

# 消除相位翻转影响的扩频信号捕获方法<sup>\*</sup>

王磊<sup>†</sup>

(中国民航大学 智能信号与图像处理天津市重点实验室, 天津 300300)

(2014 年 2 月 20 日收稿; 2014 年 4 月 24 日收修改稿)

Wang L. A DSSS signal acquisition algorithm in presence of phase shift[J]. Journal of University of Chinese Academy of Sciences, 2015,32(1):110-115.

**摘 要** 分析相位翻转在直接序列扩频(DSSS)系统信号捕获过程中的影响,分别给出相位翻转对码相位和载波多普勒频率估计影响的数学分析,提出 2 种能够消除相位翻转影响的 DSSS 信号捕获算法.与部分相关累加方法相比,延迟共轭相乘方法的捕获性能更加稳定.2 种方法均适用于需要考虑相位翻转问题的 DSSS 系统.

**关键词** 捕获; 相位翻转; 扩频

中图分类号:TM967 文献标志码:A doi:10.7523/j.issn.2095-6134.2015.01.018

## A DSSS signal acquisition algorithm in presence of phase shift

WANG Lei

(Tianjin Key Laboratory for Advanced Signal Processing, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

**Abstract** The problem of DSSS signal acquisition in presence of phase shift is analyzed and discussed. Firstly, our work focuses on the impact of the code phase and Doppler frequency estimation due to the modulated data. Then, two acquisition methods are discussed, and they can be used to overcome the impact of the phase shift. Compared to the sectional correlative accumulation algorithm, the approach of the delay and conjugate multiplication provides more stable performance. Simulation results show that the algorithms proposed here are able to capture the DSSS signal when the conventional algorithms fail due to the modulated data.

**Key words** acquisition; phase shift; spread spectrum

扩展频谱(spread spectrum, SS)通信技术是当今信息社会最为先进的无线电通信技术之一,由于扩频技术具有抗干扰能力强、抗截获(即隐蔽性好)、抗多径和多址能力强、保密性好及测距精度高等一系列优点,因而越来越受到人们重视<sup>[1-2]</sup>.其中直接序列扩频系统(direct sequence spread spectrum, DSSS)是目前应用较为广泛的一

种扩频系统,其信号的捕获是关键,捕获的实质是进行多普勒频率和伪码相位的二维搜索,使接收信号的载波频率与本地载波频率的差值在载波跟踪环路(如 PLL)的动态范围内,同时使本地信号的伪码相位与接收信号的伪码相位之差小于 1 chip.只有快速准确地完成捕获过程,才能从扩频信号中解调有用信息<sup>[3-7]</sup>.

<sup>\*</sup> 国家自然科学基金(61172112, 61179064)、中央高校科研基金(ZXH2012M006)和中国民航大学科研启动基金(07QD03X)资助

<sup>†</sup>E-mail: wanglei@cauc.edu.cn

扩频信号的捕获方法有常规方法及其改进快速算法(即 FFT 方法)<sup>[8-9]</sup>. FFT 方法提高了捕获过程的运算速度,而在灵敏度、精度方面和常规方法一样.在软件接收机中,捕获过程是用一块数据和本地信号相关处理来实现的.一般来说,数据块的长度越长,相关之后的信噪比越高,归一化后的相关峰值也越明显.但在实际捕获过程中,数据的长度也是受限的,主要原因在于:1)数据越长,捕获消耗的时间也越长,不利于实时处理;2)数据越长,多普勒频移越大,当选用的数据长度增加时,要考虑接收机后续的载波跟踪环路的动态范围是否合适;3)数据长时,在数据块中有可能出现基带数字信号的数据跳变(-1 到 +1 的跳变,反之亦然),出现数据跳变后,解扩后的信号就不再是单载波,而会出现频率扩散,导致影响多普勒频率的正确判断.

文献[10]提出以频域多点的能量之和作为观测量,能克服数据位跳变的影响,但是最佳求和的点数不容易确定.文献[11]提出的变换参考时钟的方法对信噪比要求低,适用于低信噪比条件下工作,但是实现较为复杂,且要求数据位周期与伪码周期有整数倍的关系.本文提出的部分相关累加方法和延迟共轭相乘方法(delay and conjugate multiply approach)的运算较简单,在有数据跳变时,仍然可以捕获到伪码相位.其中部分相关累加方法对信噪比要求不高,不足之处是其捕获性能会受到发生数据跳变的位置影响.而延迟共轭相乘方法的特点是可以将多普勒频率估计与伪码相位捕获分开,当延迟时间满足一定要求时,由数据跳变引起的影响可以忽略.由于在处理时用了信号和其延迟共轭信号相乘,因而噪声电平增大,信噪比要求高,可以通过增加相干累加时间来降低对信噪比的要求.

