

具有空时二维分辨能力的多径干扰抑制算法

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: 针对全球卫星导航系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)中的多径干扰抑制问题, 本文提出了一种有效的算法, 该算法首先对接收到的数据进行捕获, 以获得各卫星信号参数粗估结果, 接着利用 WRELAX (Weighted RELAXation) 技术, 在空时二维空间中逐一估计出直达卫星信号和多径干扰的来向、码时延和幅度信息; 并根据所估计到的参数来区分多径干扰和直达信号; 此外, 本文在进行二维参数估计时, 根据捕获到的码时延的信息, 限定码时延的搜索范围的方法显著降低了算法运算量. 由于空时二维处理能够同时从空域和时域区分直达卫星信号和多径干扰, 因此能够更好地实现多径干扰抑制. 最后, 通过仿真实验验证了本文算法较之传统多径干扰抑制算法的优越性.

关键词: 全球卫星导航系统; Global Positioning System (GPS); 多径干扰; 相干信号; WRELAX
中图分类号: TN973.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)11-2721-07
电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.11.020

Multipath Interference Suppression Algorithm with Space-Time 2-D Resolution

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: This paper studied the multipath mitigation in Global Navigation Satellite System (GNSS). A novel efficient algorithm with moderate computation burden is proposed, which firstly acquire the received data to obtain a rough estimation the satellite signal parameters. Then the Weighted RELAXation (WRELAX) technology, which was proposed to estimate the spatial parameter initially, is generalized to the space-time domain, termed as ST-RELAX. By using the ST-RELAX algorithm, the space-time parameters, e. g. direction of arrival (DOA), time delay and amplitude of both the line of sight (LOS) signal and the multipath are estimated. In addition, based on the code delay obtained from the acquisition process, the code delay searching interval in the 2-D parameter estimation process can be limited to reduce the computation burden. Hence, both the spatial and the time domain information can be used, the multipath can be mitigated more efficiently. Finally, the simulation results show that the proposed algorithm is superior to the traditional multipath mitigation algorithms.

Key words: global navigation satellite system (GNSS); global positioning system (GPS); multipath; coherent signal; weighted relaxation (WRELAX)

1 引言

随着全球卫星导航系统 (Global Navigation Satellite System, GNSS) 的逐步发展和应用范围的不断扩大, 对其性能的需求也在不断提升. 然而, 卫星导航系统容易受到各种干扰, 其中多径干扰是一种较为普遍、而且较难抑制的干扰^[1,2]. 多径干扰信号与直达信号同时进入

接收机将会改变接收机环路的鉴相特性, 从而产生跟踪和测量误差, 降低定位精度.

通过时域信号处理实现多径干扰抑制的技术主要有基于相关器的技术和基于时域参数估计的多径干扰抑制技术. 基于相关器的技术是在经典码跟踪环路的基础上针对多径环境的一种改进技术. 包括窄相关技术^[3]和双 delta 相关器技术^[4-6]等. 这类方法对传统接

收机的兼容性好,对额外硬件的需求相对小.并且,与多径干扰数目无关.但是,这些技术一般只能处理中远程多径(即多径相对于直达信号的延迟在 30m 左右甚至更长的情况).此外,这类方法抗噪声性能较差,并且不能消除多径引起的载波相位跟踪误差.基于参数估计的多径干扰抑制技术,主要包括多径估计延迟锁定环(Multipath Estimating Delay Lock Loop, MEDLL)^[7]、MMT(Multipath Mitigation Technique, MMT)^[8]、基于 WRELAX 参数估计的多径干扰抑制算法^[9-11]以及联合幅度延迟锁定环(Coupled Amplitude Delay Lock Loops, CADLL)技术^[12]等.这类方法能够同时估计出码延迟和载波相位,并且有望达到参数估计性能的下界.但是,需要更高的采样率以及更多的相关器,因此结构更为复杂.

考虑到多径干扰与直达信号空间来向的差异,从空域抑制多径干扰的技术主要包括基于天线设计的技术^[13],以及基于阵列信号空域波束形成的技术^[14].这类方法能够根据直达卫星信号与多径干扰的空间来向差异将其抑制.但是,特殊的天线设计成本高,且大都不能消除来自天线上方的多径干扰;而基于空域波束形成的技术由于微弱的直达卫星信号和多径干扰的来向估计困难而发展受限.

针对上述问题,本文提出了一种有效的基于空时二维参数估计的多径干扰抑制算法,该算法首先对接收到的数据进行捕获,以获得各卫星信号的参数粗估结果;然后,将用于时延估计的 WRELAX 技术^[9-11,15-17]推广到空时二维,其优势主要表现在:(1)由于同时进行空时二维积累,极大地提高了信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR),从而提高参数估计精度.(2)能够同时在空时域区分直达卫星信号和多径干扰,相对于单纯的空域和时域处理,极大的提高了二者的分辨能力.能够区分二者波达方向(Direction of arrival, DOA)相同而码时延不同,或者码时延相同而 DOA 不同的情况.(3)通过捕获得到码时延的粗估值,可以限定二维参数估计中码时延的搜索范围,从而使得二维处理相对于一维处理所增加的运算量可以接受.

