

基于最小二乘法的高动态条件下抗频偏的精确同步方法

王徐华* 柏鹏 李明阳 李寰宇 李孟达

(空军工程大学综合电子信息系统与电子对抗技术研究中心 西安 710051)

摘要: 如何在高动态条件下实现精确同步是当今军事作战中必须解决的一个技术难题。在此条件下, 码率偏移和载波频偏会影响精确同步的精度。该文提出一种改进的基于最小二乘法的伪码(PN)相位测量方法, 并通过理论分析和仿真验证该方法在高动态条件的精确同步能力。理论推导可知, 该方法消除了载波频偏的影响, 并且具有强的抗噪声能力。数值仿真说明在选择PN序列不长的情况下该方法对码率偏移不敏感, 并证明其具有很强的抗频偏能力。最终得到的测量结果说明该方法不仅有很高的测量精度, 同时具有很好的抗噪声和频偏能力。

关键词: 无线通信; 伪码测相; 精确同步; 抗频偏; 高动态条件; 最小二乘法

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)11-2755-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00518

Anti-frequency Offset Method for Precision Synchronization on Highly Dynamic Condition Based on the Least Squares

Wang Xu-hua Bai Peng Li Ming-yang Li Huan-yu Li Meng-da

(Research Center for Integrated Electronic & Information System and Electronic Countermeasure Technology, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: How to achieve precise synchronization is a technical problem that must be addressed in today's military operations in the highly dynamic conditions. In the conditions, the bit rate offset and carrier frequency offset will affect the precise synchronization accuracy. An improved Pseudo Noise (PN) code phase measurement method based on the least squares method is proposed, and the precise synchronization ability of this method in high-dynamic conditions is proved by theoretical analysis and simulation. The theoretical analysis shows that the method can eliminate the impact of carrier frequency offset and be of strong anti-noise ability. While the numerical simulation manifests that this method is not sensitive to bit rate offset when the length of the selected PN sequence is not very long, and proves that it is of strong anti-frequency offset. The measurement results demonstrate that this method not only achieves a high measurement accuracy, but also possesses good anti-noise and anti-frequency offset ability.

Key words: Wireless communication; Pseudo Noise (PN) phase estimate; Precision synchronization; Anti-frequency offset; Highly dynamic condition; Least Squares (LS)

1 引言

随着无线通信和网络的不断发展, 对系统的精确同步要求越来越高, 例如美国的GPS(Global Position System), 我国的北斗定位系统, 美军的战术瞄准网络技术(Tactical Targeting Network Technology, TTNT)以及机间数据链(Intra Flight Data Link, IFDL)网络技术等都不断提出新的要求, 并且往往需要工作在高动态低信噪比的情况下。直接扩频技术(Direct Sequence

Spread Spectrum, DSSS)因其良好相关性和优良的抗噪声能力而经常被用于通信系统的同步过程中, 特别是在航空航天以及军事通信领域通常应用直接扩频信号来完成测距和定位工作^[1,2]。无论是同步还是测距, 伪码(PN)序列的相位测量精度都是影响其性能的根本因素, 因此很多文献针对PN序列的相位测量进行了大量研究^[3-6]。例如, 文献[3]在时域内分析了频偏对相位测量的影响, 并提出了通过分段互相关的方法来提高系统的抗频偏能力, 但文章最终没有提及系统精确同步的误差范围。文献[4]利用快速傅里叶变换的方法, 通过求参考信号与输入信号相关谱的过程实现对DSSS信号PN码相位的测量, 这种方法效率很高而被广为使用, 然而该方

