

# 极低信噪比环境下的 P 码二维直接捕获改进算法

卢 虎<sup>1,2</sup>, 廉保旺<sup>1</sup>, 沈淑渭<sup>2</sup>, 王聪敏<sup>3</sup>

(1.西北工业大学 电子信息学院,陕西 西安 710072;2.空军工程大学 理学院,陕西 西安 710051;  
3.空军工程大学 导弹学院,陕西 三原 713800)

**摘 要:**针对极低信噪比环境下 GPS 系统中超长精密测距码(P 码)直接捕获的问题,传统的滑动相关法已无法满足 P 码直接快速捕获的要求,分析了现有常用 FFT 校频快速捕获技术性能以及 FFT 运算长度与信号输入信噪比的关系,指出了现有算法的不足,在此基础上提出一种在极低信噪比环境下的码捕获新方法——利用非对称 FFT 计算和视频积累相结合的 P 码直接捕获改进算法,仿真结果表明,即使在 -35 dB 的极低信噪比情况下,算法也可快速实现 P 码的直接捕获,最后给出算法的 FPGA 实测结果,进一步验证了算法的可实现性及有效性。

**关键词:** P 码直接捕获;局部相关;非对称 FFT;视频积累

**DOI:**10.3969/j.issn.1009-3516.2009.05.010

**中图分类号:** TN927+.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-3516(2009)05-0045-05

GPS 采用民码(C/A 码)和精密码(P 码)2 种伪随机码(PN 码),C/A 码的码长为 1 023,码速率为 1.023 MHz;而 P 码的周期为 7 d,码速率为 10.23 MHz。传统的 P 码捕获技术是先对 C/A 码进行捕获,通过提取导航数据中的时间信息 HOW 进行引导,完成对 P 码的捕获。

GPS 接收机中,由于对低信噪比、高动态性和实时性要求很高,要完成伪码的快速捕获十分困难。国内外关于这方面已经做了大量的工作,提出了很多有价值的方法<sup>[1-3]</sup>。目前,广泛采用的伪码直接捕获算法有串行捕获法、并行捕获法和匹配滤波器捕获法,它们的特点是算法简单、易于硬件实现,但同时也有首次捕获时间较长或不适于低信噪比工作等缺点。随着高速度、高容量的 FPGA 芯片和 DSP 的不断发展,适合在低信噪比下工作的 FFT 二维捕获算法已从理论研究转入具体实现<sup>[4-5]</sup>。

本文采用扩展复制重叠搜索(XFAST)技术提高码捕获并行处理效率,采用频域法实现码相关,通过 FFT 算法提高硬件并行效率,提出利用非对称 FFT 计算和视频积累相结合的新算法解决了极低信噪比条件下的 P 码直接捕获问题,研究了具体实现问题,在解决超长伪码快速直接捕获问题的同时,极大增强了系统的抗干扰性能和动态特性。

## 1 基于 FFT 的伪码二维快速捕获算法

设 GPS 接收机接收来自 RF 前端的中频信号第  $i$  个采样值为:

$$S(i) = \sqrt{2} P d(i) [(1 + \zeta) i T_s] P((1 + \zeta) i T_s - \xi T_c) \cos[(\omega + \omega_l) i T_s + \varphi] + n(i) \quad (1)$$

式中: $P$  为到达用户机的卫星信号功率; $\varphi$  为载波的初始相位; $\zeta$  为受多普勒频移影响的码速率偏移的归一化值, $\zeta = \frac{f_d}{f_c}$ ;  $\xi$  为码相位时延的归一化值, $\xi = \frac{\tau}{T_c}$ ;  $T_s$  为采样周期; $T_c$  为码元宽度; $\omega$ 、 $\omega_l$  为分别为载波和多普

\* 收稿日期:2007-07-13

基金项目:陕西省自然科学基金基础研究计划资助项目(SJ08F12);航空科学基金资助项目(20090196004);陕西省电子信息  
系统系统集成重点实验室基金资助项目(200908A)

作者简介:卢 虎(1975-),男,陕西西安人,讲师,博士(后),主要从事扩频通信研究;E-mail: sdkmsdn@sina.com  
廉保旺(1964-),男,河南焦作人,教授,博士生导师,主要从事通信与信息系统等研究。