2 数据模型及问题描述

为了研究抗多径干扰的有效方法,首先介绍存在多径干扰时卫星信号数据模型.本文以 GPS 卫星 L1 频率信号为例来研究,所得出的方法及结论可推广用于 GNSS 其它卫星信号.

参考点在 t 时刻接收到的信号 $\bar{x}(t)$ 表示为

$$\bar{x}(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{p=0}^P \bar{\alpha}_p^l s^l(t - \tau_p^l) e^{j2\pi f_d^l (t - \tau_p^l)} + e(t) \quad (1)$$

其中,下标 0 表示与直达卫星信号有关的参量;下标 p

表示与第 p 路多径干扰相关的参量,且 $p = 1, 2, \dots, P$; 上标 l 表示与第 l 颗卫星信号相关的参量, $s^l(t) = d^l(t) c^l(t)$, $c^l(t)$ 表示 C/A 码, $d^l(t)$ 表示导航电文,由于 C/A 码的重复周期是 1ms,导航电文数据位的长度是 20ms,下述处理中单次处理的数据长度是 1 个 C/A 码周期,因此可以忽略导航电文的影响; $e(t)$ 是加性高斯白噪声.一般来说,接收机距卫星较远,可认为接收机周围物体所造成的反射信号与卫星直达信号具有相同的多普勒频率^[9-11],用 f_d^l 来表示,因此式(1)可表示为

$$\bar{x}(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{p=0}^P \bar{\alpha}_p^l s^l(t - \tau_p^l) e^{j2\pi f_d^l t} e^{j\varphi_p^l} + e(t) \quad (2)$$

其中 φ_0^l 和 φ_p^l 分别为直达卫星信号和多径干扰的载波相位.多普勒频率 f_d^l 可通过载波跟踪环路获取.进一步,可根据跟踪环路得到的多普勒频率可将上述数据下变频到基带.将上式中复相位 $e^{j\varphi_p^l}$ 因子与 $\bar{\alpha}_p^l$ 合并,记为 α_p^l ,那么可得

$$\bar{x}(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{p=0}^P \alpha_p^l s^l(t - \tau_p^l) e^{j2\pi f_d^l t} + e(t) \quad (3)$$

虽然利用空域来向信息可以有效的区分来向角不同的直达卫星信号和多径干扰.但是,对于复杂时变的多径环境,由于接收机和卫星位置随时间不断变化,导致在某些时刻多径干扰有可能与直达信号来向接近甚至重合,此时仅从空域无法抑制多径干扰.然而,出现与直达信号码时延和来向都相近的多径干扰的概率极小.因此,本文将研究具有空-时二维分辨能力的多径干扰抑制算法.

若假设接收天线为 M 元均匀线阵,将 1ms 的数据(对应于 GPS 卫星 C/A 码的码周期)沿着时间维进行 K 点采样,则阵列接收数据下变频到基带后可表示为如下的 $MK \times 1$ 维矢量 $\mathbf{x}(t)$,其元素 $x_{mk}(t)$ 为第 m 个阵元第 k 个采样时刻的接收信号,可以表示为

$$x_{mk}(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{p=0}^P \alpha_p^l s_{mk}^l(t - \tau_p^l) + e_{mk}(t) \quad (4)$$

可将 t 时刻第 m 个阵元第 k 个采样点的卫星信号可表示为

$$s_{mk}^l(t) = s^l(t - \tau - (k-1)T_s) e^{-j \frac{2\pi(m-1)\delta \sin\theta}{\lambda}} \quad (5)$$

其中, θ 表示卫星信号的来向角, δ 表示阵元间距, λ 表示卫星信号的波长, T_s 表示时域采样间隔.对一段时间(1 个 C/A 码周期)内接收的卫星信号沿着时间维进行傅里叶变换得的结果表示为 $M \times K$ 维矩阵 $\mathbf{X}(f)$,其元素 X_{mk} 可表示为

$$X_{mk} = \sum_{l=1}^L \sum_{p=0}^P \alpha_p^l S^l \left(\frac{k-1}{K} f_s \right) e^{-j \frac{2\pi(k-1)f_s^l}{K}} e^{-j \frac{2\pi(m-1)\delta \sin\theta^l}{\lambda}} + E_{mk} \quad (6)$$

