

## 一种基于迭代最小二乘法的精确同步方法

李明阳<sup>\*①</sup> 柏鹏<sup>①</sup> 王徐华<sup>①</sup> 彭卫东<sup>①</sup> 卢虎<sup>②</sup> 林晋福<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(空军工程大学综合电子信息与电子对抗技术研究中心 西安 710051)

<sup>②</sup>(空军工程大学理学院 西安 710051)

**摘要:** 最小二乘拟合鉴相曲线的方法可以实现精确同步,但其对粗同步要求苛刻且不能有效对抗频偏。该文通过分析证明当粗同步误差在前后各半个码片周期内时,最小二乘法的测量值介于零和实际值之间。根据该特性提出基于迭代最小二乘法的精确同步方法,并引入分段相关取模策略,以达到抗频偏效果。理论分析表明该方法能够有效消除噪声的影响,并且在分段长度不大的情况下具有很强的抗频偏能力。仿真结果表明该方法具有很强的抗频偏和抗噪声能力,并且在粗同步误差覆盖前后半个码片范围时依然具有很高的测量精度。

**关键词:** 信号处理; 迭代最小二乘法; 精确同步; 分段相关取模; 抗频偏; 抗噪声

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)04-0832-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.01047

## A Precise Synchronization Method Based on Iterative Least Square Algorithm

Li Ming-yang<sup>①</sup> Bai Peng<sup>①</sup> Wang Xu-hua<sup>①</sup> Peng Wei-dong<sup>①</sup> Lu Hu<sup>②</sup> Lin Jin-fu<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(Synthetic Electronic Information System and Electronic Countermeasure Technology Research Department, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

<sup>②</sup>(College of Science, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

**Abstract:** Precise synchronization can be achieved by fitting phase discrimination curve exploiting Least Squares (LS). However, this method not only has very high requirement of coarse synchronization, but also can not counteract frequency-offset effectively. It is analyzed and proved that the measured value of LS is between zero and real value as coarse synchronization error is between the earlier and later chip. Accordingly a precise synchronization method based on iterative least squares is proposed and a modulus of split correlation strategy is also introduced in this paper to counteract frequency-offset. Theoretical analysis shows that this method can outstandingly eliminate influence of noise as well as frequency-offset with short segments. Besides its strong anti frequency-offset and noise capability, the proposed method still has very high measurement precision as the error of coarse synchronization covers the earlier and later half chip according to simulation results.

**Key words:** Signal processing; Iterative Least Squares (LS); Precise synchronization; Modulus of split correlation; Anti frequency-offset; Anti noise

### 1 引言

精确同步技术在宽带高速数据链、卫星通信中的具有重要价值,伪随机(Pseudo Noise, PN)序列因其具有良好的相关性和优良的抗噪声能力而被用于通信系统的同步过程中<sup>[1]</sup>。目前对于同步研究的重点主要放在协同通信<sup>[2]</sup>,多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)<sup>[3]</sup>系统,正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing,

OFDM)<sup>[4]</sup>等系统中,这些方法都利用通信系统的特殊结构,不具有通用意义且只能实现粗同步。PN序列的相位测量精度是影响同步性能的根本因素,因此很多文献针对PN序列的相位测量进行研究<sup>[5-8]</sup>。文献[5]对伪码相关函数在低信噪比、大多普勒频移情况下主瓣展宽、峰值移位等现象,推导出相应的伪码相关函数。文献[6]用两点线性内插法对相关值的最高峰和次高峰进行处理,但该方法测量精度最大只能提高两倍。文献[7]在分析了频偏对同步性能的影响,分析能够忽略频偏影响的PN序列最大长度,并提出了通过分段相关的方法来提高系统的抗频偏能力,但是该方法没有考虑如何提高同步精度。文献[8]利用相关函数峰值附近3个数据拟合二次插