## 1 数据跳变对捕获的影响

### 1.1 对多普勒频率估计的影响

在对 DSSS 信号进行捕获运算时,相关时间内的数据位跳变将对多普勒频率的估计造成严重影响.假设本地伪码与接收信号的伪码同步,当无数据跳变时,对解调解扩后的信号进行 FFT 分析会得到一个明显的谱峰,当有数据跳变时,会改变谱的形状.下面分析在积分时间内数据位仅发生一次跳变的情况.

设接收信号<sup>[12]</sup>为

$$s(k) = \sqrt{2P_s}d(t_k)PN(t_k + \tau) \times \cos(\omega_l t_k + \omega_d t_k + \varphi) + n(t_k), \quad (1)$$

其中,  $P_s$  为接收信号功率,  $t_k = k \cdot t_s$ ,  $t_s$  为采样间隔,  $d(t_k)$  为调制数据,  $PN(t_k + \tau)$  为扩频码(伪随机码),其延时为  $\tau$ ,  $\omega_l$  为中频频率,  $\omega_d$  为载波多普勒频率,  $\varphi$  为载波初相,  $n(t_k)$  为噪声项.经推导可得到归一化相关幅值  $L$  和数据跳变位置  $x$  及多普勒频率估计残差  $\Delta f_d$  之间的关系为<sup>[12]</sup>

$$L = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(\pi x \Delta f_d t_s)}{\sin(\pi \Delta f_d t_s)} - \frac{\sin[\pi(N-x)\Delta f_d t_s]}{\sin(\pi \Delta f_d t_s)} \cdot e^{j\pi N \Delta f_d t_s} \right|, \quad (2)$$

公式(2)没有考虑噪声项,  $x$  为发生数据跳变的位置( $x < N$ ,  $N$  为用于积分的数据采样点数).由此,可以得到当数据跳变的位置不同时,归一化相关幅值与多普勒频率估计残差的关系图(图 1).

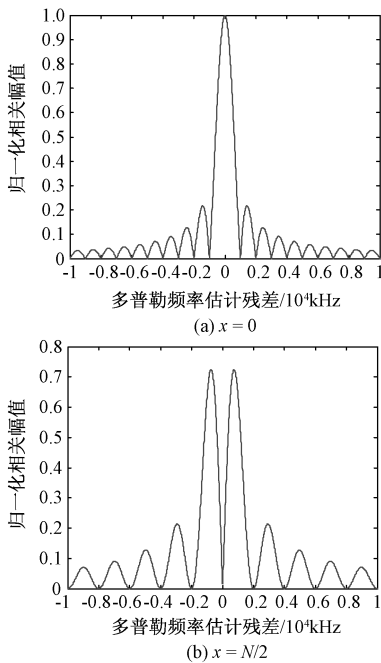


图 1 归一化相关幅值与多普勒频率估计的关系

Fig. 1 Relationship of the normalized correlation with Doppler frequency estimation

由图 1 可知,当相关积分的数据块中无数据跳变时,归一化相关峰值出现在 0 Hz,说明此时得到的多普勒频率估计是准确的;当数据跳变恰好发生在二分之一时( $x = N/2$ ),出现 2 个高度相等的峰值,对应的残差分别是  $\pm 740$  Hz.因此,没有数据跳变情况下,可以估计出正确的多普勒频率,当

有数据跳变时,归一化相关峰值降低.从图 1 可以看出,旁瓣升高,出现了频率弥散现象,对这些数据再做频率分析,会出现估计偏差,找不到正确的多普勒频率值.并且由公式(2)和图 1 都可以看出,归一化相关幅值和多频率频率估计参数的关系会随着数据跳变点的位置变化.

## 1.2 对伪码相位估计的影响

前面已知,当用于积分处理的数据块中有数据跳变时,会造成多普勒频率的错误估计,现在分析一下有数据跳变时,对伪随机码相位的估计影响.