2012-05-03 收到, 2012-06-06 改回

国家部委基金资助课题

*通信作者: 王徐华 daleiwxh@163.com

法的缺陷是要想进一步提高相位测量的精度必须提高采样频率,这样使FFT的点数增加,计算量增大,实现难度提高。文献[5]用两点线性内插法对参考信号与输入信号相关谱中的最高峰和次高峰这两个数据点进行处理以此来提高测量精度,但该算法实际应用起来精度依然不高。文献[6]利用相关谱谱峰及其邻近的两个数据点确定二次插值多项式,然后求取插值多项式的极大值点以确定相关谱谱峰精确位置,这种方法提高DSSS信号PN码相位的测量精度的效果不明显,而且并没有分析频偏的影响,然而根据文献[3]分析,该方法受频偏影响会比较大,本文也通过仿真说明其不适用于高动态环境。文献[7]提出了利用延迟锁相环(Delay-Locked Loop, DLL)S型鉴相曲线中间部分的线性特点,采用最小二乘法得到精确伪码相位差,该方法实现简单,精度高,不失为一种良好的精确同步方法,但在其文章中同样未考虑频偏带来的影响。文献[8]定量分析了任意通道非理想特性对于伪码测距零值的影响,并在软件接收机上对分析结果进行了仿真验证,但是没有关于如何解决伪码测距在高动态条件下遇到的问题。文献[9]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问题的描述,但是并未涉及如何改善PN相位测量精度的问题。

在高动态条件,例如卫星通信,空天作战等,同步精度会受到频偏和码率偏移的影响。本文综合考虑了这两个因素,提出了一种改进的基于最小二乘法的精确测量PN相位的方法,并通过理论推导和数值仿真验证了该改进方法在高动态条件下的测量效果。

2 PN相位测量方法以及高动态条件下互相关函数的离散表达

2.1 最小二乘法的PN相位测量方法

文献[7]提出利用最小二乘法来测量接收PN序列的相位的方法,其基本思想就是利用PN码相关的对称性,获得鉴相曲线。如图1和图2所示。

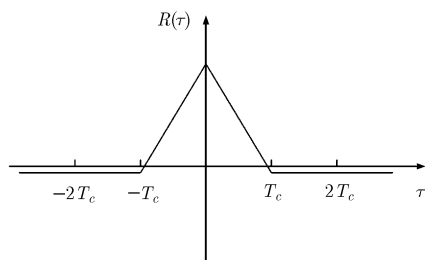


图1 理想条件下的相关曲线

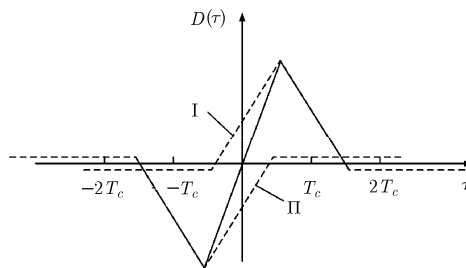


图2 理想条件下的鉴相曲线

鉴相曲线的数学表达式如下:

$$D(\tau) = R(\tau - T_c/2) - R(\tau + T_c/2)$$

$$= \begin{cases} 2R(0)\tau/T_c, & -T_c/2 \leq \tau \leq T_c/2 \\ R(0)(\tau - 3T_c/2)/-T_c, & T_c/2 < \tau < 3T_c/2 \\ R(0)(\tau + 3T_c/2)/T_c, & -3T_c/2 < \tau < -T_c/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

式中 τ 表示本地PN和接收PN的相位差, $R(0)$ 表示本地PN和接收PN完全同步的相关值, T_c 为码片周期。

在理想条件下,将本地伪码分别左右移位 N 个采样点,输入鉴相单元,输出鉴相误差;如果鉴相器的PN序列和输入的PN序列的相位差不超过 $\pm T_c/2$,则这些输出值必然组成一条直线,即图2中对应的 $-T_c/2 < \tau < T_c/2$ 范围的那段直线。将这些点利用最小二乘法拟合该直线,设曲线的方程为 $\hat{y} = bx + a$,那么在最小均方差准则下的最优估计为式(2)的表达形式^[7,10]。

$$\hat{a} = \frac{\left(\sum_{i=1}^n y_i \sum_{i=1}^n x_i^2 - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n x_i y_i \right)}{\left(n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2 \right)}$$

$$\hat{b} = \frac{\left(n \sum_{i=1}^n x_i y_i - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n y_i \right)}{\left(n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2 \right)} \quad (2)$$

