

满足高精度测量的 GNSS 自适应干扰抑制算法

贾琼琼, 吴仁彪, 王文益, 卢 丹, 王 璐
(中国民航大学天津市智能信号与图像处理重点实验室, 天津 300300)

摘 要: 日益复杂的电磁环境严重干扰了全球卫星导航系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)的正常有效运行. 多天线空域自适应处理能够有效抑制电磁干扰, 但是空域自适应处理算法可能会引入卫星信号载波相位误差. 此外, 多天线组成的阵列本身存在各种不理想因素也会引入误差, 这些对高精度测量系统来说是不可容忍的. 为此, 本文首先分析了 GNSS 中常用的空域自适应处理算法在抑制干扰的同时对载波相位测量的影响, 在此基础上提出了一种不需要阵列流形信息的盲波束形成算法——二次解重扩算法. 其核心思想是在解重扩(De-spread Re-spread, DR)算法的基础上增加频率精估计环节, 并根据精估计后的载波频率重新构造本地参考信号与接收数据进行相关, 从而最小化波束形成权矢量与卫星信号的导向矢量之间的误差, 减小了空域抗干扰对卫星信号载波相位的影响.

关键词: 全球卫星导航系统; 高精度测量; 空域抗干扰; 解重扩

中图分类号: TN973.4

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2018)11-2753-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.11.024

GNSS Adaptive Interference Suppression Algorithm for High Accuracy Measurement

JIA Qiong-qiong, WU Ren-biao, WANG Wen-yi, LU Dan, WANG Lu
(Tianjin Key Lab for Advanced Signal Processing, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

Abstract: The increasingly complex radio frequency electromagnetic environment seriously interferes the normal operation of GNSS. Spatial adaptive processing using multi antenna can effectively suppress the interference, but the spatial adaptive processing algorithm may introduce the satellite signal carrier phase measurement error. In addition, nonideal factors of the array will also introduce errors, which is intolerable for high-precision measurement systems. Therefore, in this paper, the influence of the frequently-used spatial adaptive processing algorithm on the carrier phase measurement is analyzed theoretically. Furthermore, a blind adaptive processing algorithm does not need the array manifold information is proposed, which can effectively increase the antenna gain in the direction of the desired satellite while forming reception nulls towards the interference, meanwhile, the introduced carrier phase measurement error is reduced effectively, referred to as two step De-spread Re-spread (DR) algorithm. The core idea of the proposed algorithm is to add a high accuracy frequency estimation modular to the DR algorithm, the fine carrier frequency estimation is then used to construct the local reference signal, so as to ensure the error between the steering vector obtained beamforming weight vector and the satellite signal as small as possible.

Key words: global navigation satellite system (GNSS); high precision measurement; spatial adaptive interference suppression; de-spread re-spread (DR)

1 引言

GNSS 距离测量方法有两种, 码相位测量和载波相位测量, 观测分别为码相位和载波相位. 其中载波相位测量是测定载波信号在传播路程上的相位变化值. 由于载波频率高, 波长短 (对于 GPS L1 频率信号来说

$\lambda_1 = 19.03\text{cm}$), 所以载波相位测量的精度高, 比码相位的测量精度高一个数量级, 被广泛应用于高精度测量定位中.

到达地面的微弱卫星信号极易受各种射频电磁干扰影响, 导致接收机精度变差甚至无法工作. 因此, 提高 GNSS 接收机的稳健性、研究开发具有抗干扰能力的接

收机是 GNSS 领域中的一个研究热点问题. 其中利用阵列天线的空域方法能够抑制多种类型的干扰而受到广泛关注. 空域处理是将不同阵元接收的数据联合来调整天线的接收方向图,从而达到增强卫星信号、衰减干扰的目的. 固定接收波束天线(Fixed Reception Pattern Antenna, FRPA)能够形成确定且不变的波束,其特点是实现简单,但是当干扰环境发生变化时其性能将会受到严重影响. 而控制波束接收天线(Controlled Reception Pattern Antenna, CRPA)常被称为自适应波束形成技术,能够根据干扰环境的变化而自适应调整波束以更有效地抑制干扰,因此被广泛应用于对可靠性要求高的领域(如与安全相关的飞机着陆系统中).

文献[1~3]通过仿真和实验数据证实,阵列误差会导致利用阵列流形或信号来向角信息的波束(或零陷)形成引入载波相位测量误差,因此需要在波束形成之前进行天线校准^[4~6]. FRPA 形成固定的波束,易于实现天线校准. 自适应波束形成所引入的载波相位偏差与波束形成算法、卫星信号来向角等多种因素有关^[7~9],并且接收机工作的实际射频环境无法事先获得,因此自适应波束形成不能像 FRPA 系统那样进行有效的校准. 文献[2,10]指出阵列不存在误差时,最小方差无畸变响应(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)算法不引入载波相位偏差,当存在阵列误差时,由于加权矢量与实际导向矢量失配会引入误差. 功率倒置(Power Inversion, PI)不需要信号来向角和阵列流形等信息,易于实现,但是会引入载波相位测量误差. 上述相位误差可能会导致 GNSS 接收机伪距估计误差难以容忍,严重情况下会出现载波相位失锁,并且在重新锁定卫星信号之前接收机都将失效^[10].