2012-08-14 收到, 2012-11-02 改回

国家自然科学基金(61174194)和航空科学基金(20110196004)资助课题

\*通信作者: 李明阳 wo.lmy@163.com

值多项式，根据此多项式将极大值点确定为同步位置，这种方法能在一定程度上提高测量精度但是该方法在存在频率偏移时性能急剧恶化<sup>[7]</sup>。文献[9]利用新的自相关函数实现了衰落信道下的定时同步，但是该方法在性能最优时只能精确到一个样点。文献[10]定量分析了任意通道非理想特性对于伪码同步精度的影响，该研究对于实现精确同步方法具有一定指导意义，但是文中没有提出消除这些影响的方法。文献[11]根据贝叶斯递推原理提出了一种衰减记忆高斯和滤波的同步方法，利用重采样解决由于载波相位测量值不确定导致的算法复杂度增加的问题，但该方法无法显著提高测量精度。文献[12]提出了利用延迟锁相环的 S 型鉴相曲线中间部分的直线特性，采用最小二乘法(Least Squares, LS)得到初始相位，该方法实现简单，精度高，但是在初始相位较大时该方法失效。本文仿真表明当初始相位超过  $\pm 1/3$  个码片长度时该方法测量误差已经超过一个采样点无法满足精确同步的要求。

本文提出一种能够有效对抗粗同步误差和频率偏移的基于迭代最小二乘法的精确同步方法。文章首先分析了粗同步误差在正负半个码片范围内时 LS 算法的测量性能，表明在此范围内测量误差有下降趋势，据此提出了基于迭代最小二乘的测量方法，同时引入分段相关方法以消除频偏影响；然后从分段相关以及最小二乘法等方面分析了该方法的抗噪性；最后通过仿真证明了本文方法在较大粗同步误差以及低信噪比和频率偏移的条件下能够获得较高的同步精度。

### 2 最小二乘同步方法

文献[12]提出 LS 算法估计本地 PN 和接收 PN 的相位差的方法，其思想是利用拟合直线的方法化离散为连续，从而实现同步相位差在误差平方和最小准则下的最优估计，该方法能够获得分数倍采样周期的测量精度。理想条件下 PN 序列相关曲线和鉴相曲线如图 1 所示，其中  $\tau$  为码元周期的相对值。

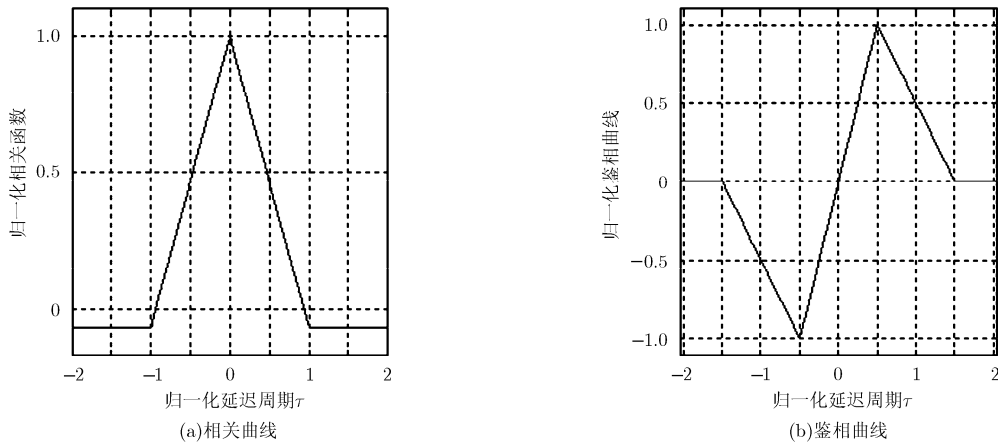


图 1 理想条件下的 PN 序列相关曲线和鉴相曲线

图 1 中鉴相曲线横坐标的 0 点就是需要估计的实际同步相位。假设在一个码片范围内对接收 PN 序列进行  $N_s$  点采样，利用本地 PN 码分别左右移位  $n < N_s$  个采样点构成超前滞后相关器，只要本地移位后的 PN 序列和输入 PN 序列相位差不超过  $\pm T_c / 2$ ，则这些超前滞后相关器输出值构成图 1 的相关曲线和鉴相曲线。在存在高斯白噪声条件下利用最小二乘法将鉴相曲线  $-T_c / 2 < \tau_0 < T_c / 2$  范围内的点拟合成直线，设得到的直线方程为  $y = bx + a$ ，那么本地和接收的 PN 序列的相位差<sup>[12,13]</sup>：

$$\Delta\tau = -\frac{a}{b} = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} y_i \sum_{i=0}^{n-1} x_i^2}{n \sum_{i=0}^{n-1} x_i y_i} \quad (1)$$