由于 x_i 是对称的,所以 $\sum_{i=1}^n x_i = 0$,代入式(2)得到本地PN和接收PN的相位差为

$$\tau = -\frac{\hat{a}}{\hat{b}} = \frac{\sum_{i=1}^n y_i \sum_{i=1}^n x_i^2}{\sum_{i=1}^n x_i y_i} \quad (3)$$

其中 τ 的单位是 T_c 。

2.2 高动态条件下PN序列的相关函数

高动态条件一般定义为通信载体具有较高的速度、加速度和加加速度。典型的高动态模型美国喷气推进实验室(Jet Propulsion Laboratory, JPL)在1988年的文献[11]中给出,通常一次数据帧的传输时间相对较短,在此阶段认为相对运动速度不变,

因而一阶动态条件更为常用^[12]。然而在一阶动态条件下由于码率偏移和载波频偏的影响，鉴相器曲线会发生变化，文献[7]中的方法精度也必然会恶化。

假设伪随机码码率的偏移在整个积分时间段内是个定值，设伪随机码信号为 $C(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_i \{u[t - (i-1)T_c] - u[t - iT_c]\}$ 其中 $\{a_i\}$ 双极性的伪随机序列，取值为 ± 1 。根据文献[13]可以定义具有频偏的伪随机码信号为 $C'(t) = C(t + \delta t - qT_c)$ ，其中 δt 表示相对运动引起的码率偏移， qT_c 表示接收的伪随机码的初始相位。因此其相关函数可以表示为

$$R(q, \delta, M) = \int_0^{MT_c} C(t + \delta t - qT_c)C(t)dt \quad (4)$$

本文把时间进行离散化，即进行了信号的采样。设采样率为 f_s ，这样相关函数的表达式可表示为

$$R(q, \delta, M, i) = \sum_{i=0}^{MT_c f_s} C(i/f_s + \delta i/f_s - qT_c)C(i/f_s) \quad (5)$$

码率的偏移转化成关于相对运动的表达如下：

$$\delta = \Delta v / c \quad (6)$$

第一宇宙速度情况下，最大码率偏移为 2.6×10^{-5} 。因此在大多数情况下的应用，码率偏移都可以限制在 10^{-4} 范围之内。

3 频偏因素以及抗频偏方法

设发送信号为 $x(i) = C(i)$ ，归一化的残留角频率为 $\Delta\omega = 2\pi\Delta f / f$ ， Δf 为残留偏差， f_s 为采样频率，并且假设载波初始相位为 0，码率为 1， $n(i)$ 为信道噪声，假设为一个高斯白噪声。则接收信号为 $y(i) = C(i + \delta i - qT_c)e^{j\Delta\omega i} + n(i)$ 。

则互相关曲线为

$$R(q, \delta, M, i) = \sum_{i=0}^{MT_c f_s} (C(i/f_s + \delta i/f_s - qT_c)e^{j\Delta\omega i} + n(i))C(i/f_s) \quad (7)$$

设

$$D(q) = R(q, \delta, M, i + f_s T_c / 2) - R(q, \delta, M, i - f_s T_c / 2) \quad (8)$$

$D(q)$ 是鉴相值，是通过鉴相单元获得的一个已知量， N 是整数。而 qT_c 即为要测的 PN 序列的初始相位。

将接收到的 PN 序列左右各取 N 个采样点，则其鉴相单元的鉴相值输出值为表达式：

$$D(q + jf_s / T_c) = R(q + jf_s / T_c, \delta, M, i + f_s T_c / 2) - R(q + jf_s / T_c, \delta, M, i - f_s T_c / 2) \quad (9)$$

其中 $j = \{-N, -N+1, \dots, N\}$ 。

将 $\begin{cases} y_j = D(q + jf_s / T_c) \\ x_j = j / f_s \end{cases}$ 代入式(3)可得

$$qT_c = - \sum_{j=-N}^N j^2 \sum_{j=-N}^N D(q + jf_s / T_c) / f_s \cdot \sum_{j=-N}^N jD(q + jf_s / T_c) \quad (10)$$

