

一种新的 2 次拟合码鉴别器

徐颖 王菊 吴嗣亮

(北京理工大学雷达技术研究所 北京 100081)

摘要: 该文针对传统码鉴别器在带限条件下窄相关增益降低的问题, 提出在码跟踪环中采用 2 次拟合码鉴别器。2 次拟合码鉴别器根据带限条件下的码相关特性, 利用超前滞后积分清除的结果得到伪码相关函数的 2 次曲线拟合方程, 对 2 次方程求解可得码相位的估计值。仿真表明 2 次拟合码鉴别器鉴别性能基本不受带宽影响, 在带宽受限条件下, 2 次拟合码鉴别器具有比传统码鉴别器更高的鉴别增益。

关键词: 码鉴别器; 窄相关; 带限; 2 次拟合

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)10-2369-05

A New Conic Fitting Code Discriminator

Xu Ying Wang Ju Wu Si-liang

(Center for Research on Radar Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: A new conic fitting code discriminator is proposed for the traditional discriminator gain decreasing in bandwidth-limited environment. According to the correlation property, conic fitting code discriminator gets the conic equation with the early and late integration-dumping results. The code phase estimate can be calculated by solving equation. Simulation results show that the conic fitting code discriminator is not influenced by bandwidth and it has better discriminate performance than traditional discriminator when the system bandwidth is limited.

Key words: Code discriminator; Narrow correlate; Bandwidth limited; Conic fitting

1 引言

在扩频系统中, 当应用终端完成捕获之后, 输入伪码和本地伪码已经完成了粗对齐过程, 为了获得高精度的定位, 需要再对码进行跟踪, 使码相位误差同步在允许的精度范围内, 并且能准确跟踪输入信号的码相位变化, 码跟踪环路通常采用码鉴别器来鉴别码相位误差^[1]。

码鉴别器分为相干码鉴别器和非相干码鉴别器两类。其中相干码鉴别器的正常工作依赖于输入信号载波相位的正确获得, 即在信号解扩之前载波跟踪环路应该已经正常锁定^[2]。但是, 在实际应用中, 由于扩频信号的信噪比较低, 信号解扩之前很难使载波跟踪环正常工作, 从而无法使用相干码鉴别器。因此, 工程应用通常选择非相干码鉴别器^[3]。

常用的非相干码相位误差鉴别的算法有归一化点积功率鉴别器和归一化超前减去滞后功率鉴别器^[4]。归一化的点积鉴频器应用宽相关间距, 适用于码跟踪环路跟踪初期的环路牵引和超前滞后码间隔最小间隔在 0.1 码片以上的情况。归一化的超前减滞后功率鉴频器具有适于窄相关间距的优点, 适用于窄相关跟踪和超前滞后码间隔较小的情况。文献[5]

表明在窄相关条件下码跟踪环的跟踪精度将会得到提高, 并且在多径等方面具有良好的性能。但是实际接收机都是有限带宽系统, 在带宽受限的条件下, 码鉴别器的窄相关特性将会受到影响, 鉴别增益将会降低, 鉴别误差会增大^[6]。

2 有限带宽对码鉴别器的影响

数字码跟踪环的结构如图 1 所示, 输入信号受限去载波, 本地码发生器产生的伪码通过移位之后得到超前、即时、滞后的再生伪码序列, 与去载波后的输入信号分别进行解扩和积分清除, 对积分清除结果进行伪码相位的误差鉴别, 鉴别结果再反馈送入码发生器控制本地伪码的产生。

接收信号经过捕获的粗略对齐之后, 送入码跟踪环的信号可表示为

$$r_I(i) = s_I(i) + n_I(i) = \sqrt{2P} \cdot c(iT_s - T_d) \cdot d(iT_s - T_d) \cdot \cos(2\pi\Delta f_i + \phi) + n_I(i) \quad (1)$$

其中, $c(\cdot)$ 表示伪码, $d(\cdot)$ 表示调制的数字, T_s 表示采样时间间隔, T_d 表示输入信号伪码延迟时间, Δf_i 为多普勒频率估计误差。