### 3 分段迭代最小二乘法

文献[12]提出的基于 LS 算法的精确同步方法对粗同步有较高的要求，在粗同步误差大于  $N_s - n$  个样点时，拟合直线的数据部分来自鉴相曲线中间部分以外，该方法不再适用。以粗同步误差向后偏移为例，此时鉴相曲线也相应后移，当偏移  $\tau_0 < T_c / 2$  时鉴相曲线如图 2 所示，其中  $\tau$  为码元周期的相对值。

如果粗同步误差在一定范围内时采用式(1)方法得到的估计值的绝对值总小于实际误差，那么在此范围内采用迭代的方法不断修正粗同步误差可以最终获得精确值。假设在  $0 < \tau \leq T_c / 2$  范围内进行  $\eta$  点采样，即  $T_c / 2 = \eta T_s$ ，且这些点全部用于拟合鉴相曲线，也即  $n = N_s = 2\eta + 1$ 。为简化起见，假设  $\tau_0 = m T_s$ ， $0 < m < \eta$ ，此时  $x$  和  $y$  满足式(2)。

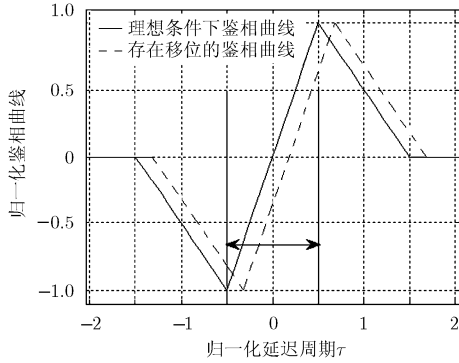


图 2 存在同步偏移时的鉴相曲线

$$\left. \begin{aligned} x_i &= -\eta + i, \quad 0 \leq i \leq 2\eta \\ y_i &= \begin{cases} -R(0) + R(0)(m-i)/2\eta, & 0 \leq i < m \\ -R(0) + R(0)(i-m)/\eta, & m \leq i \leq 2\eta \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中  $R(0)=1-1/(2\eta+1)$ 。

当粗同步误差为 0 时，理想情况下最小二乘法估计相位也为 0。当存在右移移位  $0 < \tau_0 < T_c/2$  时，LS 算法表示为式(3)的形式。

$$\Delta\tau = K \frac{(2\eta+1) - \frac{1}{2\eta} \left[ \sum_{i=0}^m (m-i) + 2 \sum_{i=m+1}^{2\eta} (i-m) \right]}{-\frac{1}{2\eta} \left[ \sum_{i=0}^m (i-\eta)(m-i) + 2 \sum_{i=m+1}^{2\eta} (i-\eta)(i-m) \right]} \quad (3)$$

其中  $K = 2\eta(2\eta+1)(4\eta+1)/3$ 。

当  $0 < i < m$  时满足  $(i-\eta)(m-i) < 0$  和  $(m-i) > 0$ ，所以式(3)估计的相位满足不等式(4)。

$$0 = \Delta\tau_0 < \Delta\tau < K \frac{(2\eta+1) - \sum_{i=m+1}^{2\eta} (i-m)/\eta}{-\sum_{i=0}^{2\eta} (i-\eta)(i-m)/\eta} \quad (4)$$

不等式(4)最后一项相当于粗同步误差为 0 时鉴相曲线直线部分下移  $bm$ ，相应地，等效于此直线右移  $m$ 。所以由式(4)可知在右移半个码片范围内 LS 算法得到的估计值在零点和实际值之间。同理，当移位  $-T_c/2 < \tau_0 < 0$  时，估计值在实际值和零点之间。根据此性质，本文提出采用迭代 LS 算法的精确同步方法，该方法在每次迭代过程中将前次估计值作为新的零点，直到前后两次估计值误差绝对值小于  $\varepsilon$  时停止迭代，其中  $\varepsilon$  为设置的误差容忍度。该方法实现流程如表 1 所示。

根据文献[7]同步序列的长度不大于  $2.3311/\Delta w$  时相关函数基本不受频偏的影响。因为鉴相曲线由相关函数唯一决定，所以此时鉴相曲线也能很大程度上消除频偏的影响。设发送信号为  $x(i)=C(i)$ ，码片周期为  $T_c$ ，码长为  $M$ ，过采样率为  $N_s, f_s$