结合式(7)-式(10)可知相位的测量值将会包含频率偏移项，测量的精度将受到频偏的影响，并且这种影响随着时间的积累也会逐渐增大。为了尽可能地消除残留频偏的影响，本文提出了对每个接收到的数据点进行分段取模平方的方法，即对 I, Q 两路信号进行分段相关平方相加，在分段区间内可认为多普勒频率积累非常小，即认为每个样点的载波偏移是一致的，以此相关表达式可以表示如下：

$$R_I(q, \delta, M, i) = \sum_{n=1}^N \sum_{i=0}^{MT_c f_s / N} (y'_n(i/f_s)C(i/f_s + nMT_c f_s / N)) \cos \phi_n \quad (11)$$

$$R_Q(q, \delta, M, i) = \sum_{n=1}^N \sum_{i=0}^{MT_c f_s / N} (y'_n(i/f_s)C(i/f_s + nMT_c f_s / N)) \sin \phi_n \quad (12)$$

其中 $y'_n(i/f_s) = C(i/f_s + \delta i/f_s - qT_c + nMT_c f_s / N_c) + n(i/f_s + nMT_c f_s / N)$ ， ϕ_n 是第 n 段的相关起始位置的载波频偏的相位。

然后进行分段取模相加

$$R(q, \delta, M, i) = \sum_{n=1}^N \left| \sum_{i=0}^{MT_c f_s / N} (y'_n(i/f_s)C(i/f_s + nMT_c f_s / N)) \right| \quad (13)$$

根据伪随机码的相关特性可知，信噪比在一定的门限之上时， $\sum_{i=0}^{MT_c f_s / N} (y'_n(i/f_s)C(i/f_s + nMT_c f_s / N)) > 0$ 。从而得到

$$R(q, \delta, M, i) = \sum_{i=0}^{MT_c f_s} (y'_n(i/f_s)C(i/f_s)) \quad (14)$$

将式(14)代入式(10)可知测量值与频率偏移无关，因而改进后的相关方式能很大程度上消除载波频偏的影响。

4 系统的抗噪声与抗干扰能力分析

将离散化后的相关过程等效为与本地伪随机码相乘累加的过程。设噪声分量为 $n(i)$ ，人为干扰分量 $J(i)$ ，不同通信网干扰为 $s_j(i)$ 。

这样可以将接收到的信号扩展为

$$y'(i) = C(i + \delta i - qT_c) + n(i) + J(i) + s_j(i) \quad (15)$$

把相关运算按分解过程进行，首先进行与本地伪随机码的相乘

$$\begin{aligned}
 R'(i) &= C(i + \delta i - qT_c)C(i) + n(i)C(i) \\
 &\quad + J(i)C(i) + s_j(i)C(i) \\
 &= s'(i) + n'(i) + J'(i) + s'_j(i)
 \end{aligned} \tag{16}$$

这个过程实质上是扩频通信的解扩过程。在这个过程中，噪声分量的功率谱密度没有发生变化，但是其有效宽度变窄。而人为干扰经过和本地伪随机码的相乘之后，功率谱被展宽，功率谱密度降低，经过相关滤波后可以显著降低噪声功率。而不同通信网之间的干扰，由于所用的伪随机码不相关，干扰信号与本地随机码相乘时可视为再一次被扩频，在通信能量基本一致的情况下，这种干扰是可以被忽略的。可以将进入累加器的噪声信号与干扰信号分别表示为

$$n_{acc}(i) = n'(i)K / G_p \tag{17}$$

$$J_{acc}(i) = J'(i) / G_p \tag{18}$$

其中 K 是与调制方式相关的参数，对于 PSK 而言， $K=0.903$ 。而 G_p 是扩频通信的处理增益，与相关的长度有关，设相关程度为 H ，则 $G_p \approx 3 \log_2 H$ 。