再生伪码发生器产生不同延时的伪码序列, 分别为超前码 $c(iT_s - \hat{T}_d - \Delta/2)$, 即时码 $c(iT_s - \hat{T}_d)$, 滞后码 $c(iT_s - \hat{T}_d + \Delta/2)$, 其中 \hat{T}_d 为对信号延时 T_d

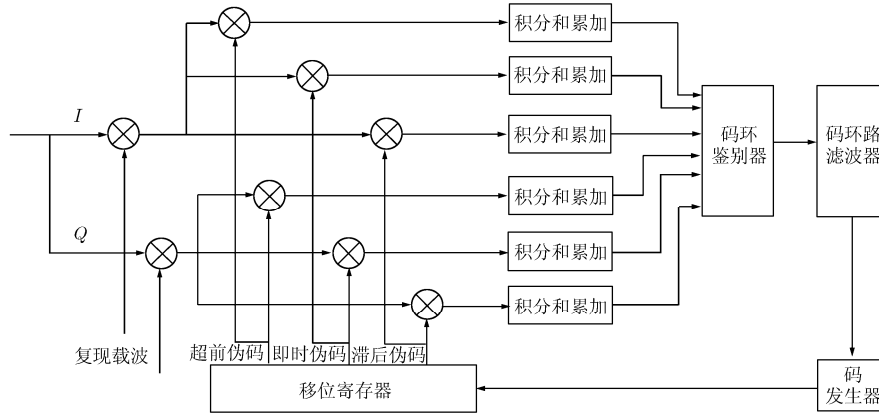


图 1 码跟踪环结构图

的估计。 $\Delta T_d = T_d - \hat{T}_d$ 为伪码相位估计误差。积分清除器的积分时间为 $T_{ID} = NT_s$ ， N 为积分清除器的积累点数，则即时支路 I 路积分清除器的第 k 次输出为

$$I_P(k) = \sum_{i=(k-1)N}^{kN-1} s_I(i) \cdot c(iT_s - \hat{T}_d) + n_{PI}(k) \quad (2)$$

扩频信号的数据位多与伪码周期相参，因此积分清除的周期选择和伪码周期同步，这样在单个积分清除的时间内数据位不会发生变化。同时假设伪码和载波相位对积分清除结果的影响相互独立，由式(2)可以化为

$$\begin{aligned} I_P(k) &\approx \sqrt{2P} \cdot d(k) \cdot \sum_{i=(k-1)N}^{kN-1} [c(iT_s - T_d) \cdot c(iT_s - \hat{T}_d)] \\ &\cdot \sum_{i=(k-1)N}^{kN-1} \cos(\Delta\omega_i + \phi) + n_{PI}(k) = \sqrt{2P} \cdot d(k) \\ &\cdot R(\Delta T_d) \cdot \sum_{i=(k-1)N}^{kN-1} \cos(\Delta\omega_i + \phi) + n_{PI}(k) \\ &\approx \sqrt{2P} \cdot d(k) \cdot R(\Delta T_d) \cdot N \cdot \text{sinc}((1/2)N\Delta\omega_d) \\ &\cdot \cos(\theta_k) + n_{PI}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

同理，即时 Q 路的积分清除结果可以表示为

$$\begin{aligned} Q_P(k) &= \sqrt{2P} \cdot d(k) \cdot R(\Delta T_d) \cdot N \\ &\cdot \text{sinc}((1/2)N\Delta\omega_d) \cdot \sin(\theta_k) + n_{PQ}(k) \end{aligned} \quad (4)$$

根据式(3)和式(4)的即时支路的积分清除结果，可得超前、滞后的 I 路和 Q 路的积分清除结果为

$$\begin{aligned} I_E(k) &= \sqrt{2P} \cdot d(k) \cdot R(\Delta T_d - \Delta/2) \cdot N \\ &\cdot \text{sinc}((1/2)N\Delta\omega_d) \cdot \cos(\theta_k) + n_{EI}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} Q_E(k) &= \sqrt{2P} \cdot d(k) \cdot R(\Delta T_d - \Delta/2) \cdot N \\ &\cdot \text{sinc}((1/2)N\Delta\omega_d) \cdot \sin(\theta_k) + n_{EI}(k) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} I_L(k) &= \sqrt{2P} \cdot d(k) \cdot R(\Delta T_d + \Delta/2) \cdot N \\ &\cdot \text{sinc}((1/2)N\Delta\omega_d) \cdot \cos(\theta_k) + n_{LI}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} Q_L(k) &= \sqrt{2P} \cdot d(k) \cdot R(\Delta T_d + \Delta/2) \cdot N \\ &\cdot \text{sinc}((1/2)N\Delta\omega_d) \cdot \sin(\theta_k) + n_{LI}(k) \end{aligned} \quad (8)$$