表 1 迭代最小二乘法同步方法流程

- (1)初始化。初始化相位  $i=1, \tau_i = 0$ ，设定误差容忍度  $\varepsilon$ ，最大迭代次数  $N_{\text{Imax}}$ ；
- (2)迭代过程。以  $\tau_i$  为新的零点，在其左右各选择  $n$  个鉴相点。利用式(1)计算  $\tau_{i+1}$ ，更新  $i=i+1$ ；
- (3)判决。如果  $|\tau_{i+1} - \tau_i| < \varepsilon$  或  $i=N_{\text{Imax}}$ ，则认为  $\tau = \tau_i$  并退出迭代，否则返回(2)。

为采样频率，相应的采样周期为  $T_s$ ，假设载波初始相位为 0， $n(i)$  为高斯白噪声， $N_c$  为分的段数，分段相关函数表达式为

$$R(\tau) = \sum_{n_c=1}^{N_c} \left| \sum_{i=0}^{MN_s/N_c} y'_n(iT_s) C(iT_s + n_cL - \tau) \right| \quad (5)$$

其中  $y'_n(iT_s) C(iT_s - \tau + n_cL) e^{j\Delta w i T_s} + n(iT_s + n_cL)$ ， $L=MT_cT_s/N_c$  为分段长度。

### 4 抗噪声性能分析

基于迭代 LS 算法的精确同步方法对抗噪声性能主要取决于两项内容：伪码分段相关取模的抗噪声能力和 LS 算法的抗噪声能力。噪声主要体现在对原信号期望和方差的影响上，本节将从这两个方面进行具体分析。

#### 4.1 伪码相关抗噪性能

式(5)的互相关函数可以表示为理想互相关函数和噪声项两部分，分别为  $y'_n(iT_s)$  中信号和噪声与本地伪码的相关函数。因为拟合直线利用鉴相曲线零点附近数值，此时  $R(\tau \approx 0) \approx MN_s$ ，噪声项服从  $N(0, MN_s\delta^2)$ 。相关函数的 SNR 为  $MN_s\delta^2$ ，可见相关函数将 SNR 变为原信噪比的  $MN_s$  倍，所以选择长的伪码可以起到很强的降噪的作用。原最小二乘同步方法，在初始相位较大时， $R(\tau > 0) \ll MN_s$ ，相关函数将 SNR 变为原信噪比的  $R(\tau)$  倍，随着初始相位  $\tau$  的增大这种降噪能力越来越弱。

分段对相关函数分别在  $\tau=0$  和  $\tau \neq 0$  时引入的方差表示为式(6)<sup>[7]</sup>。

$$\left. \begin{aligned} \text{var}\{R(0)\} &= \left( \frac{1}{1+\delta^2} \right)^2 \left\{ \frac{4\delta^2+2}{L\delta^2} + \frac{N_c(10\delta^4+10\delta^2+1)}{L^2\delta^4} + \frac{N_c^2(6\delta^4+8\delta^2+5)}{L^3\delta^4} \right\} \\ \text{var}\{R(\tau \neq 0)\} &= \frac{N_c}{L^2} + \frac{2N_c^2}{L^3} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式(6)中两式随  $N_c$  增加而增大，随  $L$  的增大而减小，所以在满足抗频偏性能要求时需尽可能地加大  $L$ 。当  $L$  和  $\delta^2$  都较大时，式(6)可以近似为两个定值，相

当于引入了固定的噪声功率，并且因为  $L$  较大所以这两个定值都很小。综上可知，相关函数具有消除噪声影响的能力，分段虽然引入额外误差，但是在  $L$  和  $\delta^2$  都较大时其影响相对于高斯噪声的影响较小，对抗噪声性能减弱程度不大。

4.2 LS 算法抗噪性能

假设  $x_i=i-\eta, y_i=D_i+n_i$ ，其中  $D_i$  为鉴相曲线的某个数据， $n_i$  为独立同分布的高斯白噪声满足  $n_i \sim N(0, \delta^2)$ ，其中  $\delta^2$  为噪声功率。结合式(1)和式(2)得到估计值如式(7)。

$$\Delta\tau = \frac{\sum_{i=0}^{2\eta} x_i^2 \left( \sum_{i=0}^{2\eta} D_i + \sum_{i=0}^{2\eta} n_i \right)}{(2\eta + 1) \left( \sum_{i=0}^{2\eta} x_i D_i + \sum_{i=0}^{2\eta} x_i n_i \right)} \quad (7)$$