假设不考虑多普勒频率,同时载波的初始相位为 0,将式(1)表示的接收信号进行正交下变频并经过低通滤波后,1 支路信号可写成如下形式

$$s(k) = \frac{\sqrt{2P_s}}{2} d(t_k) PN(t_k + \tau) + n(t_k), \quad (3)$$

设本地产生的伪随机码为  $PN(t_k + \hat{\tau})$ ,  $\hat{\tau}$  为码相位延时估计值.不考虑噪声项,现将(3)式与本地伪随机码作相关运算,得到

$$\begin{aligned} z &= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \sum_{k=1}^N d(t_k) PN(t_k + \tau) PN(t_k + \hat{\tau}) \\ &= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \left[ \sum_{k=1}^x PN(t_k + \tau) PN(t_k + \hat{\tau}) - \sum_{k=x+1}^N PN(t_k + \tau) PN(t_k + \hat{\tau}) \right] \\ &= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} [R_1(\tau - \hat{\tau}) - R_2(\tau - \hat{\tau})], \quad (4) \end{aligned}$$

式(4)中,  $R_1(\tau - \hat{\tau})$  和  $R_2(\tau - \hat{\tau})$  为扩频码的部分相关值,其中

$$\begin{aligned} R_1(\tau - \hat{\tau}) &= \sum_{k=1}^x PN(t_k + \tau) PN(t_k + \hat{\tau}), \\ R_2(\tau - \hat{\tau}) &= \sum_{k=x+1}^N PN(t_k + \tau) PN(t_k + \hat{\tau}). \end{aligned}$$

相关幅值为

$$|z| = \left| \frac{\sqrt{2P_s}}{2} [R_1(\tau - \hat{\tau}) - R_2(\tau - \hat{\tau})] \right|, \quad (5)$$

由式(5)可知,相关幅值大小取决于部分相关值  $R_1(\tau - \hat{\tau})$  和  $R_2(\tau - \hat{\tau})$  的大小.下面分 3 种情况讨论:

1) 如果没有数据跳变,即  $x = 0$ ,则  $R_1(\tau - \hat{\tau}) = 0$ ;相关峰值出现在  $\Delta\tau = \tau - \hat{\tau} = 0$  处,搜索峰值可以找到正确的伪码相位.

2) 数据跳变发生在  $x = N/2$  处,此时  $R_1(\tau - \hat{\tau}) = R_2(\tau - \hat{\tau})$ ,相关幅值为 0,峰值搜索的办法找不到正确的伪码相位.

3) 数据跳变点介于 1) 和 2) 之间,此时相关峰值的大小受  $x$  位置影响,并且峰值小于没有数据跳变的情况.当信噪比较低时,找不到正确的码相位.

通过以上分析可知,利用常规的求相关运算的方法估计伪码相位,会受到数据跳变的影响,当发生数据跳变的位置接近或等于相关运算数据块长度的一半时,利用峰值搜索来估计伪码相位的方法失效,必须采用其他对数据跳变不敏感的捕获方法.

## 2 算法原理

### 2.1 部分相关累加法

基于上述问题,为了克服数据位调制的影响,我们采用分段相关取模的捕获方法,即对要处理的数据块和本地信号均匀分成  $M$  个子数据块,每个子数据块(长度为  $N/M$ )求部分相关, $M$  个部分相关值取模后作为最后的相关幅值,将接收的数据和本地扩频码相对滑动,直到出现最大峰值.这个峰值对应的就是捕获的 2 个结果,即扩频码相位和载波多普勒频率的估计值.

同样不考虑噪声项,由式(3)可得,接收数据与本地伪码作部分相关累加运算后为

$$\begin{aligned} z_1 &= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \left[ \left| \sum_{k=1}^L PN(t_k + \tau) PN(t_k + \hat{\tau}) \right| + \left| \sum_{k=L+1}^{2L} PN(t_k + \tau) PN(t_k + \hat{\tau}) \right| + \cdots + \left| \sum_{k=(M-1)L}^N PN(t_k + \tau) PN(t_k + \hat{\tau}) \right| \right] \\ &= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \sum_{n=1}^M |R_n(\tau - \hat{\tau})|, \quad (6) \end{aligned}$$

这里,  $L = N/M$ , 即子数据块的长度,  $R_n(\tau - \hat{\tau})$ ,  $n = 1, \dots, M$  为部分相关值.若在长度为  $N$  的数据段中可能出现调制数据跳变的次数为  $P$ ,则一般取  $M > P$ .由式(6)可以看到,由数据跳变可能会使得  $P$  个部分相关  $R_n(\tau - \hat{\tau})$  的峰值下降(当数据跳变位置恰好在子数据段的中间时,部分相关值为 0),而对剩余的  $M - P$  个部分相关值没有影响.因此,经过取模值并累加后,可以用于峰值搜索,以找到伪码的相位.