其中 $S^l(\cdot)$ 表示 $s^l(\cdot)$ 对应的傅里叶变换.第 l 颗卫星信号对应码延时为 0 的本地参考信号记为 $s_{ref}^l(t) = c^l(t)$,对应的傅里叶变换可表示为 \mathbf{C}^l ,并进一步令

$$\mathbf{C}^l = \mathbf{I}_{M \times 1} \times C^l \quad (7)$$

其中, $\mathbf{I}_{M \times 1}$ 表示 $M \times 1$ 维全 1 向量. 由于不同卫星 C/A 码的相关性非常小, 因此, 经过与本地参考信号相关后, 可只研究每一颗卫星信号及其对应的多径干扰的情况, 则第 l 颗卫星信号对应的数据用下式表示

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^l &= [\mathbf{C}^l]^* \odot \mathbf{X}(f) \\ &= \alpha_0^l \mathbf{q}_{\text{ST}}^l(\theta_0^l, \tau_0^l) + \sum_{p=1}^P \alpha_p^l \mathbf{q}_{\text{ST}}^l(\theta_p^l, \tau_p^l) + e(t) \end{aligned} \quad (8)$$

其中 \odot 表示 Hadamard 积. 卫星信号的 $MK \times 1$ 维空时导向矢量 $\mathbf{q}_{\text{ST}}^l(\theta, \tau)$ 可表示为

$$\mathbf{q}_{\text{ST}}^l(\theta, \tau) = \mathbf{a}(\theta) \otimes \mathbf{b}^l(\tau) \quad (9)$$

其中 \otimes 代表 Kronecker 积, $\mathbf{a}(\theta)$ 为卫星信号的空域导向矢量^[9]可表示为

$$\mathbf{a}(\theta) = [1 \quad e^{-j2\pi \frac{\delta}{\lambda} \sin\theta} \quad \dots \quad e^{-j2\pi \frac{\delta}{\lambda} (M-1) \sin\theta}]^T \quad (10)$$

$\mathbf{b}^l(\tau)$ 为其时域导向矢量, 为了得到其具体形式, 首先研究式(8)中解扩在频率维的运算可表示为

$$\begin{aligned} R_{mk}^l(k) &= \left| C^l \left(\frac{k-1}{K} f_s \right) \right|^2 e^{-j \frac{2\pi(k-1)f_s \tau}{K}} e^{-j \frac{2\pi(m-1)\delta \sin\theta}{\lambda}} \\ &= R^l \left(\frac{k-1}{K} f_s \right) e^{-j \frac{2\pi(k-1)f_s \tau}{K}} e^{-j \frac{2\pi(m-1)\delta \sin\theta}{\lambda}}, \\ k &= 0, 1, \dots, \frac{K-1}{K} \end{aligned} \quad (11)$$

因此, 可得

$$\mathbf{b}^l(\tau) = \begin{bmatrix} R^l(0) \\ R^l \left(\frac{1}{K} f_s \right) e^{-j \frac{2\pi\tau}{K}} \\ \dots \\ R^l \left[\frac{K-1}{K} f_s \right] e^{-j \frac{2\pi(K-1)\tau}{K}} \end{bmatrix} \quad (12)$$

进一步, 令

$$\mathbf{b}(\tau) = [1 \quad e^{-j \frac{2\pi\tau}{K}} \quad \dots \quad e^{-j \frac{2\pi(K-1)\tau}{K}}]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{R}^l = \text{diag} \left(\left[R^l(0) \quad R^l \left(\frac{1}{K} f_s \right) \quad \dots \quad R^l \left(\frac{K-1}{K} f_s \right) \right] \right) \quad (14)$$

则有如下关系式成立

$$\mathbf{b}^l(\tau) = \mathbf{R}^l \mathbf{b}(\tau) \quad (15)$$

接着, 令

$$\mathbf{Q}^l = [\mathbf{q}_{\text{ST}}^l(\theta_{l0}, \tau_{l0}) \quad \mathbf{q}_{\text{ST}}^l(\theta_{l1}, \tau_{l1}) \quad \dots \quad \mathbf{q}_{\text{ST}}^l(\theta_{lp}, \tau_{lp})] \quad (16)$$

$$\boldsymbol{\alpha}^l = [\alpha_0^l \quad \alpha_1^l \quad \dots \quad \alpha_p^l] \quad (17)$$

则式(8)的数据可进一步表示为如下式的紧凑表达式

$$\mathbf{y}^l = \mathbf{Q}^l \boldsymbol{\alpha}^l + e \quad (18)$$

3 多径干扰抑制算法

本节针对 GNSS 多径干扰问题, 提出了一种具有空时二维处理能力的多径干扰抑制算法, 其原理框图如图 1 所示, 可简单描述如算法 1.