设  $n_1 = \sum_{i=0}^{2\eta} n_i, n_2 = \sum_{i=0}^{2\eta} x_i n_i, \alpha = \sum_{i=0}^{2\eta} D_i,$

$\beta = \sum_{i=0}^{2\eta} x_i D_i$ ，由高斯分布的性质可知  $n_1 \sim N(0, \delta^2(2\eta+1)), n_2 \sim N(0, \delta^2\eta(\eta+1)(2\eta+1)/3)$ 。根据对称性可知式(7)的期望为  $K_1\alpha/\beta$ ，方差为  $E[(\beta^2 n_1^2 + \alpha^2 n_2^2 - 2\alpha\beta n_1 n_2)/(\beta^2 n_2^2 + \beta^4)]$ ，在迭代最小二乘法收敛时粗同步误差已经很小， $\alpha$  近似为 0。在  $\eta$  较大时满足  $D(\Delta\tau) \approx K_1\delta^2$ 。其中  $K_1=3/2/R^2(0)/\eta$ 。LS 算法的测量值满足方差近似为  $\eta$  平方的倒数倍的无偏估计，随着  $\eta$  的增大 LS 算法可以逐渐削弱噪声的影响。原最小二乘同步方法，在初始相位较大时， $\alpha \neq 0, \beta$  相对于对其时有所减小，所以估计结果方差加大，抗噪声性能变差。

综上，本文方法中伪码相关函数和 LS 算法都有降噪的作用，降噪能力随序列长度  $M$ ，过采样数  $N_s$  和拟合直线的点数  $n=2\eta+1$  的增大而增强，分段引入额外方差，此方差值在  $L$  较大时为很小的定值。

5 数值仿真分析

5.1 不同初始相位下迭代误差仿真

选择长度为  $M=511$  的 PN 码，其生成多项式  $g(x)$ ，设置相对采样频率归一化频偏  $\Delta w$ ，初始相位  $\Delta\tau$ ，容忍度  $\varepsilon$ ，信噪比 SNR，如表 2 所示。

表 2 仿真参数

$g(x)$	$N_s$	$N_c$	$\Delta w$	$\Delta\tau(T_s)$	SNR(dB)	$\varepsilon(T_s)$
$x^9+x^5+1$	9	4	0	0-4	-10	0.1

对本文方法收敛速度进行仿真，该方法在 1-7 次迭代过程中的误差曲线如图 3 所示。

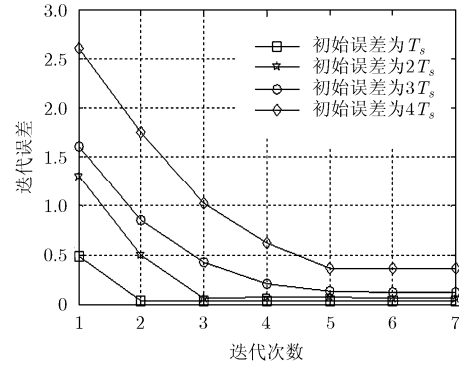


图 3 迭代收敛曲线

由图 3 可以看出在初始误差小于 4 个采样周期的情况下，经过迭代测量误差最终都能收敛到半个采样周期以内，并且迭代 5 次以后都能够得到收敛。同时可以看出随着初始相位的增大，需要更多的迭代次数才能达到收敛，并且收敛后误差也较大，但是大多数情况下，粗同步能够将定时误差控制在 1-2 个采样周期内，此时本文方法能够获得很高的测量精度。同时看到可以设置固定的迭代次数，以避免设置不恰当的迭代终止误差容忍度，当达到一定迭代次数后误差都会收敛到较小的范围。

5.2 不同初始相位同步精度仿真

设置参数，设置 PN 码初始相位为  $0 \leq \Delta\tau \leq 5T_s$ ，其他参数同表 2，本文方法与文献[6]，文献[8]及文献[12]方法的相对  $T_s$  归一化测量误差如表 3 所示。

由表 3 可以看出文献[6]和文献[8]同步方法测量性能基本一致，且在初始相位为 1 个样点时能达到 1/2 个采样周期的测量精度。在初始相位较小时 4

表 3 不同初始相位测量误差对比

测量方法	初始相位 $\Delta\tau(T_s)$					
	0	1	2	3	4	5
文献[6]方法	0.3932	0.5585	0.8174	1.1238	3.1922	6.8778
文献[8]方法	0.3869	0.5406	0.6936	1.0351	3.2142	6.8892
文献[12]方法	0.0120	0.0300	0.0646	0.2500	1.0808	6.4236
本文方法	0.0063	0.0271	0.0532	0.1196	0.3563	8.2250