因此,迫切需要研究在自适应抗干扰的同时能够提供高性能导航定位解的解决方案,使其满足高精度应用的需求. 文献[7,8,11]提出了一系列动态校准的方法,它根据实际射频环境实时估计出卫星信号相位变化引起的导向矢量旋转值,以此调整天线的辐射特性,从而保证自适应波束形成后信号相位的连续性. 这类方法适用于强干扰、低信噪比以及动态环境,但是这类方法都采用先空域自适应处理,然后再估计导向矢量旋转值加以补偿的思路,系统复杂度较高. 文献[12]给出了一种盲波束形成技术,通过在每个阵元后加多个跟踪通道,分别跟踪不同的卫星信号,因此可提取出每一颗卫星信号在不同阵元处的载波相位,利用这些相位动态计算导向矢量. 这种处理方法不需要考虑系统的各种不理想因素,避免了复杂的校准过程,但是它需要数十个辅助通道,而且干扰可能导致辅助通道失锁,此时将无法更新提取载波相位信息,这就导致该方法不能用于干扰环境. 文献[13]提出,当干扰导致载波

相位失锁而不能提取出载波相位时,仍用失锁前的导向矢量值进行波束形成,这种方法在干扰出现时间较短时有效,当干扰持续时间较长时由于卫星位置已经发生变化,失锁前的导向矢量已经失效. 考虑到 GNSS 卫星运动轨迹的周期性,文献[14]给计算出的导向矢量加时间戳并存储起来,当检测到干扰时,重新利用存储的、且与当前时刻卫星具有相同位置的导向矢量,这种方法仅适用于位置固定的接收机. 文献[15]提出了两步波束形成机制,事先采集各种场景下载波相位,实际应用中通过查表(LUT)的方式利用存储的载波相位构造波束形成的导向矢量. 该方法不但避免了复杂的校准过程,而且节省了辅助跟踪通道,同时还能够保证干扰环境下 GNSS 接收机的性能. 但是文献[12~15]的盲波束形成方法都仅能在卫星来向形成波束增益,当干扰较强时,波束形成后卫星信号仍有可能被干扰淹没,这就导致这些方法的应用严重受限.

基于上述原因,本文首先分析了 GNSS 中常用的空域自适应处理算法在抑制干扰的同时对载波相位测量的影响,在此基础上提出了一种能够同时在卫星信号来向形成波束增益、在干扰方向形成零陷的盲波束形成算法,而且该算法在抑制干扰增强卫星信号的同时尽可能不引入载波相位误差,这里简称为二次解重扩算法. 该算法是在本团队提出的解重扩(De-spread Re-spread, DR)算法的基础上^[16,17],增加频率精确估计环节,并根据精估后的载波频率重新构造本地参考信号与接收数据进行相关,从而保证自适应加权矢量与卫星信号的导向矢量之间的误差尽可能小,这可最小化波束形成过程中在卫星信号来向处引入的载波相位误差,因此本算法具有解重扩算法的全部优点,又保证了高精度卫星导航应用中实际天线阵波束形成后的载波相位偏差问题.

2 数据模型及问题描述

考虑阵元间距为半波长($d = \lambda/2$)的 M 元均匀线阵,假设阵列天线接收到的信号中含有 L 个有用信号和 Q 个干扰信号,入射角分别为 θ_0 和 θ_q , ($q = 1, 2, \dots, Q$), 则阵列接收数据可表示为:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{a}(\theta_l) s_l(t) + \sum_{q=1}^Q \mathbf{a}(\theta_q) j_q(t) + \mathbf{e}(t) \quad (1)$$

上式中 $s_l(t) = A_l D_l(t - \tau_l) c_l(t - \tau_l) e^{j\omega_d t}$ 表示第 l 个卫星信号($l = 1, 2, \dots, L$); ω_d 是该信号的角频率; A_l 表示信号幅值; $D_l(t)$ 表示导航数据位信息; $c_l(t)$ 表示本地接收机产生的第 l 个卫星信号的 C/A 码; τ_l 信号时延. 假设卫星信号、干扰和噪声彼此不相关; θ_l 是第 l 个卫星信号的波达方向角, $\mathbf{a}(\theta_l)$ 是对应的阵列导向矢量; $j_q(t)$

表示第 q 个压制式干扰信号 ($q=1,2,\dots,Q$), θ_q 是第 q 个压制式干扰的波达方向, $\mathbf{a}(\theta_q)$ 是其对应的阵列导向矢量; $\mathbf{e}(t)$ 表示接收机热噪声, 通常是均值为零、方差为 σ_e^2 的加性高斯白噪声. 假设卫星信号、干扰和噪声彼此不相关. 一般来说, 对于理想的均匀线阵的导向矢量具有如下形式:

$$\mathbf{a}(\theta) = [e^{-j\omega\tau_0(\theta)}, e^{-j\omega\tau_1(\theta)}, \dots, e^{-j\omega\tau_{M-1}(\theta)}]^T \quad (2)$$

其中 $\tau_m(\theta) = md/\lambda \sin(\theta)$, ($m=0,1,\dots,M-1$) 为第 m 个阵元接收信号相对于参考阵元的时延.

空域自适应处理的目的是对式(1)的接收数据加权, 使得处理后的数据中干扰被最大程度地抑制掉, 而不影响感兴趣的卫星信号. 若用 $\mathbf{w}$ 表示阵列对第 l 颗卫星信号的加权矢量, 那么加权后的数据可表示为:

$$\begin{aligned} y_l(t) &= \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \\ &= F(\theta_l) s_l(t) + e_w(t) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $F(\theta_l) = A(\theta_l) e^{j\Psi(\theta_l)}$ 表示阵列响应, $A(\theta_l)$ 和 $\Psi(\theta_l)$ 分别表示对第 l 颗卫星信号的幅度响应和相位响应. 高精度测量所期望的是加权后卫星信号的相位不受影响, 即 $\Psi(\theta_l) = 0$. $e_w(t)$ 表示加权后的噪声成分.

3 空域自适应处理对载波相位测量的影响

本小节研究几种常用的空域自适应处理算法对 GNSS 信号载波相位测量的影响. 下面首先给出不存在阵列误差的理想情况下, 加权算法本身对载波相位测量的影响; 接着研究存在阵列误差时自适应处理算法对阵列误差的稳健性.