算法 1 有空时二维处理能力的多径干扰抑制算法

- Step1 对接收到的数据进行捕获, 从而得到数据中所含的卫星信号的星号 (PRN)、初始码相位及含多普勒的载波频率 (即卫星信号的未知参数);
- Step2 对接收数据进行快速傅里叶变换 (FFT);
- Step3 根据 Step1 捕获到的卫星数目 L , 启动 L 路并行通道对数据处理. 其中每个通道的处理包括:
 - Sub step(1) 根据该通道拟跟踪的卫星构造本地参考信号 s_{ref}^l , 并构造如式(7)的频域解扩矩阵;
 - Sub step(2) 根据式(8)对空时数据进行解扩, 得到第 l 颗卫星的解扩后数据;
 - Sub step(3) 对于含有多径的通道, 采用空时二维处理, 估计直达卫星信号和多径干扰的参数;
 - Sub step(4) 根据所估计到信号的相对时延、幅度以及来向角区分多径干扰和直达信号.

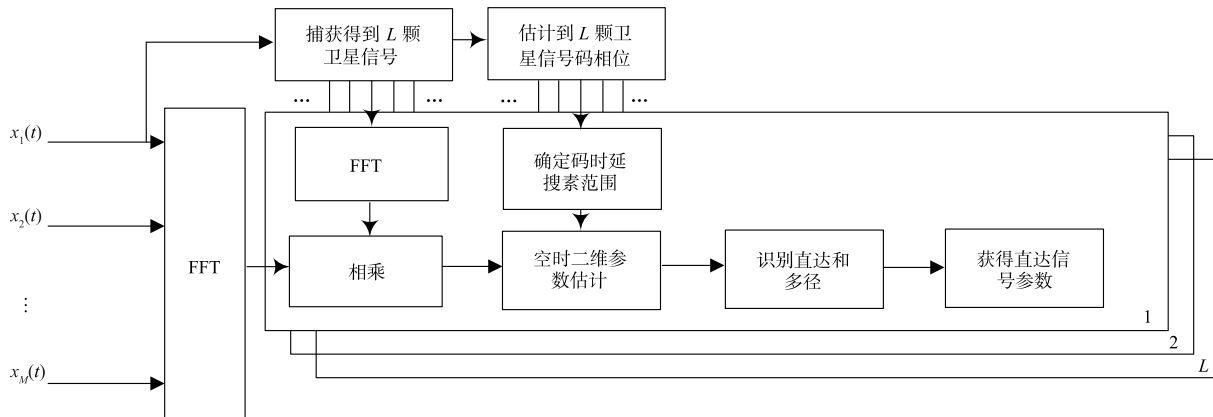


图1 算法原理框图

(1) 参数估计原理

令 $\boldsymbol{\theta}^l = [\theta_0^l \ \theta_1^l \ \cdots \ \theta_p^l]$, $\boldsymbol{\tau}^l = [\tau_0^l \ \tau_1^l \ \cdots \ \tau_p^l]$, $\boldsymbol{\alpha}^l$ 如式(7)所定义,那么,要得到这些参数的估计值,可通过使下式的 NLS 代价函数最小化来实现

$$g_1 = \min_{\boldsymbol{\theta}^l, \boldsymbol{\tau}^l, \boldsymbol{\alpha}^l} \|\mathbf{y}^l - \mathbf{Q}^l \boldsymbol{\alpha}^l\|_2^2 \quad (19)$$

上式中 $\|\cdot\|_2$ 表示向量的 2 范数. 将式(19)展开有如下形式

$$\begin{aligned} g_1 &= (\mathbf{y}^l - \mathbf{Q}^l \boldsymbol{\alpha}^l)^H (\mathbf{y}^l - \mathbf{Q}^l \boldsymbol{\alpha}^l) \\ &= [\boldsymbol{\alpha}^l - (\mathbf{Q}^{HH} \mathbf{Q}^l)^{-1} \mathbf{Q}^{HH} \mathbf{y}^l]^H (\mathbf{Q}^{HH} \mathbf{Q}^l) \\ &\quad \times [\boldsymbol{\alpha}^l - (\mathbf{Q}^{HH} \mathbf{Q}^l)^{-1} \mathbf{Q}^{HH} \mathbf{y}^l] \\ &\quad + \mathbf{y}^{lH} \mathbf{y}^l - \mathbf{y}^{lH} \mathbf{Q}^l (\mathbf{Q}^{HH} \mathbf{Q}^l)^{-1} \mathbf{Q}^{HH} \mathbf{y}^l \end{aligned} \quad (20)$$

根据上式可知,对 \mathbf{Q}^l 中任意 $\boldsymbol{\theta}^l, \boldsymbol{\tau}^l$, 可选择 $\boldsymbol{\alpha}^l$ 使 g_1 的第一项为 0. 同时使式(20)最小等价于使其最后一项最大,即 $\hat{\boldsymbol{\theta}}^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}^l$ 可通过如下式的代价函数获得