种算法都能获得不错的测量性能,但是随着初始相位的增大,超过2个样点之后前3种算法测量误差急剧增加。文献[12]同步方法当初始相位超过3个样点即1/3个码片长度时测量误差已经超过一个采样点,无法满足精确同步的要求。而本文算法在初始相位为4个样点时依然能够获得分数倍采样周期的定时精度,性能最优。在初始相位超过1/2码片长度时,本文方法有放大误差的作用,这是因为此时最小二乘法估计值朝误差放大的方向,迭代次数越多性能越差。粗同步通常可以将误差控制在正负半个码片范围内,在此范围内本文方法可以获得良好的性能。

在实现复杂度方面,文献[6]和文献[8]方法需要

$(3/2)N_s \log_2 N_s + N_s$ 次乘法运算,以及 $3N_s \log_2 N_s$ 次加法运算。根据式(1)可知本文方法单次迭代需要 $3N_s$ 次乘法运算和1次除法运算,以及迭代终止判决的1次减法运算。可见本文方法在单次运算中只比最小二乘法多1次减法,而总体运算复杂度为单次运算复杂度和迭代次数的乘积,本文方法复杂度显著低于前两种方法,更有利于工程实现。

### 5.3 不同信噪比同步精度仿真

设置参数,设置PN码的初始相位为 $\Delta\tau = 1.5T_s$ ,信噪比 $\text{SNR} = -16 \sim 8$  dB,其他参数同表2。本文方法与文献[6],文献[8]以及文献[12]方法在不同信噪比条件下的相对 $T_s$ 归一化测量误差如表4所示。

表4 不同信噪比下测量误差对比

测量方法	信噪比 SNR(dB)						
	-16	-12	-8	-4	0	4	8
文献[6]方法	0.6080	0.6064	0.5983	0.5934	0.5982	0.5866	0.5855
文献[8]方法	0.6388	0.6428	0.6485	0.6112	0.5725	0.5586	0.5715
文献[12]方法	0.1078	0.1095	0.0530	0.0254	0.0133	0.0145	0.0124
本文方法	0.0774	0.0506	0.0417	0.0307	0.0232	0.0165	0.0109

由表4可以看出没有频偏时文献[6]和文献[8]同步方法测量误差随信噪比变化不大,文献[12]方法整体性能优于前两种方法,并随SNR增大性能有所提升。本文方法和文献[12]方法测量误差具有相同的趋势,且在高信噪比条件下性能一致,但是在低信噪比条件下本文方法性能更优,可见本文方法具有更强的抗噪声能力。

### 5.4 不同多普勒频偏同步精度仿真

设置参数,设置初始相位为 $0 \leq \Delta\tau \leq 5T_s$ ,信噪比 $\text{SNR} = -10$  dB,频偏 $\Delta w = 1 \times 10^{-3} \sim 4 \times 10^{-3}$ ,其他参数同表2。本文方法的归一化测量误差如表5所示。

由表5可以看出频偏几乎不对本文方法测量精度造成影响,这是因为即使归一化频偏 $\Delta w = 4 \times 10^{-3}$ ,选择的分段长度 $L = \lceil 511/4 \rceil = 128 < \lceil 2.3311/\Delta w \rceil$

$= 582$ ,满足鉴相曲线函数近似不变的条件。其中, $\lceil \cdot \rceil$ 和 $\lfloor \cdot \rfloor$ 分别表示向上取整和向下取整。

## 6 结束语

本文提出一种基于迭代最小二乘法的抗频偏精确同步方法。该方法对粗同步精度有较低的要求,相对于原最小二乘测量方法具有更宽的适用范围。文章引入分段相关取模抗频偏的策略,在分段长度满足一定条件时,测量性能几乎可以不受频偏的影响。分析和仿真都表明该方法具有很强的抗噪声能力,在低信噪比和较大初始相位条件下依然能获得很高的同步精度。该方法适用于卫星通信和军用通信等工作在低信噪比和大多普勒频移的通信系统中,并且能够很好地满足其对同步精确的需求。