## 2.2 延迟相乘法

延迟相乘方法的优点在于通过延迟相乘之后得到的新信号中不再包含频率信息,因此可以把伪码捕获和载波多普勒频率估计分开,同时这种捕获方法不受由于数据调制而引起的相位翻转的影响.具体步骤如下:

1) 设接收信号为复信号形式,经下变频滤波等处理之后,不考虑噪声项,得到

$$y(t) = \frac{\sqrt{2P_s}}{2} d(t) PN(t) e^{j(\Delta\omega_d t)}, \quad (7)$$

信号  $y(t)$  的延迟共轭表达式为  $y^*(t - \tau) = \frac{\sqrt{2P_s}}{2} d(t - \tau) PN(t - \tau) e^{-j(\Delta\omega_d(t - \tau))}$ , 这里的  $\tau$  为延迟时间. 将接收信号与其延迟共轭相乘, 得到

$$\begin{aligned} z(t) &= y(t) y^*(t - \tau) \\ &= \frac{P_s}{2} d(t - \tau) d(t) PN(t - \tau) PN(t) \times \\ &\quad e^{-j(\Delta\omega_d(t - \tau))} e^{j(\Delta\omega_d t)} \\ &= \frac{P_s}{2} d(t - \tau) d(t) C(t) e^{j(\Delta\omega_d \tau)}, \end{aligned} \quad (8)$$

这里的新码  $C(t) = PN(t - \tau) PN(t)$ , 仍然具有 PN 码的自相关和互相关特性, 并通过新码  $C(t)$  的自相关所找到的码相位与原来的伪随机码  $PN(t)$  的位置是相同的. 另外, 在式(7)中可以看到新信号与频率无关(因为  $e^{j(\Delta\omega_d \tau)}$  为常数).

2) 设本地新伪码为

$C(t) = PN(t - \tau) PN(t)$ , 将  $z(t)$  与  $C(t)$  做 FFT 运算, 得到  $\text{FFT}_z$  和  $\text{FFT}_c$ .

3)  $\text{FFT}_z$  与  $\text{FFT}_c$  的复共轭相乘之后再进行逆 FFT, 即  $\text{IFFT}(\text{FFT}_z * \text{conj}(\text{FFT}_c)) = R$ .

4) 对  $R$  取模, 然后搜索  $R$  的峰值, 对应的位置即为码相位.

在这种方法中, 延迟时间  $\tau$  的取值满足  $0 < \tau \ll T_{PN}$ ,  $T_{PN}$  是扩频信号的扩频码周期. 由于  $\tau$  很小, 当出现相位翻转时, 在上述第 2)—4) 步骤中作相关运算时, 对总相关值的影响也很小(影响为  $\tau/T_{PN}$ ), 可以忽略. 实际处理中一般取延迟时间  $\tau$  约为一个扩频码片的周期. 另外, 上述方法的处理假定信号为复信号, 在实际中接收到的信号一般为实信号, 因此需要将实际信号通过 I、Q2 支路合成复信号, 或者对实信号进行 Hilbert 变换, 转化为复信号进行处理. 从理论上也可以直接对实信号直接处理, 但是由于残留多普勒频率大小

未知, 延迟时间选择比较困难, 若选取不合适, 会造成信噪比损失严重, 捕获性能下降.

## 3 算法仿真与性能分析

下面分别对以上算法进行仿真. 仿真参数设置如下: 扩频信号中的数据随机产生, 扩频码采用 128 码片(chip)的  $m$  序列, 数据速率  $r_d = 50$  kbps, 扩频码速率  $r_c = 6.4$  Mcps. 中频设为零中频, 且不考虑多普勒影响, 当采样频率为 20 MHz 时, 在一个扩频码的周期中包含 400 个采样点. 在以下仿真中, 延迟共轭相乘算法中的延迟时间用延迟的采样点数表示, 取 4 个采样点; 部分相关累加法中数据块数  $M=2$ , 每个子数据块 200 个采样点.