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}^l = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}^l, \boldsymbol{\tau}^l} [\mathbf{y}^{lH} \mathbf{Q}^l (\mathbf{Q}^{HH} \mathbf{Q}^l)^{-1} \mathbf{Q}^{HH} \mathbf{y}^l] \quad (21)$$

相应地有

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}^l = (\mathbf{Q}^{HH} \mathbf{Q}^l)^{-1} \mathbf{Q}^{HH} \mathbf{y}^l \Big|_{\boldsymbol{\theta}^l = \hat{\boldsymbol{\theta}}^l, \boldsymbol{\tau}^l = \hat{\boldsymbol{\tau}}^l} \quad (22)$$

当数据中含有多个信号源时(这里指含有直达信号和多径干扰),式(21)中的 NLS 代价函数具有复杂的多峰形状,直接求解将面临很大困难,为此我们采用基于信号分离理论的 WRELAX 技术来求解此问题.

利用信号分离估计理论估计卫星直达及多径干扰的来向,先假设有 \bar{P} 个待估计信号, \bar{P} 是中间变量. 令

$$\mathbf{y}_p^l = \mathbf{y}^l - \sum_{j=1, j \neq p}^{\bar{P}} \hat{\boldsymbol{\alpha}}_j^l \mathbf{q}_{ST}^l(\hat{\boldsymbol{\theta}}_j^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}_j^l) \quad (23)$$

这里假设 $\{\hat{\boldsymbol{\theta}}_j^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}_j^l, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_j^l\}_{j=1, j \neq p}^{\bar{P}}$ 已知,将上式代入式(19)可以得到

$$g_2(\boldsymbol{\theta}_p^l, \boldsymbol{\tau}_p^l) = \|\mathbf{y}_p^l - \boldsymbol{\alpha}_p^l \mathbf{q}_{ST}^l(\boldsymbol{\theta}_p^l, \boldsymbol{\tau}_p^l)\|_2^2 \quad (24)$$

定义

$$\mathbf{q}_{ST}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\tau}) = \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}) \otimes \mathbf{b}(\boldsymbol{\tau}) \quad (25)$$

最小化上述代价函数,可得

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_p^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}_p^l = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}_p^l, \boldsymbol{\tau}_p^l} \left| [\mathbf{q}_{ST}(\boldsymbol{\theta}_p^l, \boldsymbol{\tau}_p^l)]^H \mathbf{y}_p^l \right|^2 \quad (26)$$

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_p^l = \frac{[\mathbf{q}_{ST}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_p^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}_p^l)]^H \mathbf{y}_p^l}{\|\mathbf{C}\|_F} \Big|_{\boldsymbol{\theta}_p^l = \hat{\boldsymbol{\theta}}_p^l, \boldsymbol{\tau}_p^l = \hat{\boldsymbol{\tau}}_p^l} \quad (27)$$

其中, $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的 Frobenius 范数. 从式(26)可以看出, $\hat{\boldsymbol{\theta}}_p^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}_p^l$ 可以通过找二维周期图 $|[\mathbf{q}_{ST}(\boldsymbol{\theta}_p^l, \boldsymbol{\tau}_p^l)]^H \mathbf{y}_p^l|^2$ 的最大值对应的位置得到,而这可通过二维 FFT 运算实现, $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_p^l$ 为 $[\mathbf{q}_{ST}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_p^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}_p^l)]^H \mathbf{y}_p^l / \|\mathbf{C}\|_F$ 的复幅度.

通过上述准备,下面介绍空-时二维 RELAX(简称为 ST-RELAX)算法(算法2)的具体实现步骤:

算法2 空-时二维 RELAX 算法

Step1 假定 $\bar{P} = 1$. 利用式(26)和式(27)从 \mathbf{y}^l 中估计得到 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_0^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}_0^l$ 和 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_0^l$.

Step2 假定 $\bar{P} = 2$. 利用式(23)和 Step1 中得到的 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_0^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}_0^l$ 和 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_0^l$ 计算 \mathbf{y}_1^l . 通过上述方法从 \mathbf{y}_1^l 中得到 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_1^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}_1^l$ 和 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_1^l$.

利用式(23)以及 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_1^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}_1^l$ 和 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_1^l$ 计算 \mathbf{y}_0^l , 利用式(26)和式(27)重新确定 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_0^l, \hat{\boldsymbol{\tau}}_0^l$ 和 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_0^l$.

通过上述两个子过程的迭代直至收敛^[15-17].

剩余步骤:进行相似的处理直至 \bar{P} 等于期望的或估计得到的正弦波信号的数目.

由于能够同时估计出时延和 DOA 两个参数,更有利于区分多径干扰和直达卫星信号. 由于同时利用了不同阵元的信息,能够实现空域信息的相干积累,从而提高了参数估计的 SNR,这就使得参数估计的精度得到提高. 可综合估计出信号的到达时间、幅度及来向角信息来区分多径干扰和直达信号.