3.1 无阵列误差的理想情况

3.1.1 最小功率

最小功率算法, 也称为功率倒置算法 (PI) 是目前 GNSS 领域应用最广泛的空域抗干扰算法, 它通过使输出功率最小来计算阵列加权矢量, 即:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_{\text{PI}}} \mathbf{w}_{\text{PI}}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{\text{PI}} \\ \text{s. t. } \mathbf{w}_{\text{PI}}^H \boldsymbol{\delta} = 1 \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $\boldsymbol{\delta} = [1, 0, \dots, 0]^T$ 是 $M \times 1$ 维矢量, $\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}$ 表示阵列数据的协方差矩阵. 利用拉格朗日乘数法可得式(6)的解为:

$$\mathbf{w}_{\text{PI}} = \mathbf{R}^{-1} \boldsymbol{\delta} / \boldsymbol{\delta}^H \mathbf{R}^{-1} \boldsymbol{\delta} \quad (5)$$

式(5)的权矢量对接收数据进行加权可得:

$$y_{\text{PI}} = \mathbf{w}_{\text{PI}}^H \mathbf{x}(t) = \sum_{l=1}^L \mu_l s_l(t) + e_w(t) \quad (6)$$

其中

$$\mu_l = \frac{\boldsymbol{\delta}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_l)}{\boldsymbol{\delta}^H \mathbf{R}^{-1} \boldsymbol{\delta}} \quad (7)$$

从式(6)可以看出, PI 加权对第 l 颗卫星信号的影响表现为如式(7)的一个复数比例因子, 该复数值与协方差矩阵 $\mathbf{R}$ 有关, $\mathbf{R}$ 会随着干扰环境变化而不同. 因此当干

扰环境发生变化时, 上述加权矢量会导致卫星信号相位发生跳变.

PI 算法能自适应地在干扰方向形成零陷且不需要知道卫星信号来向信息, 也无需知道阵列流形, 属于自适应波束形成算法. 它具有实现简单、与普通接收机兼容性较好的优点, 但该算法无法在卫星信号方向形成波束增益.

3.1.2 MVDR

MVDR 能够在抑制干扰的同时在期望信号方向形成增益, 因此被广泛应用于各个领域. 以对第 l 颗卫星信号处理为例, MVDR 代价函数如下:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_{\text{MVDR}}} \mathbf{w}_{\text{MVDR}}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{\text{MVDR}} \\ \text{s. t. } \mathbf{w}_{\text{MVDR}}^H \mathbf{a}(\theta_l) = 1 \end{aligned} \quad (8)$$

求解式(8)可得:

$$\mathbf{w}_{\text{MVDR}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_l) / \mathbf{a}^H(\theta_l) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_l) \quad (9)$$

对接收数据进行加权可得:

$$\begin{aligned} y_{\text{MVDR}} &= \mathbf{w}_{\text{MVDR}}^H \mathbf{x}(t) \\ &= \beta_l s_l(t) + e_w(t) \end{aligned} \quad (10)$$

其中

$$\beta_l = \left[\frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_l)}{\mathbf{a}^H(\theta_l) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_l)} \right]^H \mathbf{a}(\theta_l) \quad (11)$$

显然, $\beta_l = 1$. 可见, MVDR 波束形成并未对卫星信号产生影响, 事实上这也可以从式(11)看出, MVDR 将波束指向处的响应约束为 1, 从而保证了加权后卫星信号的载波相位不发生变化. 因此无阵列误差时 MVDR 不引入载波相位偏差. 然而, MVDR 需要已知期望信号来向角, 由于到达地面接收机的卫星信号非常微弱, 来向角难以估计. 考虑在某些卫星导航系统中, 可通过惯导辅助或测姿技术计算出接收机的位置信息, 再结合导航电文获得卫星位置, 从而确定卫星信号来向角, 然而这种方法依赖于辅助系统, 因此 MVDR 在 GNSS 抗干扰中应用受限.

3.1.3 解重扩算法

为了充分利用 GNSS 接收机的跟踪模块, DR 算法首先对接收数据进行强干扰抑制. 若令:

$$\bar{\mathbf{a}}(\theta_l) = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_l) \quad (12)$$

表示投影后的导向矢量. 重写式(1)投影后的数据为:

$$\bar{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x}(t) = \sum_{l=1}^L \bar{\mathbf{a}}(\theta_l) s_l(t) + \bar{\mathbf{e}}(t) \quad (13)$$

其中 $\bar{\mathbf{e}}(t) = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(t)$ 表示投影后的噪声矢量. 由于消除干扰后, 接收机可以捕获跟踪到卫星信号, 将跟踪到的第 l 个卫星信号的时延、载波频率和导航电文分别表示为 $\hat{\tau}_l$ 、 $\hat{\omega}_l$ 和 $\hat{D}_l(t - \hat{\tau}_l)$, 据此可得重构的参考信号为:

$$d_l(t) = \hat{D}_l(t - \hat{\tau}_l) c_l(t - \hat{\tau}_l) e^{j\hat{\omega}_l t} \quad (14)$$

该重扩信号与投影后数据的互相关矢量为:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{xd} &= E\{\tilde{\mathbf{x}}(t)d_l^*(t)\} \\ &= g_l \bar{\mathbf{a}}(\theta_l) + \mathbf{r}_e \end{aligned} \quad (15)$$

其中

$$g_l = E[s_l(t)d_l^*(t)] \quad (16)$$

表示本地生成的第 l 颗卫星信号的参考信号 $d_l(t)$ 和接收数据中第 l 颗卫星信号 $s_l(t)$ 的相关系数; $\mathbf{r}_e$ 表示相关后的噪声分量. 显然, 当参考信号的码时延和载波与卫星信号完全相同时, g_l 为一个实常数, 表示卫星信号的扩频增益; 当跟踪得到的码时延 $\hat{\tau}_l$ 与其真实值之间存在误差时, 会影响相关系数绝对值的大小; 当跟踪得到的载波频率与其真实值之间存在偏差时, 则 g_l 为复数. 显然, $\mathbf{r}_{xd}$ 的第一项 $g_l \bar{\mathbf{a}}(\theta_l)$ 正比于第 l 个卫星信号的投影方向矢量 $\bar{\mathbf{a}}(\theta_l)$; 由于卫星信号的 C/A 码之间相互正交, 卫星信号和噪声相互独立, 因此相对于第一项来说, 式(15)的第二项值很小, 因此近似认为 $\mathbf{r}_{xd} \approx g_l \bar{\mathbf{a}}(\theta_l)$, 并以 $\mathbf{r}_{xd}$ 来增强第 l 颗 GPS 信号, 此时对投影后信号的阵列加权矢量为:

$$\mathbf{w}_l = \mathbf{r}_{xd} \approx g_l \bar{\mathbf{a}}(\theta_l) \quad (17)$$