下面以超前减滞后功率鉴别器为例分析系统带宽对鉴别器的影响。归一化的超前减滞后功率鉴别器算法如下：

$$ec_k = \frac{I_{es}^2 + Q_{es}^2 - I_{ls}^2 - Q_{ls}^2}{I_{es}^2 + Q_{es}^2 + I_{ls}^2 + Q_{ls}^2} \quad (9)$$

将式(5)-式(8)代入式(9)得

$$ec_k = \frac{[R(\Delta T_d - \Delta/2)]^2 - [R(\Delta T_d + \Delta/2)]^2}{[R(\Delta T_d - \Delta/2)]^2 + [R(\Delta T_d + \Delta/2)]^2} \quad (10)$$

由伪码的三角相关特性可得伪码的相关函数为

$$\begin{aligned} R(\Delta T_d) &= 1 - \Delta T_d(1 + 1/M) \approx 1 - \Delta T_d, \\ &\text{当 } M \text{ 较大时} \end{aligned} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)可得

$$ec_k = \frac{\Delta T_d(2 - \Delta)}{(1 - \Delta/2)^2 + \Delta T_d^2} \quad (12)$$

但是在实际工作情况下，带宽受限，伪码码片的过渡时间变长，导致伪码码片的波形破坏程度严重，使得伪码的自相关值出现变形，顶部不再是一个尖锐的三角形，而会出现圆顶现象。带宽对伪码的相关特性的影响如图 2 所示。

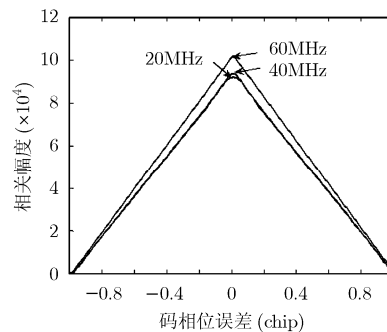


图 2 带宽对伪码相关的影响

由图 2 可知,在窄带宽的情况下,伪码的相关值不再是一个标准的三角形,而是一个圆顶曲线,也就是说超前、滞后、即时支路的幅度结果会构成 2 次曲线。随着滤波器带宽的减小,伪码相关函数的圆顶范围增大,当码鉴别器的相关间距较窄时,图 2 所示的圆顶部分会导致在相关间隔所取的区间上不再是一个线性方程,从而无法得到式(11)的线性近似,因此式(12)所得到的码鉴别误差将会受到影响。超前减滞后功率鉴别器的鉴别误差在不同系统带宽下的窄相关性能如图 3 所示。

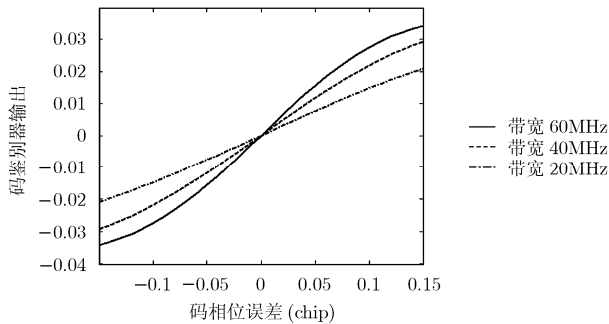


图 3 不同带宽下的超前减滞后功率鉴别器鉴别误差

从图 3 中可以看出信号接收带宽越窄,伪码相关值的顶部越平坦,鉴相器的增益越小,从而输出的伪码相位误差越不准确,锁定误差越大。增加接收机信号带宽虽然可以提高相关特性的质量,但是会引入更大噪声,会使整体系统的性能下降,同时大带宽系统相应的要求更高的数字采样率,会增加系统的复杂度和数据处理压力。