(2) 运算量分析

从上面的分析可知,较之文献[10]给出的时域处理的 WRELAX 算法来说,本文给出的 ST-WRELAX 算法在参数估计精度方面的优势是显著的. 但是, ST-WRELAX 算法同时也带来了运算量增加的问题. 如前所述,一个空时数据样本的长度为 MK , 时域数据样本的长度为 K , 单从这个角度来讲, ST-WRELAX 算法所有的操作过程中数据长度是 WRELAX 算法的 M 倍. 这样增加的运算量是非常显著的,尤其是当阵元数 M 较大时. 考虑到只有当多径干扰与直达信号的相对时延小于 1 个码片时才会对跟踪环路产生严重影响,因此进行参数估计中限定码时延 τ 的取值范围在相关函数峰值在内的 ± 2 个码片内,那么此时数据的长度将变为 $4MK/1023$ (1023 为 C/A 码的码元数),这将在很大程度上降低算法的运算量,提高算法运算速度.

4 仿真实验

实验基本参数:设置卫星信号的采样频率为 5MHz, 参数估计在基带进行. 空时处理中天线阵为 10 元均匀线阵, 天线接收的数据包含卫星星号分别为 PRN1 = 1、PRN2 = 3、PRN3 = 5、PRN4 = 22 的直达卫星信号,相应的来向角分别为 $0^\circ, 10^\circ, 30^\circ, 60^\circ$. 参数估计中选取的数据长度为一个 C/A 码周期. 由于对于 GNSS 来说,多径的影响主要表现在对码跟踪环路的码时延跟踪精度上,因此下面的实验中,均以直达卫星信号的码相位跟踪性能为评估依据.

实验 1 直达信号和多径干扰的 DOA 与码时延均不同. 数据中还包含 PRN1 卫星的一路多径干扰,其 DOA 为 -30° . 卫星信号的 SNR 为 $-20\text{dB} \sim -15\text{dB}$, 多径干扰与直达信号的幅度比为 $1/2$, 相对码时延为 $0.105T_c$. 图 2 给出了直达信号码时延估计性能随 SNR 的变化情况,其中图 2(a)是直达和多径相位相同的结果,图 2(b)是二者相位相反的结果.

从图 2(a)和(b)可以看出,无论是直达信号与多径干扰同相位还是相位相反,ST-WRELAX 的性能均最好,这正是采用空时二维处理所带来的性能优势,能够实现空时二维信号能量积累,因此在同一 SNR 下会有更高的参数估计精度.此外,WRELAX 的性能较之 MEDLL 略好,这是由于前文所述的 WRELAX 参数在进

行参数估计的过程中是通过 FFT 实现的,为了提高参数估计的精度可对数据加 0 进行更多点数的 FFT,还可利用 MATLAB 的 fmin 函数进行参数的局部搜索,从而可以获得更高的精度.而 MEDLL 的码时延估计是在时域进行的,只能通过时域插值处理提高其参数估计的精度.

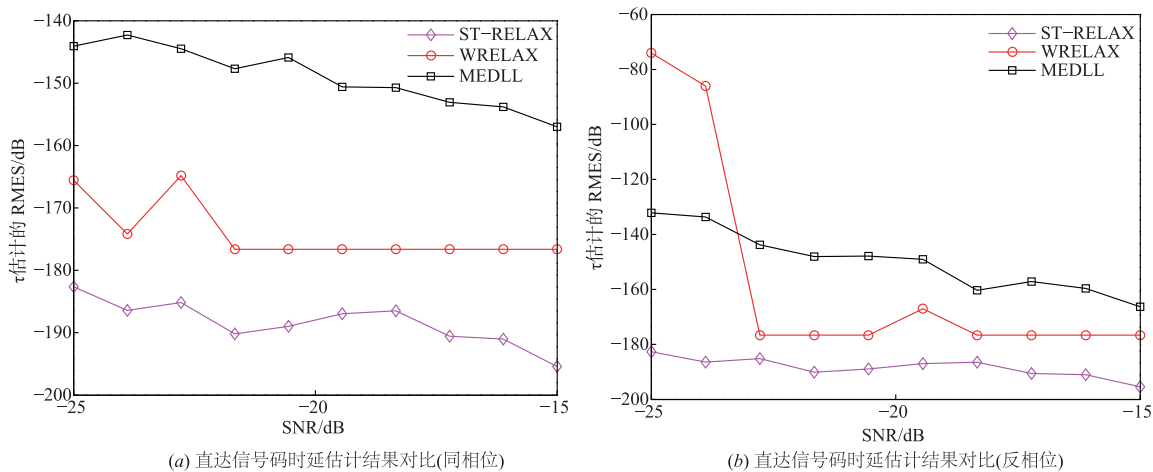


图2 码时延估计结果随SNR的变化曲线(直达和多径幅度不同)