加权后的数据可表示为:

$$\begin{aligned} y_l &= \mathbf{w}_l^H \mathbf{x}(t) \\ &= g_l [\mathbf{a}^H(\theta_l) (\mathbf{R}^{-1})^H \mathbf{a}(\theta_l)] s_l(t) + e_w(t) \end{aligned} \quad (18)$$

上式第一项表示加权后的卫星信号, 可见解重扩加权对卫星信号的影响表现在有一个处理增益 $g_l [\mathbf{a}^H(\theta_l) (\mathbf{R}^{-1})^H \mathbf{a}(\theta_l)]$, 其中 $[\mathbf{a}^H(\theta_l) (\mathbf{R}^{-1})^H \mathbf{a}(\theta_l)]$ 为实常数. 当跟踪环路得到的载波频率不存在误差时, g_l 为实常数, 此时解重扩加权过程对卫星信号不引入相位偏差; 当跟踪环路得到的载波频率存在误差时, g_l 变为复数, 从而导致上述权矢量对第 l 颗卫星信号进行波束形成时引入相位误差. 因此载波频率估计精度直接影响到解重扩算法是否引入载波相位偏差.

3.2 抗干扰算法对阵列误差的稳健性讨论

这部分我们只考虑自适应加权算法对阵列误差的稳健性. 将存在误差时阵列接收信号表示为:

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \sum_{l=1}^L \bar{\mathbf{a}}(\theta_l) s_l(t) + \sum_{q=1}^Q \bar{\mathbf{a}}(\theta_q) j_q(t) + e(t) \quad (19)$$

上式中 $\bar{\mathbf{a}}(\theta)$ 表示存在误差时的阵列导向矢量. 若定义

$$\begin{aligned} \Delta &= [(1 + \zeta_1) e^{-j\kappa_1} e^{-j\omega \delta_1} (-\frac{M}{2}) \sin \theta, \\ &(1 + \zeta_2) e^{-j\kappa_2} e^{-j\omega \delta_2} (-\frac{M}{2} + 1) \sin \theta, \dots, \\ &(1 + \zeta_M) e^{-j\kappa_M} e^{-j\omega \delta_M} (\frac{M}{2} - 1) \sin \theta]^T \end{aligned} \quad (20)$$

其中 $\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_M$ 表示幅度误差, $\kappa_1, \kappa_2, \dots, \kappa_M$ 表示相位误差, $\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_M$ 表示阵元位置误差. 令:

$$\mathbf{A} = \text{diag}(\Delta) \quad (21)$$

则 $\tilde{\mathbf{a}}(\theta) = \mathbf{a}(\theta) \mathbf{A}$, 有误差时的数据协方差矩阵表示为 $\tilde{\mathbf{R}}$. 此时, PI 算法的加权矢量可表示为:

$$\tilde{\mathbf{w}}_{\text{PI}} = \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\delta}} / \tilde{\boldsymbol{\delta}}^H \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\delta}} \quad (22)$$

用上述权矢量处理后的数据可表示为:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{\text{PI}} &= \tilde{\mathbf{w}}_{\text{PI}}^H \tilde{\mathbf{x}}(t) \\ &= \tilde{\mu}_l s_l(t) + e_w(t) \end{aligned} \quad (23)$$

其中

$$\tilde{\mu}_l = \frac{\tilde{\boldsymbol{\delta}}^H \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\mathbf{a}}(\theta_l)}{\tilde{\boldsymbol{\delta}}^H \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\boldsymbol{\delta}}} \tilde{\mathbf{a}}(\theta_l) \quad (24)$$

由于误差的存在, 导致加权对第 l 颗卫星信号的作用表现为一个复常数 $\tilde{\mu}_l$, 因此对载波相位测量的影响为该复数的相位, 也就是说阵列误差会导致卫星信号载波相位进一步偏离 0 相位.

存在误差时, MVDR 的权矢量可表示为:

$$\tilde{\mathbf{w}}_{\text{MVDR}} = \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta_l) / \mathbf{a}^H(\theta_l) \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta_l) \quad (25)$$

经上述权矢量处理后的数据可表示为:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{\text{MVDR}} &= \tilde{\mathbf{w}}_{\text{MVDR}}^H \tilde{\mathbf{x}}(t) \\ &= \tilde{\beta}_l s_l(t) + e_w(t) \end{aligned} \quad (26)$$

其中,

$$\tilde{\beta}_l = \left[\frac{\tilde{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta_l)}{\mathbf{a}^H(\theta_l) \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta_l)} \right]^H \tilde{\mathbf{a}}(\theta_l) \quad (27)$$

从式(27)可以看出, 当存在阵列误差时, 由于 $\mathbf{a}(\theta_l) \neq \tilde{\mathbf{a}}(\theta_l)$, $\tilde{\beta}_l$ 为复常数, 其相位会导致载波相位测量偏差.