3 2 次拟合码鉴别器原理

文献[7]采用线性拟合的方式估计码相位误差,得到多个不同延时的超前、滞后的积分清除结果,对超前和滞后两侧分别进行线性拟合,通过交汇点位置估计相位误差。文献[8]对算法进一步改进,提出一种基于最小欧氏空间距离的相位差估计方法,利用 3 次相关的值求 N 次距离,可以精确估计出相位差。

当带宽限制的时候,伪码的相关曲线会出现圆顶现象,因此,本文考虑采用 2 次拟合来近似伪码的相关函数,在系统中采用最小均方误差准则进行伪码相位误差的估计。

I, Q 两路积分清除结果的平方和即相关幅度的平方,幅度平方曲线可以写为式(13)的 2 次曲线:

$$y = ax^2 + bx + c \quad (13)$$

其中 x 取值为 $-\Delta/2, 0, \Delta/2$, $y = I^2 + Q^2$ 表示相

应的 I 路, Q 路积分清除结果的平方和,则可知 2 次曲线的最大峰值对应的码相关误差就是我们所求的伪码误差。

2 次曲线的最大峰值对应的 x_{\max} 值可由下式确定:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dy}{dx} = 2ax_{\max} + b = 0 \\ x_{\max} = -b/(2a) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

计算出系统的超前、滞后和即时的相关值之后,可以得到 3 组对应的数据: $x_1 = -\Delta/2$, y_1 对应超前 $\Delta/2$ 码片的伪码解扩后的积分清除结果; $x_2 = 0$, y_2 对应即时伪码解扩后的积分清除结果; $x_3 = \Delta/2$, y_3 对应滞后 $\Delta/2$ 码片的伪码解扩后的积分清除结果。

将上述 3 组数据代入式(13)可得

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1^2 & x_1 & 1 \\ x_2^2 & x_2 & 1 \\ x_3^2 & x_3 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (15)$$

最小二乘的标准表达式

$$Y = H\theta$$

可得相应的变量取值为

$$Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} x_1^2 & x_1 & 1 \\ x_2^2 & x_2 & 1 \\ x_3^2 & x_3 & 1 \end{bmatrix}, \quad \theta = \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

采用最小二乘方法估计得到矩阵 θ 的估计为

$$\hat{\theta} = (H^T H)^{-1} H^T Y \quad (16)$$

再将式(16)代入式(14)可以得到伪码相位的误差估计 x_{\max} 。

2 次拟合码鉴别器需要进行矩阵运算,其运算量大于传统码鉴别器,但是由于相关间距 Δ 是一个已知系统参数,因此系数矩阵 H 的取值是可以预求的,故式(16)中的系数值 $(H^T H)^{-1} H^T$ 也可以预先计算得知,在实际应用的时候可以先求出 $(H^T H)^{-1} \cdot H^T$ 的值并存储在设备中,从而极大减小计算量。

4 仿真分析

为了验证文中所述方法,我们用 Matlab 软件进行仿真。仿真场景假设为捕获已经完成,载波和伪码都完成粗对齐,忽略多普勒未对齐的残留影响,参数如下:码速率为 10.23 MHz,采样频率为 62 MHz,相关间隔为 0.1 chip,数字中频为 15.48 MHz。

(1)选择与图 3 所示一致的系统仿真条件,带宽分别取 60 MHz, 40 MHz 和 20 MHz,则 2 次拟合鉴别器在不同带宽下的鉴别器特性如图 4 所示。

从图 4 中可以看出,与图 3 所示的超前减滞后码鉴别器性能不同,在不同信号接收带宽情况下,2 次拟合鉴别器在不同接收带宽条件下鉴相增益相当,即不同的接收带宽对 2 次拟合鉴别器的精度影响不大。