勒频移的角频率;  $n(i)$  为带限高斯白噪声经过射频滤波器和采样器后的输出序列, 均值为零, 双边带功率谱密度为  $N_0/2$ 。

在不考虑噪声的情况下, 在卫星信号与本地产生的载波和伪码相关以后, 接收机  $I$  支路和  $Q$  支路经过积分清洗后的第  $k$  次输出信号值为:

$$\begin{aligned}
 I(k) &= \sqrt{2} Pd(k)R[\rho(k)]\text{sinc}[T_d\Delta\omega_l(k)/2]\cos\varphi(k) \\
 Q(k) &= \sqrt{2} Pd(k)R[\rho(k)]\text{sinc}[T_d\Delta\omega_l(k)/2]\sin\varphi(k)
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

式中:  $R[\rho(k)]$  为接收伪码和本地伪码自相关函数的均值部分;  $\rho(k)$  为接收信号伪码相位和本地伪码相位的偏差;  $T_d$  为积分时间;  $\Delta\omega_l$  为多普勒频差。

由式(2)可见, 只有当本地产生的伪码序列速率及相位与接收信号的伪码速率及相位相匹配, 本地的载波频率跟踪上接收信号的载波频率时,  $I$  和  $Q$  两路信号的幅值才能达到最大, 所以扩频信号的捕获包括伪码相位的初始同步和载频频差的初始估计。在搜索过程中, 码相位步进量为半个码相位单元, 载频频差步进量为一个搜索单元, 则一个码相位搜索单元和一个载频频差搜索单元就构成了二维搜索空间的一个搜索单元, 当相关结果高于预设信号检测门限时, 即可完成伪码捕获。

由以上分析可知, 如果能够同时搜索所有的码相位单元, 捕获时间将大幅度降低, 可利用快速傅里叶变换(FFT)来计算。基于 FFT 的伪码二维并行捕获原理方框图见图 1<sup>[6]</sup>。

其搜索过程如下: 首先本地载波 NCO 对准初始频率估计值  $\hat{\omega}$ , 使产生的信号对准一个频率搜索单元, 启动 FFT 捕获环路, 通过比较所有的相关峰值, 找出其最大值, 若最大值大于设定的检测门限  $T$ , 则表明信号捕获, 给出信号所在位置的码相位和载频, 进入信号跟踪阶段。如果最大值小于  $T$ , 则表明信号未捕获, 通过控制逻辑改变载频频差搜索单元, 重复上述过程。

若有先验的载频频移量, 可以使搜索从最接近先验值的那个搜索单元开始, 从而减小搜索时间。

在基于 FFT 伪码并行搜索的过程中, 载频频差搜索步进单元的选取很重要。步进单元选的较小, 对弱信号的捕获性能较好, 但会增加捕获时间; 步进单元选的过大, 会使相关峰值降低, 特别对于低信噪比的信号, 将造成捕获灵敏度降低, 所以载频频差搜索步进单元的选取需要折衷考虑。

从以上分析可知, 如果码相位按  $T_c/2$  搜索, 理论上基于 FFT 的并行捕获算法要比顺序串行搜索快  $2L$  倍( $L$  为伪码序列长度)<sup>[6-8]</sup>。

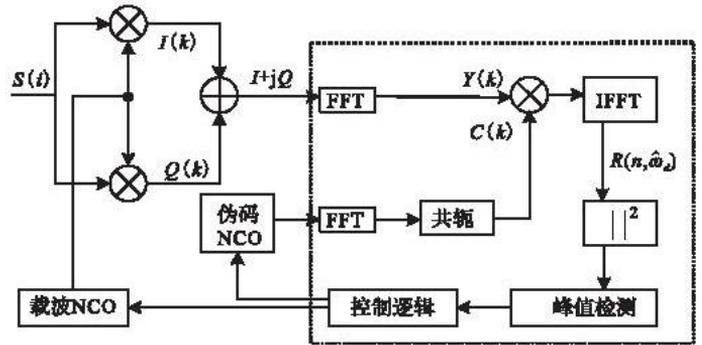


图 1 基于 FFT 的伪码二维并行捕获原理  
Fig. 1 The principle of PN code two dimension capture based on FFT