5 数值仿真与分析

设置参数，设码元速率为 1，采样率为 16， $N = 4$ ，伪码生成多项式为 $x^{10} + x^3 + 1$ ，频偏为 $\Delta w = 0$ ， $\delta = 0$ ，码长为 1023，将该方法与文献[5]，文献[6]以及文献[7]的方法进行比较。设置的伪随机码的初始相位为 $(5/32)T_c$ ，在不同信噪比条件下的测量误差如表 1 所示。

从表 1 可以看出，在没有载波频偏和码率偏移的情况下，文献[5]，文献[6]的测量方法性能基本一致，测量分辨率仅为 1/2 的采样周期，而改进前后的二乘法测量分辨率能够保持在 0.1 个采样周期左右，虽然随着噪声的增加，文献[5]中的两点线性内插及文献[6]三点二次内插的方法测量性能没有多大变化，而基于最小二乘法测量方法的测量精度相对会变差，但从最终的测量性能而言，后者明显优于前两者。而且从硬件实现角度而言，假设经过取样后的 PN 序列的点的个数为 L ，则前两种方法需要至少 $(3/2)L \log_2 L + L$ 次复乘运算，以及 $3L \log_2 L$ 次复加运算，而改进前的基于最小二乘法的测量方法只需要 L 次乘法和 L 次加法运算，改进后的基于最小二乘法的测量方法需要 $2L/N + 2L$ 次乘法和 $2L$ 次加法运算，这两种算法复杂度相比前两种方法非常低，更加有利于工程实现。

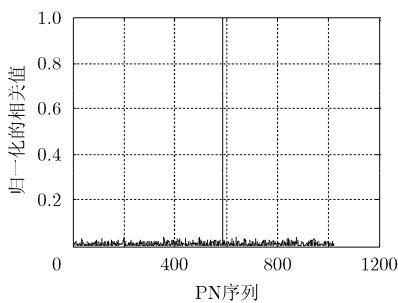
其他参数不变，频偏设为 $\Delta w = 0.001$ ， $\delta = 0$ ，信噪比为 8 dB，整个码长为 1023，仿真结果如图 3 和图 4。

从图 3 可以看出，在没有频偏时，PN 的谱相关性非常好，但是一旦有了频偏，那么谱相关性严重恶化，前两种方法测量精度就无法得到保证。

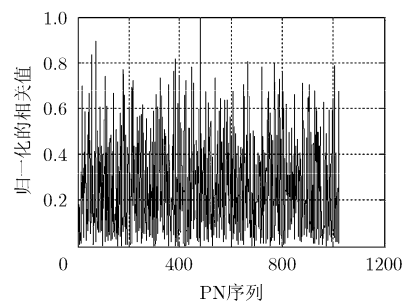
从图 4 中可以得出，文献[7]中的算法对频偏也很敏感，由于频偏影响，接收序列和本地序列已经不再具有良好的互相关特性，而本文中提出的改进算法能很好地消除频偏的影响，所得的相关曲线、

表 1 不同测量方法的测量误差比较(单位: Ts)

测量方法	信噪比(dB)						
	-16	-12	-8	-4	0	4	8
两点线性内插	0.5047	0.5028	0.5052	0.4961	0.5017	0.4994	0.5002
三点二次内插	0.5267	0.5142	0.5288	0.4792	0.5099	0.4967	0.5010
改进前二乘法	0.1077	0.1094	0.0486	0.0255	0.0143	0.0140	0.0119
改进后二乘法	0.0773	0.0516	0.0537	0.0802	0.0254	0.0082	0.0037