解重扩算法的波束形成权矢量是从数据中得到的, 第 l 颗卫星信号的权矢量可表示为:

$$\tilde{\mathbf{w}}_l = \tilde{\mathbf{r}}_{xd} = E\{\tilde{\mathbf{x}}(t)d_l^*(t)\} \approx g_l \bar{\mathbf{a}}(\theta_l) \quad (28)$$

经解重扩处理后的数据可表示为:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_l(t) &= \tilde{\mathbf{w}}_l^H \tilde{\mathbf{x}}(t) \\ &= [g_l [\bar{\mathbf{a}}(\theta_l)]^H (\tilde{\mathbf{R}}^{-1})^H \bar{\mathbf{a}}(\theta_l)] s_l(t) + e_w(t) \end{aligned} \quad (29)$$

由于 $[\bar{\mathbf{a}}(\theta_l)]^H (\tilde{\mathbf{R}}^{-1})^H \bar{\mathbf{a}}(\theta_l)$ 仍为实常数, 即解重扩算法对阵列误差稳健.

4 二次解重扩算法原理

从前面的分析可知, 解重扩算法引入载波相位误差的原因在于跟踪环路得到的载波频率存在误差. 因此本节考虑进一步精确估计卫星信号的载波频率, 并据此频率进行二次解重扩处理, 以保证抗干扰处理引入的相位偏差尽可能小, 称为二次解重扩算法. 原理框图如图 1 所示. 由于解重扩算法本身对阵列误差稳健, 因此为了方便描述, 下面的讨论仅以理想阵列为例展开, 其所得算法及结论同样适用于存在误差的阵列. 定义 $\eta_l = g_l [\mathbf{a}^H(\theta_l) (\mathbf{R}^{-1})^H \mathbf{a}(\theta_l)]$, 则式(18)可重新表示为:

$$y_l = \eta_l s_l(t) + e_w(t) \quad (30)$$

在 GNSS 中, 导航电文和 C/A 码都是随时间变化的, 因

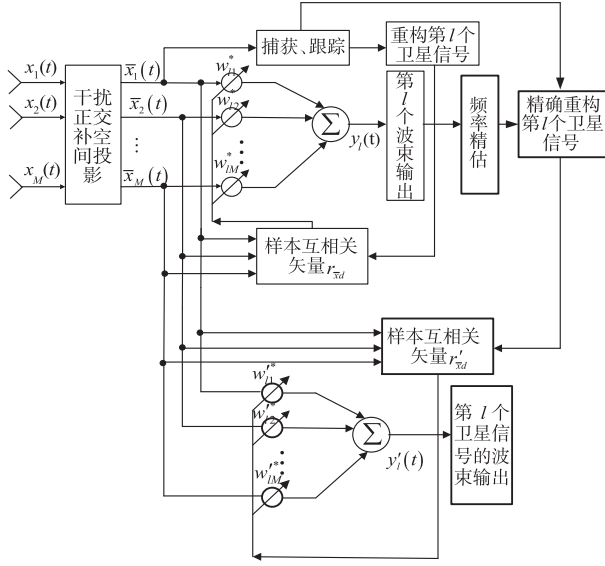


图1 二次解扩重扩算法原理框图

此式(30)中卫星信号含有多个频率成分,常规谱分析方法无法准确估计载波频率.为了去除导航电文和 C/A 码对频率估计的影响,对式(30)进行平方处理,可以得到:

$$y_l^2(t) = \eta_l^2 s_l^2(t) + \bar{e}_w(t) \quad (31)$$

其中 $\bar{e}_w(t) = 2\eta_l s_l(t)e_w(t) + e_w^2(t)$, 为噪声项. 因为导航电文和 C/A 码在卫星导航系统中取值均为 ± 1 , 经过平方处理后, 上式可以简化为:

$$y_l^2(t) = \eta_l^2 e^{j2\omega_d(t-\tau_l)} + \bar{e}_w(t) \quad (32)$$

可以看出, 此时卫星信号的频谱都只含有单一的频率分量. 式(32)中信号的傅里叶频谱可以表示为:

$$F(\omega) = \arg \max_{\omega} \frac{1}{N} \left| \sum_{t=-K/2}^{K/2-1} y_l^2(t) e^{-j\omega t} \right|^2 \quad (33)$$

根据式(33)可得卫星信号的频率估计值 $\hat{\omega}_d$, 为 FFT 最大值所对应的频率除以 2. 因为 FFT 计算得到的 $\hat{\omega}$, 即 $2\hat{\omega}_d$ 的频率范围在 $[-\pi, \pi]$ 之间, 所以 $\hat{\omega}_d$ 估计值范围在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 之间. 然而 ω_d 的真实值在 $[-\pi, \pi]$ 之间, 这就使得 ω_d 的真实估计值可能为 $\hat{\omega}_d$ 或者 $\hat{\omega}_d + \pi$. 两个频率中的一个为真实的频率估计值, 另一个则为对应的模糊频率. 因此在估计 $\hat{\omega}_d$ 过程中, 存在的频率模糊问题会导致估计错误. 由于 GNSS 接收机中频已知, 且多普勒频移范围一般为 $\pm 10\text{kHz}$, 真实频率和模糊频率之间的频率误差一般都大于多普勒频移, 因此可以利用是否有多普勒频移范围之内作为判断标准, 去除模糊频率.

当获得频率的精确估计值后, 重新构造参考信号为:

$$d_l'(t) = \hat{D}_l(t - \hat{\tau}_l) c_l(t - \hat{\tau}_l) e^{j\hat{\omega}_d t} \quad (34)$$

则该信号与投影后阵列输出的互相关矢量作为加权矢

量, 因此有:

$$\mathbf{w}_l' = \mathbf{r}_{\text{xd}} = E\{\bar{\mathbf{x}}(t) d_l'^*(t)\} \quad (35)$$

加权后数据表示为:

$$y_l'(t) = \mathbf{w}_l'^H \bar{\mathbf{x}}(t) \quad (36)$$

实际应用中, 通常用样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 代替理论协方差矩阵 $\mathbf{R}$, 用样本互相关矢量 $\hat{\mathbf{r}}_{\text{yd}}$ 取代理论的互相关矢量 $\mathbf{r}_{\text{yd}}$, 分别可通过以下两式计算得到:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{r}}_{\text{xd}} &= \sum_{n=1}^N \bar{\mathbf{x}}(n) d_l'^*(n) \\ &= \hat{\mathbf{g}}_l' \mathbf{a}(\theta_l) + \hat{\mathbf{r}}_e \end{aligned} \quad (38)$$