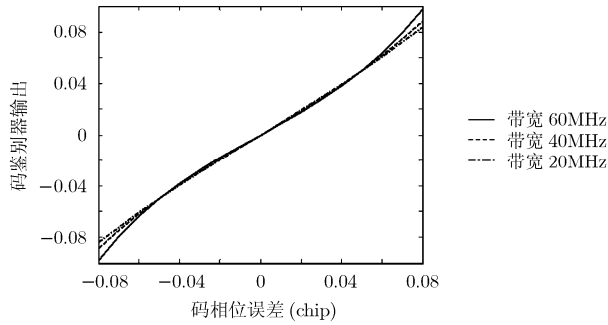


图 4 不同接收带宽下 2 次拟合码鉴别器的性能

(2)系统带宽选择为 20 MHz,即与输入信号的扩频带宽一致,归一化点积鉴别器、归一化超前减滞后功率鉴别器和 2 次拟合鉴别器的鉴相器输出如图 5 所示。

当伪码经过带通处理之后,伪码的相关值波形顶部会变平坦,因此传统的非相干码鉴别器的鉴相增益减小,从而输出的伪码相位误差增大。从图 5 中可以看出,在所示的仿真条件下,2 次拟合鉴别器的鉴别增益大于传统的非相干鉴别器,即在所示

的带宽受限条件下,2 次拟合鉴别器具有更高的鉴别精度。

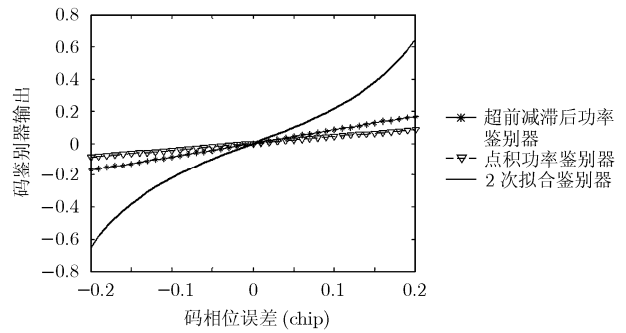


图 5 码鉴相器输出误差对比

(3)取仿真次数 $N=1000$ 再做平均,比较归一化点积鉴别器、归一化超前减滞后功率鉴别器和 2 次拟合鉴别器在不同信噪比下的码鉴别器性能,输入伪码和本地伪码之间的相位差为 0 chip 时码鉴别器输出的误差均值和方差分别如图 6(a)和 6(b)所示,输入伪码和本地伪码之间的相位差为 0.3 chip 时码鉴别器输出的误差均值和方差分别如图 7(a)和 7(b)所示。