## 2 基于 FFT 的伪码二维快速捕获算法改进

由于 GPS 接收机接收到的卫星信号很弱, 因此干扰进一步加大时, GPS 接收机将无法工作。此时, 即使不断增大 FFT 算法载频频差搜索步进单元的数目, 也很难获得满足检测门限所需的相关峰值。见图 2(a), 可以看到在信噪比为 -20 dB 的情况下, 通过增加步进单元的数目即 FFT 的计算点数, 可以显著提高相关峰值的高度(实际是由于增加步进单元的数目使得相关值提高), 从而起到一定作用的抗干扰作用。但是随着信噪比的进一步降低, 即使进一步增大 FFT 的计算点数, 也已经很难选取预设信号检测门限的标准。见图 2(b), 在信噪比为 -30 dB 的情况下, 即使将 FFT 的计算点数提高一倍, 相关峰值仍旧淹没在噪声之中, 因此为了使基于 FFT 的伪码二维快速捕获算法具有更高的实用性和可靠性, 必须对算法加以改进, 使算法具有更高的抗干扰性能。

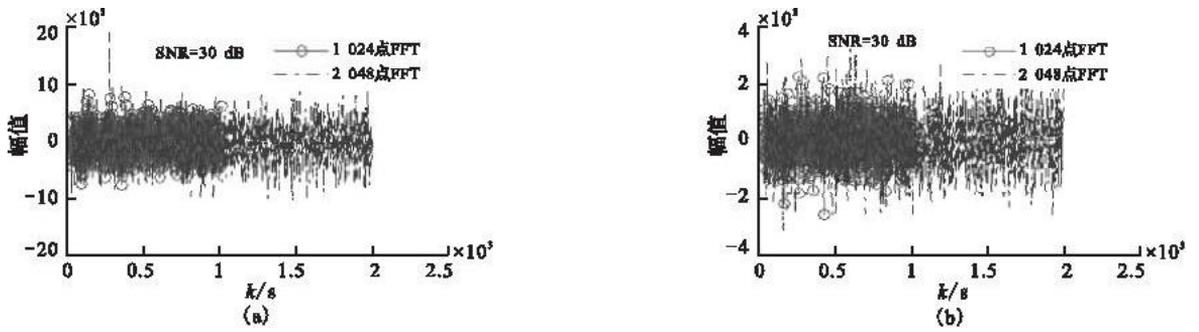


图2 不同信噪比情况下的峰值检测结果

Fig.2 The results of peak detect under different SNR

2.1 基于视频积累的算法改进

不论信噪比的大小如何,在一次捕获运算中,本地伪码相位与接收码之间的码相位差是固定不变的,也即相关峰的位置固定不变;与此同时,由于干扰噪声的随机性,即噪声在固定位置不为固定数,因此,若一次相关结果不能满足捕获验证条件,可以把连续  $M$  个伪码周期时间段的 FFT 并行搜索算法结果进行视频积累,以使 FFT 并行搜索的相关输出  $R(m)$  的增加,以获得信噪比的提升<sup>[9-10]</sup>。

设第  $i$  个伪码周期时间段的 FFT 并行搜索算法结果为  $[R_i(0), R_i(1), \dots, R_i(N-1)]$ , 则  $M$  个伪码周期的时间段内 FFT 并行搜索结果为:

$$R_{sum}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} R_i(n) = I_{sum} + jQ_{sum} \tag{3}$$

则弱信号的 FFT 并行搜索是对所有  $|R_{sum}(n)|^2 (n=0, 1, \dots, N-1)$  中的峰值检测。由于视频累加效应,信噪比提高,在继续增大 FFT 计算数目,已不能获得期望信息的情况下,视频积累有望使捕获中的验证条件得以满足。由图3的仿真结果可以看出,在-30 dB的情况下,通过视频积累的方法,在不增加 FFT 计算点数的条件下,使得相关峰值获得显著提升。显然,通过  $M(M \geq 2)$  个周期的视频累加能够改善信噪比(见图3)。由式(3)可知,  $M$  越大,相关峰值越大,算法的抗干扰性也就越好。