其中 N 表示总的样本数, $\hat{\mathbf{g}}_l' = [\sum_{n=1}^N s_l(n) d_l'^*(n)]$. 实际第一次解重扩的阵列总的加权矢量为:

$$\mathbf{w}_l = \hat{\mathbf{r}}_{\text{xd}} \quad (39)$$

投影后的数据与第二次重构信号的样本互相关矢量可表示为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{r}}_{\text{xd}}' &= \sum_{n=1}^N \bar{\mathbf{x}}(n) d_l'^*(n) \\ &= \hat{\mathbf{g}}_l' \mathbf{a}(\theta_l) + \hat{\mathbf{r}}_e \end{aligned} \quad (40)$$

其中 $\hat{\mathbf{g}}_l' = [\sum_{n=1}^N s_l(n) d_l'^*(n)]$. 因此第二次解重扩的阵列加权矢量为:

$$\mathbf{w}_l' = \hat{\mathbf{r}}_{\text{xd}}' \quad (41)$$

图 2 给出了所提算法原理框图, 图中粗线框表示第二次解重扩处理过程. 下面结合此框图给出算法的实现步骤:

(1) 对阵列接收数据 $\mathbf{x}(t)$ 进行投影, 抑制强的压制式干扰. 干扰抑制后的数据记为 $\bar{\mathbf{x}}(t)$.

(2) 取(1)处理后的、第一个阵元的数据进行捕获、跟踪.

(3) 利用跟踪得到的卫星信号参数, 对跟踪到的第 l 个卫星信号进行重构, 结果记为 $d_l(t)$.

(4) 利用重构的卫星信号与(1)处理后的数据 $\bar{\mathbf{x}}(t)$ 进行相关, 从而得到具有指向第 l 个卫星信号的波束形成权矢量 $\mathbf{w}_l$.

(5) 利用(4)的权矢量对数据 $\bar{\mathbf{x}}(t)$ 进行加权, 提高卫星信号的信噪比, 加权后的数据记为 $y_l(t)$.

(6) 对 $y_l(t)$ 进行平方运算, 并进一步利用式(33)估计出卫星信号的载波频率.

(7) 根据(6)中估计到的载波频率和(2)中跟踪得到的码相位重新构造第 l 个卫星信号的本地参考信号, 记为 $d_l'(t)$.

(8) 利用重构的卫星信号 $d_l'(t)$ 与(1)处理后的数据 $\bar{\mathbf{x}}(t)$ 进行相关, 从而得到新的具有指向第 l 个卫星信

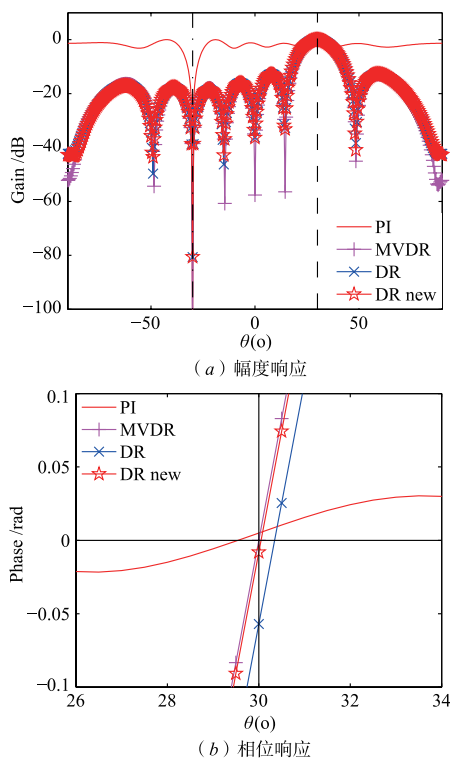


图2 无误差时的波束响应

号的波束形成权矢量 $\mathbf{w}_i'$.

(9) 利用(8)的权矢量对数据 $\bar{\mathbf{x}}(t)$ 进行加权, 加权后的数据记为 $y_i'(t)$. 进一步将 $y_i'(t)$ 送入接收机的跟踪定位模块.

5 仿真实验

实验中选用阵元间隔为半波长的 8 阵元均匀线阵, 接收机数字中频频率为 4.309MHz, 采样频率为 5.714MHz. 仿真产生的数据中包含 4 颗卫星信号和 1 个压制式干扰, 卫星信号的信噪比 (Signal to Noise Ratio, SNR) 为 -20dB, 干扰与噪声功率 (Jamming to Noise Ratio, JNR) 比为 42dB. 卫星信号的来向角分别为 30°, 41°, 50°, 10°, 干扰的来向角为 -30°.

图 2 给出了不存在阵列误差时 PI、MVDR、DR 以及 DR_new (表示二次解重扩算法) 四种算法对来向角为 30° 的卫星信号对应的波束响应. 其中图 2(a) 给出了归一化幅度响应, 可以看出 PI 算法只能在干扰方向形成零陷, 而不能在卫星来向形成波束增益, 其余三种具有波束增益的算法能够保证在抑制干扰的同时在卫星信号来向形成较强的增益. 图 2(b) 比较了四种算法的相位响应, 可以发现 MVDR 的在卫星信号来向处的相位响应为 0, 即不引入载波相位误差; DR 在卫星信号来向的相位响应与 0 值偏差较大, 这是由于其重构信号的频率误差较大导致的, 当加入频率精估环节后 DR_new 波束形成后在卫星信号来向的相位响应接近 0; 此外, 还

可看出 PI 处理后在卫星信号来向也会引入载波相位误差.