## 参考文献

- [1] Bao James and Tsui Yen. Fundamental of Global Positioning System Receivers: A Software Approach[M]. New York: Wiley Interscience, 2000: 150-151.
- [2] Li X, Wu Y C, and Serpedin E. Timing synchronization in decode-and-forward cooperative communication systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(4): 1444-1455.
- [3] Bliss D W and Parker P A. Temporal synchronization of MIMO wireless communication in the presence of

表5 不同 $\Delta w$ 和初始相位本文方法的测量误差

频偏 $\Delta w$	初始相位 $\Delta\tau(T_s)$					
	0	1	2	3	4	5
0.001	0.0062	0.0273	0.0532	0.1195	0.3564	8.2251
0.002	0.0064	0.0272	0.0532	0.1197	0.3564	8.2250
0.003	0.0066	0.0271	0.0533	0.1198	0.3566	8.2254
0.004	0.0065	0.0280	0.0534	0.1204	0.3566	8.2254

- interference[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(3): 1794-1806.
- [4] Ruan M, Shi Z N, and Reed M. Training symbol based coarse timing synchronization in OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(5): 2558-2569.
- [5] 李春霞, 王飞雪, 郭桂蓉. 一阶动态条件下伪随机码信号相关函数研究[J]. *电子学报*, 2007, 35(9): 1790-1793.  
Li C X, Wang F X, and Guo G R. Correlation of PN spread spectrum signal under first-order dynamics[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2007, 35(9): 1790-1793.
- [6] Nf Krasner. GPS Receiver and method for processing GPS signals[P]. United States Patent 6725159, 2004.
- [7] 王磊, 徐大专. 一种抗频偏的时间精同步方法及性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(2): 300-303.  
Wang L and Xu D Z. An anti frequency offset fine time synchronization method and its performance analysis[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(2): 300-303.
- [8] 龚国辉, 李思昆. 提高DSSS信号PN码相位测量精度的三点二次插值法[J]. *通信学报*, 2007, 28(2): 130-133.  
Gong G H and Li S K. Improving DSSS signal PN code phase measurement precision by 3-point quadratic interpolation[J]. *Journal on Communications*, 2007, 28(2): 130-133.
- [9] 王勇, 廖桂生, 王喜媛. 基于一种新的自相关函数实现的衰落信道载波频偏和定时同步估计[J]. *通信学报*, 2009, 30(7): 41-46.  
Wang Y, Liao G S, and Wang X Y. Carrier frequency offset and time synchronization estimation based on new auto correlation over fading channel[J]. *Journal on Communications*, 2009, 30(7): 41-46.
- [10] 李柏渝, 陈雷, 李彩华, 等. 通道非理想特性对导航接收机伪码测距零值的影响分析[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(9): 2138-2142.
- Li B Y, Chen L, Li C H, *et al.* The impact of non-ideal front-end characteristic on PN zero value measurement of navigation receivers[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(9): 2138-2142.
- [11] 李理敏, 马陆, 任前义, 等. 基于衰减记忆高斯和滤波的星间精密测距技术[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(2): 295-299.  
Li L M, Ma L, Ren Q Y, *et al.* Precise intersatellite ranging technique based on fading memory gaussian sum filtering[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(2): 295-299.
- [12] 胡修林, 曾臻, 张俊, 等. 直扩系统伪码精同步及FPGA实现[J]. *华中科技大学学报(自然科学版)*, 2005, 33(6): 44-46.  
Hu X L, Zeng Z, Zhang J, *et al.* Synchronization of pseudorandom code and its implementation on FPGA in DSSS[J]. *Journal of Huazhong University of Science & Technology (Nature Science Edition)*, 2005, 33(6): 44-46.
- [13] 李淳, 刘聪锋, 廖桂生, 等. 约束最小二乘无源定位算法的求解与分析[J]. *系统工程与电子技术*, 2012, 34(2): 221-226.  
Li Chun, Liu C F, Liao G S, *et al.* Solution and analysis of constrained least squares passive location algorithm[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2012, 34(2): 221-226.
- 李明阳: 男, 1985年生, 博士生, 研究方向为同步、信道估计、压缩感知。  
柏鹏: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为雷达信号处理、数据链工程。  
王徐华: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为协同通信技术。  
彭卫东: 男, 1968年生, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为数据链工程。  
卢虎: 男, 1975年生, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为认知无线电。  
林晋福: 男, 1979年生, 讲师, 主要研究方向为通信工程。