图 2 给出 3 种方法对码相位的捕获结果. 设定数据跳变(相位翻转)位置恰好在扩频码的中

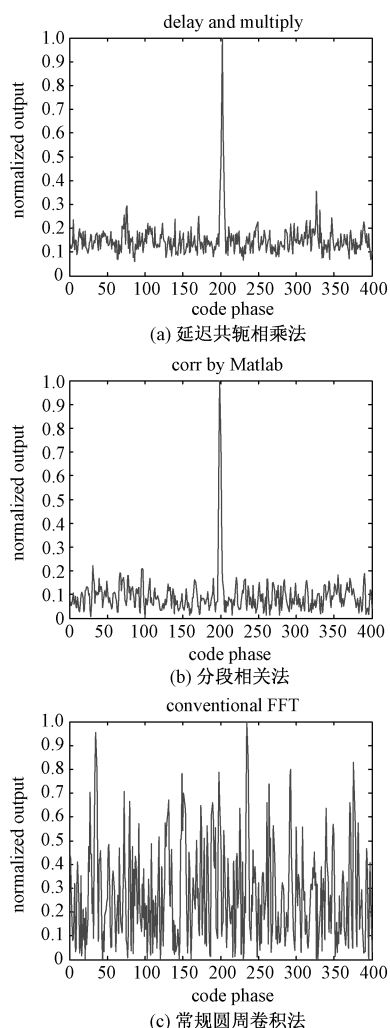


图 2 SNR = 0 dB 时 3 种方法的捕获结果

Fig. 2 Acquisition results of three approaches at SNR = 0 dB



间位置,即第 200 个样点处出现。(a)为延迟共轭相乘法对码相位的捕获结果;(b)为部分相关求和法的捕获结果;(c)是常规圆周卷积法的结果.从仿真结果看,经过峰值搜索,(a)和(b)均能找到正确的码相位,而常规方法由于相位翻转恰好在中间位置,正负相互抵消,相关能量损失严重,捕获不到正确的码相位.对比图 2(a)和(b)可知,部分相关累加法得到的捕获图中,噪声分量明显小于延迟共轭相乘方法.

为了进一步比较部分相关累加方法和延迟共轭相乘方法的性能,我们将进行不同信噪比和不同数据跳变位置的仿真.图 3 给出同信噪比条件下,2 种方法的捕获结果,图 4 给出当数据跳变位置设定在  $x = 300$  时 2 种方法的捕获结

果.对比图 3 和图 4 发现,分段相关累加方法的捕获性能与发生数据跳变的位置有关.在本仿真实例中,当数据跳变位置发生在第 100 或第 300 个采样点处(可以证明,此时性能最差)时,在相同信噪比条件下,部分相关累加算法捕获性能较差;而延迟共轭相乘方法捕获性能比较稳定,且与发生数据跳变的位置无关,仅与算法中采用的延迟时间  $\tau$  有关.特别地,当发生数据跳变的位置为某些特殊位置(如本例图 3 中,跳变发生在处理数据长度的中间位置附近)时,部分相关累加方法捕获性能明显优于延迟共轭相乘法,当信噪比低至  $\text{SNR} = -10\text{ dB}$  时,经部分相关累加仍然可以获得明显的峰值,而延迟共轭相乘算法则会失效.