但值得注意的是,  $M$  长度存在限制,即这  $M$  个伪码周期不能跨越信息码元的周期。当正负码元过渡时刻恰好位于累加时间段的中间时,将会使相参积累后的  $|R_{sum}(n)|^2$  为零。

此外,码相位差不同也会对视频积累的效果造成影响,图4给出了一30 dB 信噪比情况下,不同码相位的相关峰值变化情况。可以看到,随着码相位的增加,相关峰值逐步减小,见图4(a);在码相位差接近 FFT 计算点数的一半时,见图4(b),即使进行充分的视频积累( $M \geq 10$ ),相关峰值仍会淹没在噪声之中。

此时,当然可以通过增加 FFT 点数获得高的相关值,进而提高输出信号的信噪比,见图4(a),但是仍旧解决不了如图4(a)所示的“码相位增加,相关峰值减小”的算法固有矛盾,因此,为了提高伪码捕获的有效性,必须进一步提高算法的抗干扰能力。

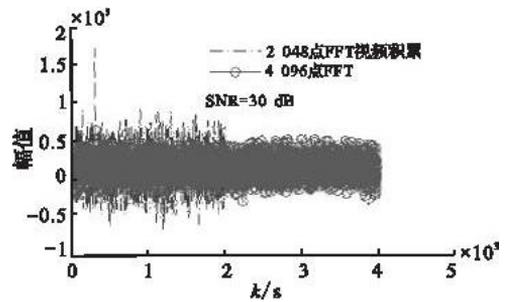


图3 30 dB 信噪比情况下,视频累加8次的峰值检测结果

Fig.3 The results of peak detect with eight coherent accumulations under -30 dB SNR

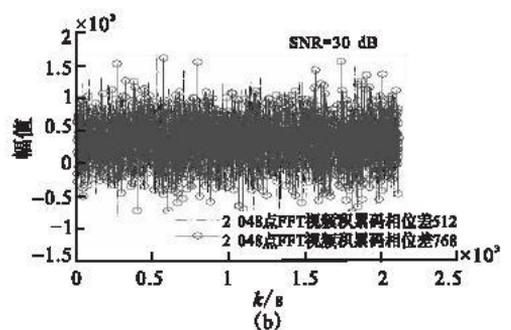
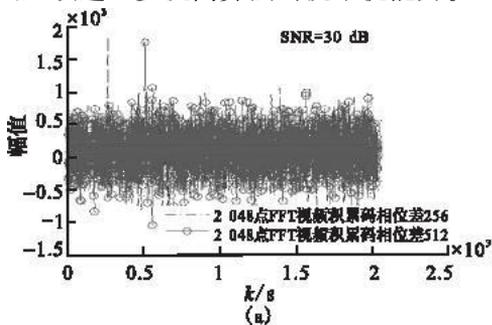


图4 30 dB 信噪比,视频累加8次,不同码相位的峰值检测结果

Fig.4 The results of different chip peak detect with eight coherent accumulations under -30 dB SNR

### 2.2 基于非对称 FFT 计算和视频积累的算法改进

上述所有 P 码捕获所采用的 FFT 计算均是本地伪码与接收伪码看作等长序列进行计算,因此也就出现峰值随着码相位增加减小(实质是相关值随码相位差的增大而减小)的情形。故有必要进一步提高 FFT 二维捕获算法的抗干扰性能。

设本地伪码长为  $N$ ,接收伪码长为  $M$ ,其中  $M=2N$ ;设  $S(n)$ 为接收到的 P 码信号, $P(n)$ 为本地伪随机 P 码发生器信号,由于  $M=2N$ ,所以对  $P(n)$ 进行延拓补零后得到  $P'(n)$ ,则  $S(n)$ 与  $P'(n)$ 的相关序列为:

$$R(m)=\sum_{i=1}^M S(i)P'(i+n) \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (4)$$

当本地码与接收到的码相差不超过接收码长的一半(即  $0 \leq n \leq N=M/2$ )时,本地码与接收到的信号总有  $N$  个码元是完全相同的,根据伪随机码的局部自相关特性,可知在  $0 \leq n \leq N=M/2$  的范围内, $R(m)$ 最大值不变——为  $N$  个相同码元的相关值。