从图 6 和图 7 可以看出,在接收机信号带宽受限的情况下,2 次拟合鉴别器在起始相位差较小时其鉴别误差均值和方差均优于传统码鉴别器;在初

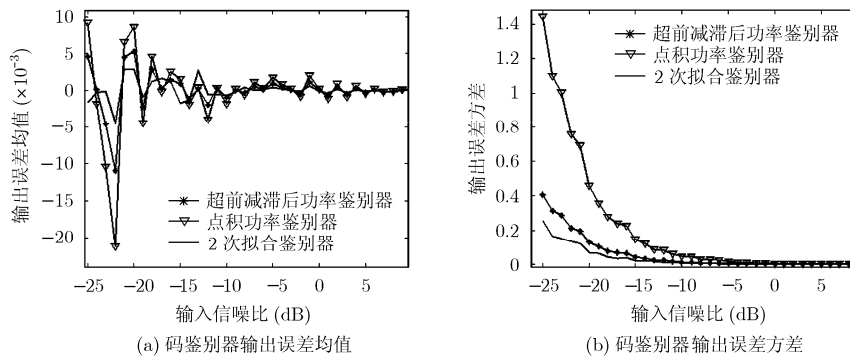


图 6 输入伪码和本地伪码之间的相位差为 0 chip

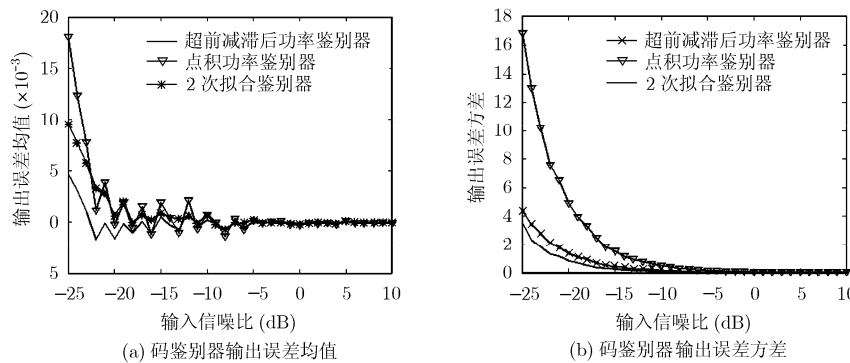


图 7 输入伪码和本地伪码之间的相位差为 0.3 chip

始鉴别误差较大时,其鉴别误差方差也优于传统鉴别器,鉴别误差均值介于超前减滞后鉴别器和点积鉴别器之间。由此可知,2次拟合鉴别器适用于初始鉴别误差较小的情况,在此情况下,2次拟合鉴别器具有优于传统码鉴别器的鉴别性能。对于扩频接收机,跟踪码鉴别器的起始误差多小于0.3 chip,因此在扩频接收机中选择2次拟合码鉴别器能提高码鉴别器性能,从而提高码跟踪环的精度。

5 结束语

本文分析了有限带宽下传统的码鉴别算法的窄相关特性,说明了在带宽受限的条件下传统的码鉴别器鉴别增益会降低,重点分析了超前减滞后功率鉴别器的性能。针对带宽受限条件下的伪码相关特性提出一种新的2次拟合鉴别算法,采用2次曲线拟合码相关特性的方式来进行伪码鉴别,分析了2次拟合鉴别算法的原理。仿真表明,在带宽受限的条件下,2次拟合鉴别器具有比传统码鉴别器更高的鉴别增益和鉴别精度,能有效提高码跟踪环的性能。虽然2次拟合码鉴别器的计算量略大于传统码鉴别器,但其系数矩阵为固定值可以预先存储,从而能极大地减小计算量,且随着大规模集成电路的发展,系统的处理能力和处理速度增加,其计算量较大的问题也能得到很好的解决。

参 考 文 献

- [1] 孙希延,纪元法. GPS软件基带信号处理与定位实现[J]. 系统仿真学报, 2007, 24(19): 5832-5836.
Sun Xi-yan and Ji Yuan-fa. GPS baseband signal processing and positioning realization based on software receiver [J]. *Journal of System Simulation*, 2007, 24(19): 5832-5836.
- [2] 李科祥,宋国文. 基于内插与积分清除滤波的相干DLL性能分析[J]. 电子与信息学报, 2004, 26(1): 27-34.
Li Ke-xiang and Song Guo-wen. Performance analysis of coherent delay-locked loop based on interpolation and integrate/dump filter [J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2004, 26(1): 27-34.
- [3] 商钧,仇跃华. 窄相关技术在导航接收机中的应用[J]. 电子测量技术, 2007, 30(10): 166-171.
Shang Jun and Qiu Yue-hua. Narrow correlator for the navigation receiver[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2007, 30(10): 166-171.
- [4] Polydoros A and Weber C L. Analysis and optimization of correlative code-tracking loops in spread-spectrum systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1985, 33(1): 30-43.
- [5] Van Dierendonck A J, Fenton P, and Ford T. Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver[J]. *Journal of Navigation*, 1992, 39(3): 265-283.
- [6] Betz J W and Kolodziejewski K R. Extended theory of early-late code tracking for a band limited GPS receiver[J]. *Navigation*, 2000, 47(3): 211-226.
- [7] 刘雅娟. DS/SS 系统伪码相位精密跟踪技术的研究[J]. 电讯技术, 1999, 6: 9-11.
Liu Ya-juan. Research of DS/SS code phase precision tracking[J]. *Telecommunication Engineering*, 1999, 6: 9-11.
- [8] 姜泉江,王勇. 一种基于最小欧式空间距离的PN码相位差估计方法[J]. 空间电子技术, 2007, 1: 34-38.
Jiang Quan-jiang and Wang Yong. A PN code phase estimate method based on minimum Euclid space[J]. *Space Electronic Technology*, 2007, 1: 34-38.

徐 颖: 女, 1983年生, 博士生, 研究方向为扩频通信、卫星导航定位。

王 菊: 女, 1973年生, 副研究员, 硕士生导师, 研究方向为雷达信号处理、扩频通信。

吴嗣亮: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为信号处理理论与技术、目标探测与识别理论与技术、电子系统仿真与信号模拟。