下面以阵元相位误差为例, 仿真分析阵列误差对不同加权算法波束响应的影响. 图 3 给出了阵元相位误差的方差为 0.1π 时各自适应处理算法的波束响应, 各子图所代表的意义同图 2. 从图 3(a) 可以看出, 误差对波束的幅度响应影响较小. 从图 3(b) 的相位响应可以看出, 阵列误差导致在卫星来向处 PI、MVDR 都偏离 0 相位, 而 DR_new 则能够保证卫星来向处接近于 0 相位.

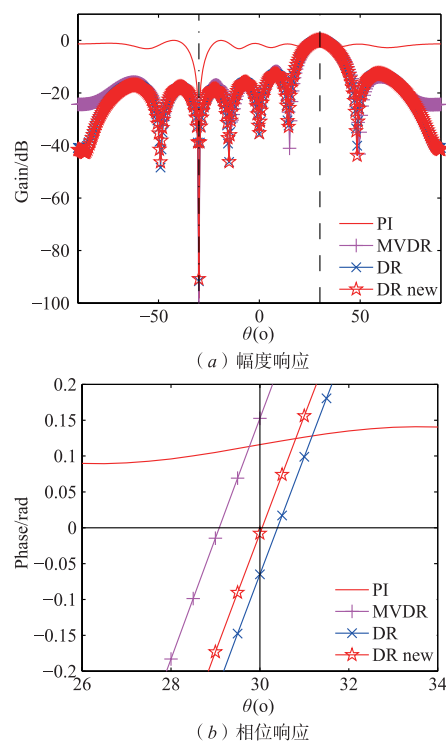


图3 存在误差时的波束响应

图 4 给出了传统 GPS 载波跟踪环路和本文提出的二次解重扩算法中的频率精估得到的载波频率估计误差对比. 将阵列误差均定义为 0 均值高斯随机过程, 其中图 4(a)、4(b)、4(c) 横轴分别表示阵元的幅度误差、相位误差和位置误差的方差, 纵轴表示载波频率估计的均方根误差. 由于 GPS 载波环路只对一个参考阵元的数据进行跟踪而获得载波频率值, 因此得到的载波频率不受阵列误差的影响. 而经过一次解重扩处理后采用频率精估得到的载波频率具有非常好的估计性能.

图 5 给出了不同自适应处理算法所引入的载波相位误差随阵列误差的变化, 其中图 5(a)、5(b) 和 5(c) 分别为随阵元幅度误差、阵元相位误差和阵元位置误差的变化, 图中横轴表示各类误差的方差, 纵轴为用距离表征的载波相位偏差. 可发现 DR 引入了较大的载波相位误差, 这正是由于其重扩信号的载波频率与接收到的卫星信号载波频率之间存在较大误差造成的.

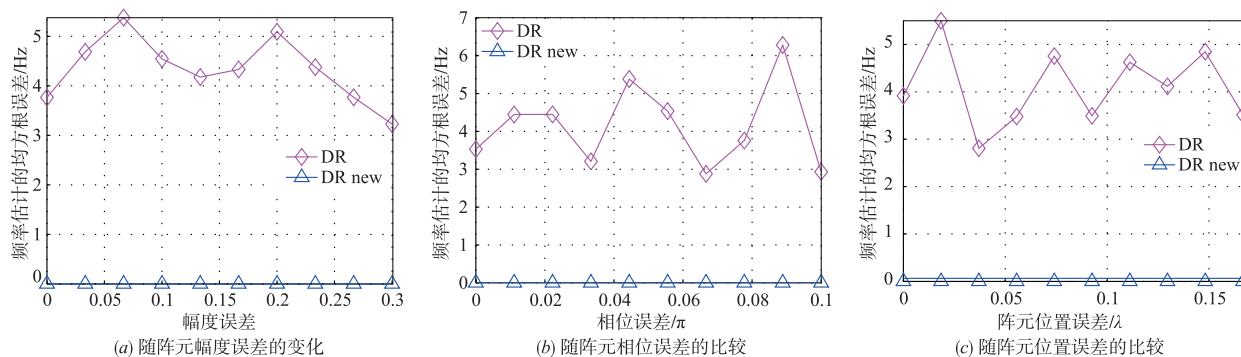


图4 载波频率估计结果对比

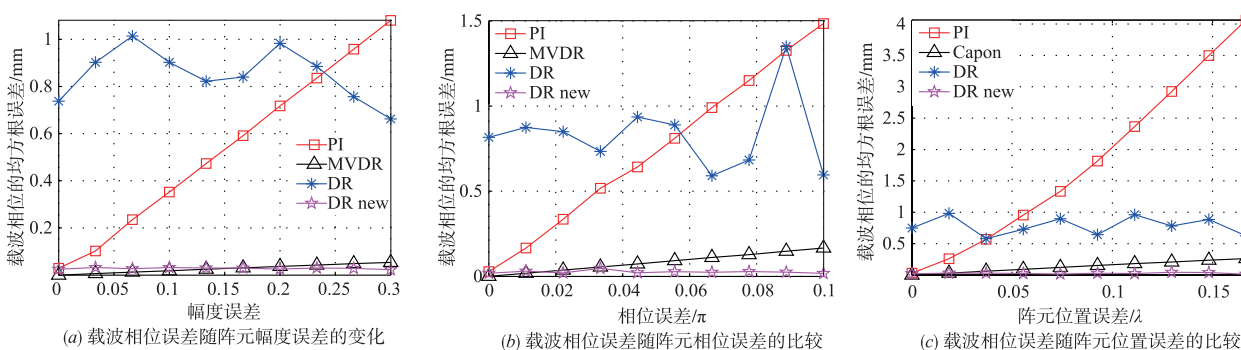


图5 不同自适应处理算法引入的载波相位误差对比

通过频率精估环节获得较准确的频率估计值后,从而使得重扩信号与接收到的卫星信号的载波频率差值尽可能小,因此 DR new 算法在不同阵列误差存在时引入的载波相位误差均很小。还可看出,PI 引入的载波相位测量误差随各种阵列误差增大均显著增大,而 MVDR 算法也会随着阵列误差的出现引入载波相位测量误差,尤其是对阵列相位误差和阵元位置误差更敏感。