综上,通过非对称 FFT 计算的有关结论是:①当  $0 \leq n \leq N=M/2$ (本地码与接收到的码相差不超过接收码长  $M$  的一半)时,可通过  $R(m)$ 值来判断捕获是否成功, $R(m)$ 最大值出现的位置即为两个码的相位差值;②当  $M/2 \leq n \leq M$ (本地码与接收到的码相差超过  $M/2$  但没有超过接收码长  $M$ )时,峰值降低,可认为没有相关峰值,继续滑动本地伪码  $N$  个码片,进行下次相关运算;③当  $M \leq n$ (本地码与接收到的码相差超过接收码长  $M$ )时,须同时滑动本地伪码与接收伪码,滑动的码长度为: $N=M/2$ ,即本地伪码的滑动位数是接收伪码的一半,而后对本地伪码进行延拓补零后与接收伪码进行非对称的 FFT 计算并计算相关峰值。

上述非对称 FFT 计算虽然解决了“码相位增加,相关峰值减小”的问题,但是还是存在“随信噪比的降低,即使进一步增大非对称 FFT 的计算点数,也很难选取预设信号检测门限”的问题。

显然,我们可以综合上述 2.1 和 2.2 中提出的 2 种算法改进措施,将视频累加的方法与非对称 FFT 运算联合使用,对非对称 FFT 计算的结果进行视频累加,即可有效提高二维捕获算法的信噪比,相关结论的仿真结果见图 5。

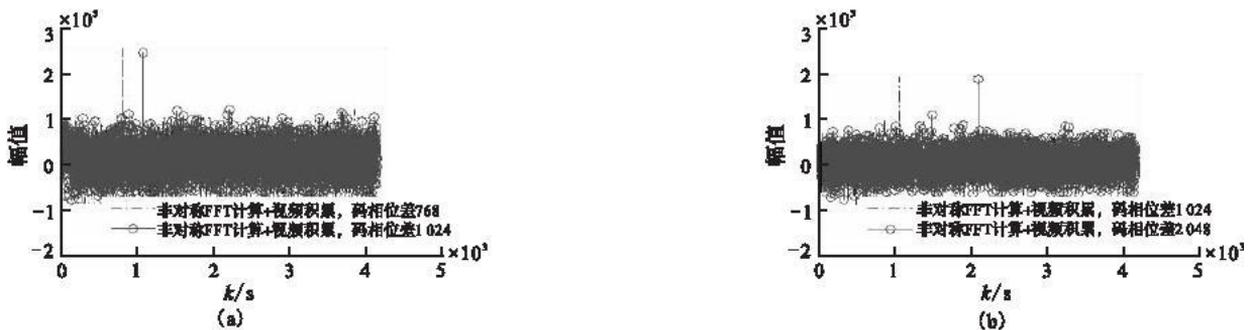


图 5 35 dB 信噪比,视频累加 8 次,非对称 FFT 计算不同码相位的峰值检测结果

5 The results of different chip peak detect with unsymmetrical FFT and eight coherent accumulations under -35 dB SNR

需要说明的是,采用改进的非对称 FFT 计算方法,也可以令本地伪码长度为接收伪码长度的 2 倍。但是为了尽可能的提高计算速度,不论选取哪个码片为长码片,两者倍数以不超过 2 倍为宜。

### 2.3 非对称 FFT 计算和视频积累算法的 FPGA 实现

在实际系统设计中,为了加快运算速度,本文提出的非对称 FFT 计算和视频累加计算均在 FPGA 中实现,其中顶层设计模块见图 1,算法逻辑参见 2.2。

图 6 给出了当本地码  $P_0$  超前接收信号  $P_1$  时,利用本算法捕获前后 2 个码之间的 SignalTap 实测波形,从而验证了算法的有效性。