实验 2 直达信号和多径干扰的码时延相同,但是初相位不同,导致信号相消时的实验.多径干扰与直达信号的幅度比为 1/1,二者同相位相反时得到的直达信号时延估计性能与 WRELAX 算法性能对比如图 3 所示.可以看出,此时 ST-WRELAX 还可取得较好的性能, MEDLL 和 WRELAX 算法的性能都很差.这正是因为后两种算法仅从时域一维处理来获得参数估值,此时多径干扰已经导致直达卫星信号完全消失,因此无从获得二者参数的正确估值.而 ST-WRELAX 之所以能获得好的估计性能正是由于虽然多径和直达信号的码时延虽然相同,但是 DOA 却不同,因此在空时二维平面上(仍然是可区分的.此外,从图 3 还可以看出, MEDLL 的性能优于 WRELAX,其实,本实验条件下二者均应该得不到正确的估计结果,但是由于 MEDLL 在进行码时延估计时,已经限定搜索范围为 $\pm 4T_c$,因此,才会出现误差较之 WRELAX 性能好的假象.

实验 3 接着仿真生成卫星信号和一路多径干扰.设置多径干扰与直达信号之间的干信比为 -2dB ,相对延迟 $\tau_2 - \tau_1$ 从 $0 \sim 1.5$ 个码片,多径信号与直射信号同相($\Delta\varphi = 0^\circ$)或反相($\Delta\varphi = 180^\circ$),可能出现的正负最大多径误差称为误差的包络.在无噪声、无限带宽条件下,图 4 给出了 GPS 接收机的标准相关器(相关器间隔为 1 个码片)、有抑制多径能力的窄相关器(相关器间隔分别为 0.5 个码片和 0.1 个码片)、基于最大似然参数估计的 MEDLL 技术、WRELAX^[10]以及本文提出的 ST-WRELAX 算法对存在多径干扰的数据的码延迟跟

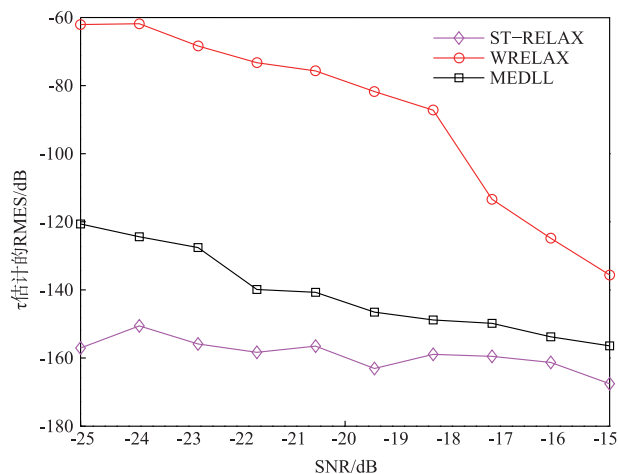


图3 码时延估计结果随SNR的变化曲线(直达和多径幅度相同)

踪误差包络曲线.

从图 4 可以看出,存在多径干扰时传统宽相关技术将存在较大的码相位跟踪误差,窄带相关技术虽可以大大减少这一误差,但是不能无限制的减小. MEDLL 和 WRELAX 算法较之窄相关技术性能更优,而本文所提算法由于联合空时域处理的 ST-WRELAX 技术具有比 MEDLL 和 WRELAX 更好的性能.

实验 4 接上一实验,如图 5 给出存在噪声情况下,且 $\text{SNR} = -20\text{dB}$ 时,三种基于参数估计的多径干扰抑制算法的误差包络.图 5 可以看出,即使在噪声环境下,所提出的 WRELAX 和 ST-WRELAX 算法能够给出