6 结论

本文研究了空域自适应抗干扰对高精度 GNSS 应用中载波相位测量的影响,得出如下结论:

(1) 当不存在阵列误差时,PI 算法会引入载波相位测量误差;由于约束卫星来向的响应为 1,因此 MVDR 算法不引入载波相位测量误差;DR 算法本身不引入载波相位测量误差,但是这是建立在重扩信号的载波频率与接收的卫星信号载波频率相等的前提下,而实际中由于卫星信号存在一定带宽,导致载波跟踪环路跟踪得到的载波频率存在数 Hz 的误差,这会进一步导致解重扩处理后的卫星信号引入载波相位误差。

(2) 阵列误差的存在会导致 PI 算法引入更大的载波相位测量误差;MVDR 算法对阵列误差不稳健,阵列误差的存在会导致其引入卫星信号载波相位测量误差;DR 算法属于盲波束形成算法,不需要卫星信号来向及阵列流形信息,因此具有对阵列误差稳健的特性。

考虑到解重扩算法的优势,但解重扩处理后卫星信号载波相位测量性能又受限于载波频率估计值,本文在解重扩算法的基础上提出了二次解重扩算法,通过在解重扩算法的基础上增加频率精确估计环节,并根据精估后的载波频率重新构造本地参考信号与接收数据进行相关,从而最小化波束形成权矢量与卫星信号的导向矢量之间的误差。

参考文献

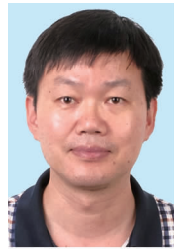
- [1] McGraw G A, Young S Y R, Reichenauer K. Evaluation of GPS anti-jam system effects on pseudorange and carrier phase measurements for precision approach and landing [A]. Proceedings of the 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation [C]. Long Beach, CA, 2004. 2742 – 2751.
- [2] McGraw G A, McDowell C, Young R S Y, et al. Assessment of GPS anti-jam system pseudorange and carrier phase measurement error effects [A]. Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation [C]. Long Beach, CA, 2005. 603 – 617.
- [3] G A McGraw, C McDowell, J M Kelly. GPS anti-jam antenna system measurement error characterization and compensation [A]. Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation [C]. Fort Worth, TX, 2006. 705 – 714.

- [4] Kim U S, De Lorenzo D, Gautier J, et al. Phase effects analysis of patch antenna CRPAs for JPALS [A]. Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation [C]. Long Beach, CA, 2004. 1531 – 1538.
- [5] Vagle N, Broumandan A, Jahromi A J, et al. Performance of antenna array calibration in multipath environments [A]. International Technical Meeting of the Institute of Navigation [C]. Monterey, California, 2016. 784 – 792.
- [6] Lorenzo D, David S. Navigation accuracy and interference rejection for GPS adaptive antenna arrays [J]. Applied Microbiology, 2006, 24 (3) : 440 – 3.
- [7] Chuang Y C, Buchanan M, O'Brien A, Gupta I J. Prediction of antenna induced biases for GNSS receivers [A]. In Proceedings of the International Technical Meeting of the Institute of Navigation [C]. San Diego, CA, USA, 2014. 27 – 29.
- [8] Church C M, Gupta I J. Estimation of adaptive antenna induced code and carrier phase bias in GNSS receivers [J]. Navigation, 2009, 56, 151 – 160.
- [9] Kim U S, Akos D, Enge P, et al. Simulation and validation of a GPS antenna array concept for JPALS application [A]. Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation [C]. Portland, OR, 2003. 1852 – 186.
- [10] Kalyanaraman S K, Braasch M S. GPS adaptive array phase compensation using a software radio architecture [J]. Navigation 2010, 57, 53 – 68.
- [11] Zhang Y, Amin M. Anti-jamming GPS receiver with reduced phase distortions [J]. IEEE Signal Process Lett, 2012, 19, 635 – 638.
- [12] A Brown. High accuracy GPS performance using a digital adaptive antenna array [A]. Proceedings of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation [C]. Long Beach, CA, 2001. 335 – 343.
- [13] Y H Chen, J C Juang, J Seo et al. Design and implementation of real-time software radio for anti-interference GPS/WAAS sensors [J]. Sensors, 2012, 12 (10) : 13417 – 13440.
- [14] J Seo, Y H Chen, DSD Lorenzo, SLO, et al. A real-time capable software-defined receiver using GPU for adaptive anti-jam GPS sensors [J]. Sensors, 2011, 11 (9) : 8966 – 8991.
- [15] Xu H, Cui X, Shen J, Lu M. A two-step beam-forming method based on carrier phases for GNSS adaptive array anti-jamming [A]. Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation [C]. Monterey, California, 2016. 793 – 804.
- [16] Lu D, Wu R. Blind adaptive anti-jamming GPS receiver based on power minimization-despread technique [J]. Advances in Information Sciences and Service Sciences, 2011, 3 (6) : 73 – 79.
- [17] 吴仁彪, 王文益, 卢丹, 等. 卫星导航自适应抗干扰技术 [M]. 北京: 中国科学出版社, 2015. 146 – 167.
- Wu R B, Wang W Y, Lu D, et al. Adaptive Interference Mitigation in GNSS [M]. Beijing: Science Press, 2015. 146 – 167. (in Chinese)

作者简介



贾琼琼 女, 1986 年生于陕西高陵. 中国民航大学智能信号与图像处理重点实验室讲师. 研究方向为 GNSS 多径干扰抑制技术.
E-mail: qiongjiawei@163.com



吴仁彪 男, 1966 年生于湖北武汉. 教授, 博士生导师, 研究方向为自适应信号处理及其在通信、雷达和卫星导航中的应用.
E-mail: rbwu@cauc.edu.cn