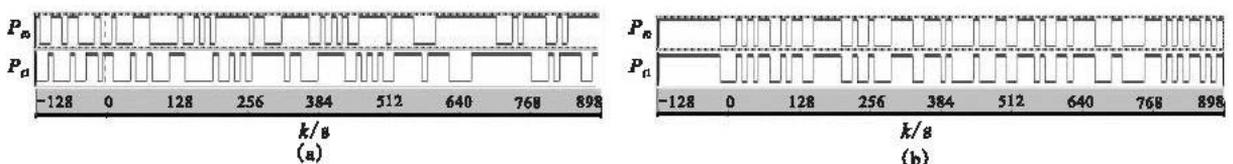


图 6  $P_0 - P_1 = 6$  时,码捕获前后的码波形图

Fig. 6 Code capture pattern, when  $P_0 - P_1 = 6$

### 3 结束语

本文对 GPS 的超长精密测距码(P 码)的直接捕获技术进行了深入研究,给出了基于 FFT 的 P 码直接快速捕获原理与方法,并对其进行了进一步的改进,提出了非对称计算与视频积累相结合的改进算法,从而极大提高了算法的抗干扰性能,通过 FPGA 的具体应用,解决了 P 码的直接快速捕获问题。此方法对其它长伪随机码的直接快速捕获技术也有很好的参考价值。

#### 参考文献:

- [ 1 ] Simon M K , Omura J K , Scholtz R A . Spread Spectrum Communication Handbook[M] . Beijing : Post & Telecommunications Press , 2002 .
- [ 2 ] Polydoros A . A Unified Approach to Serial Search SS Code Acquisition part I : General Theory [J] . IEEE Transactions on Communication , 1984 , 32(5) : 542—549 .
- [ 3 ] Polydoros A . A Unified Approach to Serial Search SS Code Acquisition Part II Matched Filter [J] . IEEE Transactions on Communication , 1984 , 32(5) : 550—560 .
- [ 4 ] Kaplan E D . GPS 原理与应用[M] .北京 :电子工业出版社 , 2002 .  
Kaplan E D . Understanding GPS Principles and Applications [M] . Beijing : Publishing House of Electronic Industry , 2002 .(in Chinese)
- [ 5 ] Jari H J Linatti . On the Threshold Setting Principles in Code Acquisition of DS—SS Signals[J] . IEEE Journal on Selected Areas in Communications , 2000 , 8(1) : 62—72 .
- [ 6 ] Rappaport S S , Grieco D M . Spread—spectrum Signal Acquisition : Method and Technology[J] . IEEE Commun Mag , 1984 , 22(6) : 6—22 .
- [ 7 ] Wang YiPin Eric . Initial Frequency Acquisition in W—CDMA[C]//IEEE VTC'99 . Amsterdam : IEEE Press , 1999 : 1013—1017 .
- [ 8 ] Harris F . On the Use of Windows for Harmonic Analysis with Discrete Fourier Transform Salt[C]//Proceedings of the IEEE . SaltLake City :IEEE Press , 1978 : 51—83 .
- [ 9 ] Jing Pang . fast Direct GPS P—Code Acquisition[J] . GPS Solutions , 2003 , 10(9) : 168—175 .
- [ 10 ] Justin G , Delva R . Coherent PN Sequence Acquisition[D] ; Wisconsin—milwaukee ; The University of Wisconsin—Milwaukee , 2001 .

(编辑:田新华)

## An Improved Algorithm for P—Code Two Dimension Direct Capture in Extra—low SNR Condition

LU Hu<sup>1,2</sup> , LIAN Bao—wang<sup>1</sup> , SHEN Shu—wei<sup>2</sup> , WANG Cong—min<sup>3</sup>

(1 . Electronic Information School , Northwestern Polytechnical University , Xi'an 710072 , China ; 2 . Science Institute , Air Force Engineering University , Xi'an 710051 , China ; 3 . Missile Institute , Air Force Engineering University , Sanyuan 713800 , Shaanxi China)

**Abstract :** This paper investigates the synchronization of digitalized DSSS receiver in high—dynamic and Extra—low SNR environment , presents and realizes the methods of direct P—code acquisition in GPS . This paper introduces several conventional code acquisition methods and the reason why they are not fit for direct P—code acquisition . In the precondition of good cross correlation and partial autocorrelation of P—code , a direct P—code acquisition scheme based on Unsymmetrical FFT is proposed and realized in FPGA . Compared with the conventional slipping correlation method , the time of direct P—code acquisition scheme based on Unsymmetrical FFT is reduced by more than ten times and the calculation is reduced rapidly . It's useful for other direct long PRN codes acquisition .

---

**Key words:** P-code direct capture; local correlation; unsymmetrical FFT; coherent accumulation