(a) 无载波频偏时及码率偏移时的谱相关性



(b) 载波频偏=0.001但无码率偏移时的谱相关性

图 3 谱相关性曲线

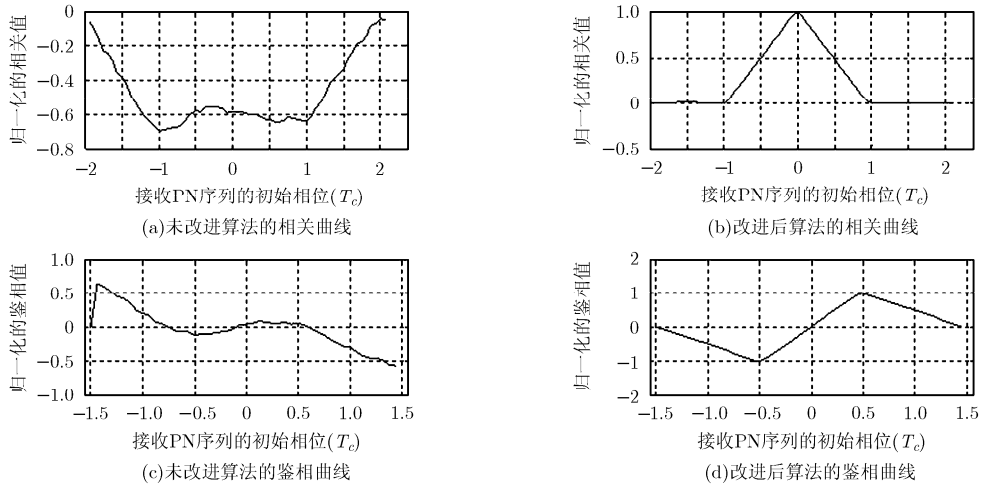


图 4 改进前后的相关曲线与鉴相曲线

鉴相曲线和没有频偏时是一致的，这样保证了最小二乘法的有效性。

设置频偏为 $\Delta w = 0.001$ ，码率偏移 $\delta = 0, 10^{-6}, 10^{-5}, 10^{-4}$ ，整个码长为 3069，即做了 3 次估计然后取均值，表 2 给出了在信噪比为 0 dB 时，不同的 δ 以及不同的接收 PN 序列初始相位条件下，运用改进后的最小二乘法的测量方法所得到的相位测量误差结果，所用到的鉴相点数量为 7 个。

表 2 表明，随着接收 PN 的相位偏移变大，测量误差也随之增大，PN 相位偏移 $-1/4T_c$ 时，算法恶化很多，这是由于所取的鉴相点拟合出的直线偏移零点过大，而该处的鉴相器曲线直线特性保持不好，均方误差较大所致。同时，测量误差也随着码率偏移的增加而稍有增加，这是由于码率的偏移带

来了鉴相曲线零点的偏移所致，但在接收 PN 序列的初始相位不是很大的时候，算法依然能有足够高的测量精度。

表 3 给出了在其他参数不变的情况下，接收的 PN 序列初始相位为 $1/16T_c$ 时，不同 δ 和信噪比下的所得的相位测量误差的数值仿真结果。

从表 3 可以得出信噪比的恶化带来的相位测量误差变化并不明显，在信噪比为 -24 dB 时，算法也能保证测量误差在 $1/6$ 采样周期左右，这和上节关于抗噪声能力的分析结果是一致的。

6 结论

最小二乘法巧妙地应用了鉴相曲线中间部分的直线特性，用离散的点去拟合连续的直线，从而相

表 2 不同的 δ 与不同接收的 PN 序列初始相位下的测量误差(单位: Ts)

δ	PN 相位(T_c)						
	-1/4	-1/8	-1/16	0	1/16	2/16	3/16
0	0.1203	0.0087	0.0037	0.0028	0.0042	0.0105	0.0133
10^{-6}	0.1515	0.0124	0.0092	0.0035	0.0085	0.0186	0.0210
10^{-5}	0.2621	0.0213	0.0158	0.0111	0.0141	0.0223	0.0315
10^{-4}	0.2871	0.0329	0.0274	0.0208	0.0268	0.0340	0.0472

表 3 不同 δ 和信噪比下的相位测量误差(单位: Ts)

δ	信噪比(dB)						
	-24	-20	-16	-12	-8	-4	0
0	0.1006	0.0604	0.0455	0.0101	0.0250	0.0126	0.0042
10^{-6}	0.1452	0.0320	0.0527	0.0180	0.0357	0.0116	0.0053
10^{-5}	0.1523	0.0709	0.0845	0.0419	0.0388	0.0199	0.0046
10^{-4}	0.1578	0.0634	0.0395	0.0493	0.0443	0.0208	0.0052