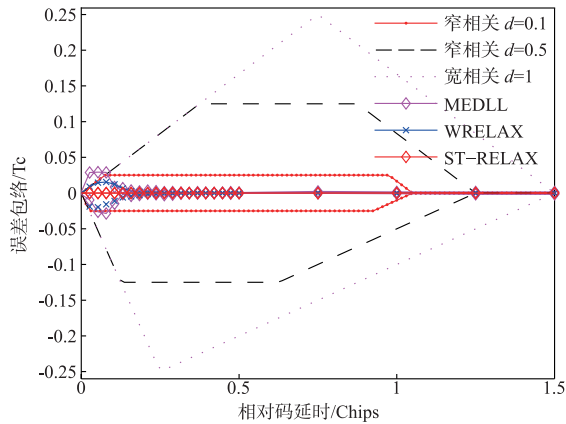


图4 理想情况下各算法的误差包络对比

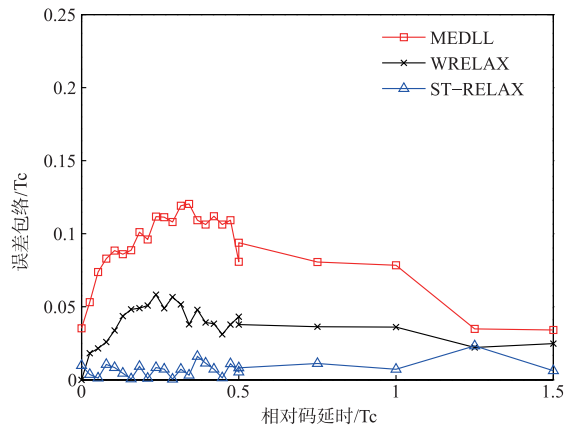


图5 考虑噪声影响时各算法的误差包络对比

较好的结果,且 ST-WRELAX 算法性能更优。

5 结论

本文提出了一种基于空时二维处理的 GNSS 多径干扰抑制算法,突破了传统的单从时域或空域的一维处理抑制多径干扰的限制。空时二维处理不仅利用二维积累提高了 SNR,从而提高参数估计精度,而且二维空间处理增加了对直达信号和多径干扰的分辨能力。此外,由于根据捕获结果得到的卫星码时延信息限制参数估计中码时延的搜索范围,因此,相对于一维处理的所增加的运算量是非常有限的。

参考文献

- [1] Richard D J. Multipath effects on GPS code phase measurements [A]. Proceedings of the 4th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1991) [C]. Albuquerque, NM; ION 1991. 915–924.
- [2] M. S. Braasch. GPS multipath model validation [A]. IEEE Position Location and Navigation Symposium, 1996 [C]. Atlanta, GA; IEEE, 1996. 672–678.
- [3] Van Dierendonck A J, Fenton P, Ford T. Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver [J]. Navigation: Journal of the Institute of Navigation, 1992, 39(3): 265–284.
- [4] McGraw G, Braasch M. GNSS multipath mitigation using gated and high resolution correlator concepts [A]. Proceedings of the 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1999) [C]. San Diego, CA; ION, 1999. 333–342.
- [5] Garin, L., Van Diggelen, F., Rousseau, J. M. Strobe and edge correlator multipath mitigation for code [A]. Proceedings of the 9th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1996) [C]. Kansas City, MO; ION, 1996. 657–664.
- [6] Garin L, Rousseau J. M. Enhanced strobe correlator multipath rejection for code & carrier [A]. Proceedings of the 10th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1997) [C]. Kansas City, MO; ION, 1997. 559–568.
- [7] R D J van Nee, J Sierveld, P C Fenton, et al. The multipath estimating delay lock loop: approaching theoretical accuracy limits [A]. IEEE Position Location and Navigation Symposium, 1994 [C]. Las Vegas, NV, 1994. 246–251.
- [8] Weill L R. Multipath mitigation using modernized GPS signals: How good can it get? [A]. Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2002) [C]. Portland OR, 2002. 493–505.
- [9] 吴仁彪, 王文益, 卢丹, 王璐, 贾琼琼. 卫星导航自适应抗干扰技术 [M]. 北京: 中国科学出版社, 2015. 147–168.
Wu R, Wang W, Lu D, et al. Adaptive Interference Mitigation in GNSS [M]. Beijing: Science Press, 2015. 146–167. (in Chinese)
- [10] Li J, Wu R, Wang W, et al. A novel GPS signal acquisition algorithm [J]. Advances in Information Sciences and Service Sciences, 2012, 4(17): 597–604.
- [11] Jia Q, Wu R, Wang W, et al. Multipath interference mitigation in GNSS via WRELAX [J]. Gps Solutions, 2017, 21(2): 487–498.
- [12] Chen X, Dosis F, Pini M, et al. Turbo architecture for multipath mitigation in global navigation satellite system receivers [J]. IET Radar Sonar Navigation, 2011, 5(5): 517–527.
- [13] Scire-Scappuzzo F, Makarov S N. A low-multipath wide-band GPS antenna with cutoff or non-cutoff corrugated ground plane [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(1): 33–46.
- [14] M Sahnoudi, M G Amin. Optimal robust beamforming for

interference and multipath mitigation in GNSS arrays [A]. 2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing-ICASSP07 [C]. Honolulu, HI, 2007. (III); 693 – 696.

- [15] Li J, Wu R. An efficient algorithm for time delay estimation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46 (8); 2231 – 2235.
- [16] Wu R, Li J, Liu Z. Super resolution time delay estimation via MODE-WRELAX [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1999, 35 (1); 294 – 307.
- [17] Wu R, Li J. Time-delay estimation via optimizing highly oscillatory cost functions [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1998, 23 (3); 235 – 244.

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.



吴仁彪(通信作者) 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