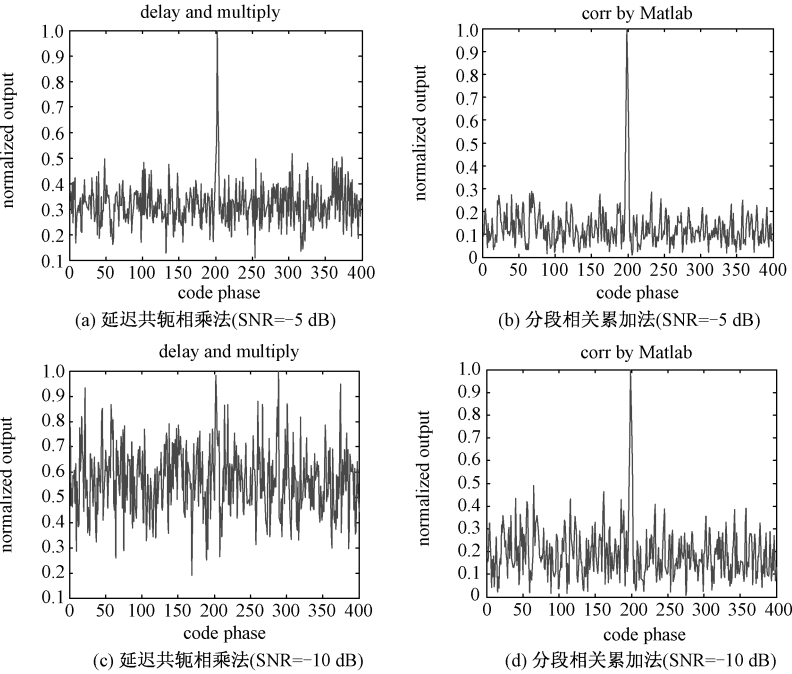


图 3 不同信噪比下 2 种方法的捕获结果

Fig. 3 Acquisition results of two algorithms at different values of SNR

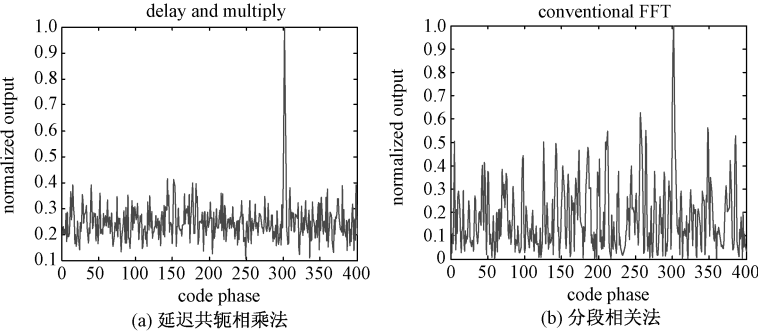


图 4 SNR = -5 dB 时的捕获结果

Fig. 4 Acquisition results at SNR = -5 dB

## 4 结论

传统的捕获方法是进行扩频码初始相位和载波频率的二维搜索,在码相位和载波频率进行峰值搜索以完成信号捕获.如果在处理的数据长度内出现了相位翻转,则会影响峰值高度,当相位翻转造成的相关能量正负基本抵消时,捕获就会失败.本文提出的部分相关累加和延迟共轭相乘的捕获方法在有数据跳变的情况下,仍然能够用于捕获.其中延迟共轭相乘方法消除了残留载波频率的影响,可以将码相位的捕获和残留载波频率的捕获分开,先进行扩频码捕获,再估计频率;另外,由分析可知,延迟共轭相乘方法不受数据跳变位置影响,仅和算法中所取的延迟时间有关,其捕获性能比较稳定.而部分相关累加方法的捕获性能受数据跳变位置影响,在某些情况下(如图 3),其捕获性能优于延迟共轭相乘方法.

参考文献

[ 1 ] Popper C, Strasser M, Capkun S. Anti-jamming broadcast communication using uncoordinated spread spectrum techniques [ J ]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2010, 28(5):703-715.

[ 2 ] Tan J, Stuber G L. Multicarrier spread spectrum system with constant envelope: antijamming, jamming estimation, multiuser access [ J ]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2005, 4(4):1 527-1 538.

[ 3 ] Zhan Y Z, Gan M G. An improved two-stage acquisition algorithm in DSSS[ C ]//International Conference on Wireless

Communications, Networking and Mobile Computing ( WiCOM ). 2011:1-4.

[ 4 ] Thakar P V, Mewada H. Receiver acquisition algorithms and their comparisons for BOC modulated satellite navigation signal [ C ] // Communication Systems and Network Technologies ( CSNT ), International Conference. 2012: 586-589.

[ 5 ] Benedetto F, Giunta G. A self-synchronizing method of asynchronous code acquisition in band-limited spread spectrum communications [ J ]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(8):2 410-2 419.

[ 6 ] Xu Y, Yuan H. High-sensitivity acquisition of ultrahigh dynamic direct-sequence spread spectrum signals in space communications [ J ]. Communications, 2013, 10 ( 10 ): 26-36.

[ 7 ] Kong S H. A deterministic compressed GNSS acquisition technique[ J ]. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 2013, 62(2):511-521.

[ 8 ] Ratnam D V, Pasha A, Swathi P, et al. Acquisition of GPS L1 signal Cooley-tukey FFT algorithm [ C ] // IEEE International Conference on Signal Processing, Computing and Control ( ISPC ). 2013:1-4.

[ 9 ] James B Y. Fundamentals of global processing system receivers-A software approach[ M ]. 2nd ed. A John Wiley & Sons, INC, Publication. 2005:130-144

[ 10 ] 周三文,黄龙,卢满宏. FFT 在高动态扩频信号捕获中的应用[ J ]. 飞行器测控学报,2005,24(2):61-64.

[ 11 ] 王策,常青. 基于 FFT 的扩频码快捕模块的设计与实现[ J ]. 遥测遥控,2007,28(6):33-49.

[ 12 ] 赵春燕,崔嵬. 一种可克服非相干数据影响的直扩信号捕获算法[ J ]. 电子学报,2011,39(7): 1 491-1 496.