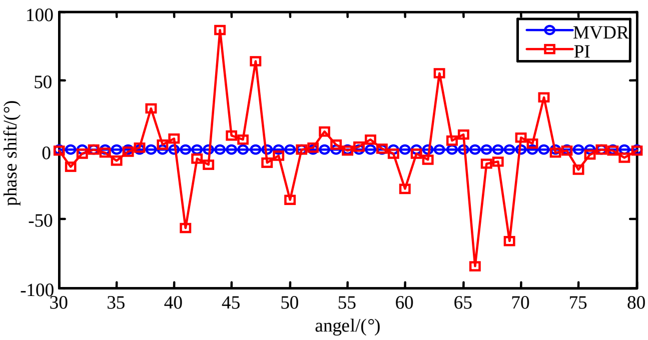

Fig.6 Phase shift under different angles of incidence
图 6 不同信号入射角下的相位偏移

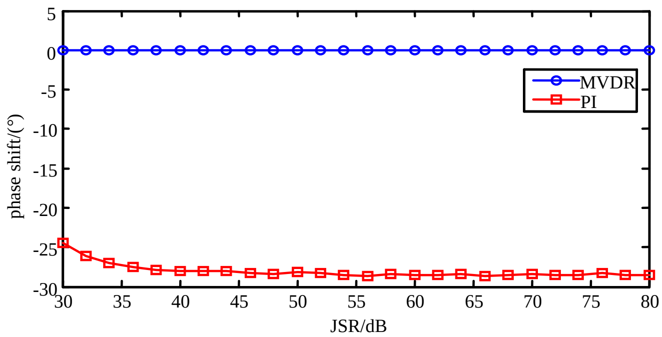

Fig.7 Phase shift under different JSRs
图 7 不同干信比下的相位偏移

4 结论

从以上理论推导和仿真分析可以得出：MVDR 算法的抗干扰综合性能优于 PI 算法，同等输入条件(SNR, JSR 相同)下，MVDR 算法输出信干噪比强于 PI 算法，MVDR 算法输出信号更容易被捕获到，且该算法对信号载波相位无影响，而 PI 算法同等条件下使信号载波相位产生偏移。以上 2 种算法的分析可以直接推广到空时域、空频域滤波中，对卫星导航领域的抗干扰的工程实践有一定的借鉴意义。

参考文献：

[1] 王永良,丁前军,李荣锋. 自适应阵列处理[M]. 北京:清华大学出版社, 2009. (WANG Yongliang,DING Qianjun,LI Rongfeng. Adaptive Array Processing[M]. Beijing:Tsinghua University Press, 2009.)

[2] FANTE R L,VACCARO J J. Wideband cancellation of interference in a GPS receive array[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2000,36(2):549–564.

[3] 冯起,吕波. 功率倒置自适应阵列抗干扰特性研究[J]. 微波学报, 2009,23(3):55–58. (FENG Qi,LYU Bo. Adaptive power inversion array anti-interference characteristics research[J]. Journal of Microwaves, 2009,23(3):55–58.)

[4] 程春悦,吕英华. 改进 LCMV 算法在抑制干扰噪声中的应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2006,20(4):29–32. (CHENG Chunyue,LYU Yinghua. The modified LCMV algorithm can restrain the interference and noise[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2006,20(4):29–32.)

[5] 石荣,邓科,李洲,等. 两种功率倒置阵列天线调零模型的等效性分析[J]. 全球定位系统, 2014,39(4):4–7. (SHI Rong, DENG Ke,LI Zhou,et al. The analysis of equivalence between two kinds of power inversion array antenna zero adjustment model[J]. GNSS World of China, 2014,39(4):4–7.)

[6] 郭艺. GPS 接收机空时抗干扰理论与实现关键技术研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2007. (GUO Yi. GPS space-time anti-jamming receiver theory and realization of key technology research[D]. Changsha,China:National University of Defense Technology, 2007.)

(下转第 909 页)