位测量精度突破了系统采样率的约束, 获得了很大的提升。在高动态条件下, 如卫星通信, 导弹, 火箭, 战斗机等的遥测和通信领域, 载波频偏和码率偏移成为制约测相精度不可忽略的两个因素。本文通过分析并仿真了这两个因素对最小二乘法测量 PN 相位方法的影响, 证明了在码长不是很长的一阶动态条件下, 最小二乘法受到的码率偏移的影响不是很大, 但是受载波频偏的影响却非常严重。之后提出一种改进的能够有效抵抗频偏的基于最小二乘法的测相方案, 通过理论分析和数值仿真比较, 说明该方法相比其他几种方法不但精度很高, 抗噪声能力很强, 并且受频偏影响小, 能满足卫星通信以及其他军事通信应用要求。因而该改进的相位测量方法具有很广阔的应用前景。

参考文献

- [1] Bao J and Tsui Y. Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach [M]. New York: Wiley Inter-Science, 2000: 73-74.
 - [2] 马宏, 王元钦. 基于扩频技术的相对距离自主测量方法研究[J]. 宇航学报, 2005, 26(1): 29-33.
Ma Hong and Wang Yuan-qin. Research on relative autonomous ranging using spread-spectrum technology[J]. *Journal of Astronautics*, 2005, 26(1): 29-33.
 - [3] 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 Lei and Xu Da-zhuan. An anti frequency offset fine time synchronization method and its performance analysis[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(2): 300-303.
 - [4] Van Nee D J R and Coenen A. New fast GPS code-acquisition technique using FFT[J]. *Electronics Letters*, 1991, 27(2): 158-160.
 - [5] Krasner N F. GPS receiver and method for processing GPS signals[P]. United States Patent, 6725159, 2004.
 - [6] 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 Guo-hui and Li Si-kun. Improving DSSS signal PN code phase measurement precision by 3-points quadratic interpolation[J]. *Journal on Communications*, 2007, 28(2): 130-133.
 - [7] 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, 3(6): 44-46.
Hu Xiu-lin, Zeng Zhen, Zhang Jun, et al. Synchronization of pseudorandom code and its implementation on FPGA in DS/SS[J]. *Huazhong University of Science & Technology. (Nature Science Edition)*, 2005, 3(6): 44-46.
 - [8] 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): 2138-2143.
Li Bai-yu, Chen Lei, Li Cai-hua, et al. The impact non-ideal-front-end characteristic on PN zero value measurement of navigation receivers[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(9): 2138-2143.
 - [9] 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 Li-min, Ma Lu, Ren Qian-yi, et al. Precise intersatellite ranging-technique based on fading memory Gaussian sum filtering[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(2): 295-299.
 - [10] 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 Cong-feng, Liao Gui-sheng, et al. Solution and analysis of constrained least square passive location algorithm[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2012, 34(2): 221-226.
 - [11] Hinedi S and Statman J L. High-dynamic GPS tracking final report[R]. Jet Propulsion Laboratory, 1988.
 - [12] 李小民, 刘晖, 等. 一种基于数据跳变检测的高动态环境 GPS 信号参数估计方法[J]. 航空学报, 1999, 20(5): 430-434.
Li Xiao-min, Liu Hui, et al. GPS signal parameters estimation algorithm based on data transition detection in high dynamic circumstances[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 1999, 20(5): 430-434.
 - [13] 李春霞. 高动态条件下伪码相关特性及其应用研究[D]. [博士学位论文], 国防科技大学研究生院学位论文, 2005.
Li Chun-xia. The Characteristics of PN code correlation and its applications under high dynamics[D]. [Ph.D. dissertation], National University of Defense Technology, 2005.
- 王徐华: 男, 1984 年生, 博士生, 研究方向为电子系统综合化理论与技术。
柏 鹏: 男, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信系统工程。
李明阳: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为电子系统综合化理论与技术。