

文章编号: 1672-2892(2010)05-0514-07

基于 FPGA 的 P 码快速捕获模块设计

常 青, 淳于瀚中, 张其善

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: P 码信号主要用于精确定位服务, 比 C/A 码具有更强的抗干扰和保密能力, 而复杂环境下弱信号捕获对灵敏度和时间指标提出了更高要求。从研究信号直接捕获算法角度出发, 针对弱信号深入研究了基于快速傅里叶变换的频域伪码相位并行搜索的 P 码直接捕获算法的改进算法——重叠平均法, 通过 Matlab 仿真实验, 验证了算法的有效性, 同时在现场可编程逻辑阵列中通过新设计思路, 实现了该算法的捕获功能, 且提高了硬件效率, 减少了捕获时间。

关键词: P 码; 现场可编程逻辑阵列; 快捕; 重叠平均法

中图分类号: TN911.7; TN927+.23

文献标识码: A

Design of P-code fast acquisition based on FPGA technology

CHANG Qing, CHUNYU Han-zhong, ZHANG Qi-shan

(School of Electronics and Information Engineering, BeiHang University, Beijing 100191, China)

Abstract: P-code is chiefly applied to precise positioning service presently, which has a higher tolerance to jamming and spoofing compared to C/A code. Meanwhile, the acquisition of the weak signal in complicated environment requires higher sensitivity and shorter time. This paper proposes the improvement method of Fast Fourier Transform(FFT)-based acquisition searching in both frequency domain and PRN code phase domain—overlap average method. The algorithm has been validated by Matlab simulation and implemented in Field Programmable Gate Array(FPGA) by certain design. It can improve the hardware efficiency and decrease the acquisition time.

Key words: P-code; Field Programmable Gate Array; fast acquisition; overlap average method

在卫星导航系统中, 长周期测距码(Pseudo Noise, PN)序列重复周期长, 码速率高, 相对于短周期测距码, 具有更高的保密抗干扰能力和测距准确度, 因此在军事领域获得了广泛应用。为了提高卫星导航系统的对抗能力, 当在短周期 PN 码受到攻击或关闭时, 电子战和导航战环境中军用导航接收机仍能正常工作, 实现长周期 PN 码的快速直接捕获成为必然趋势和重点技术, 该技术的研究工作对我国自主 COMPASS 系统的发展有重要意义。在此需求下, 国内外都对长周期 PN 码直接捕获的算法进行了研究和实现。David M Lin 和 B Y Tsui 对 GPS 软件接收机的码捕获方案进行了研究, 提出了基于分段补零的循环相关法以及非相干循环相关法^[1]。在此基础上, Jing Pang 等人提出了用重叠平均来进行长周期 PN 码相位搜索的方法^[2-3], 以及 C Yang 提出了 XFAST 算法^[4]。同时, 随着超大规模集成电路技术的发展及广泛应用, 采用大规模的并行相关器或者长阶数的匹配滤波器实现长周期 PN 码直接捕获已得到实现, 比如 Y-EXPRESS ASIC^[5]和 DirAc ASIC^[6], 但硬件实现更为复杂。

本文首先对比了直接平均算法和重叠平均算法的性能, 指出重叠平均法在捕获灵敏度方面有一定优势, 同时捕获时间和硬件实现难度与前者基本相当; 然后采用特殊方式以缓存本地 P 码与接收信号, 并对快速傅里叶变换(FFT)-快速傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)计算过程采用流水作业形式, 提高了 FPGA 的运算效率, 减少了捕获时间, 并为硬件实现提供了新思路; 最后对捕获时间进行了分析, 说明可以在 60 s 以内实现对 ± 1 s 码相位偏移的 P 码直捕。

1 原理及性能分析

基于快速傅里叶变换(FFT)的频域伪码相位并行搜索方法, 利用了 FFT 计算序列的卷积优越性, 具有灵敏度

收稿日期: 2009-12-31; 修回日期: 2010-03-26

基金项目: 国家“863 计划”资助项目(2007AA12Z336, 2009AA12Z313)

高的优点。但对于 P 码这种码片周期很长的码,码相位不确定范围也会很长,在较大动态和时间不确定度的情况下,FFT 点数即灵敏度与捕获时间及硬件资源成反比。针对 FFT 的频域伪码相位并行搜索方法的改进想法是对接收或本地的伪码进行截断,累加以缩小 FFT 的点数,进而缩短捕获的时间。直接平均法和重叠平均法就是在这种思想下被提出的。

1.1 直接平均法原理及性能

直接平均法基本原理是:

- 1) 将每 k 个本地伪码采样点平均为 1 个数据点,则 $2kN$ 个点会平均为 $2N$ 点。
- 2) 将每 k 个去载波信号采样点平均为 1 个数据点,则 kN 点平均为 N 点,后面补 N 个 0,变为 $2N$ 点序列。
- 3) 对上述 2 个信号序列进行相关运算。

设输入信号为 f ,本地码序列为 g ,4 点直接平均后的输入信号和本地码序列分别是 x 和 y ,当输入信号和本地码序列相位差在 $4/2=2$ 时,捕获的相关峰值最低,在理想相关情况下为:

$$\max(corr_{xy}) = corr_{xy}(1) = \frac{1}{2} \max(corr_{fg}) \tag{1}$$

式中: $corr_{xy}$ 为直接平均后的信号序列和本地码序列的相关值; $corr_{fg}$ 为原信号序列和本地码序列相关值。

从式(1)可以看出,直接平均法所得到的峰值为直接 FFT 算法的峰值的一半,信噪比大约损失 6 dB。同时,捕获时间为原来的 1/4,但模糊度也成为原来的 4 倍。

图 1 是在 $R_{SN}=-32$ dB 下采用直接平均法进行捕获时非相干累积后的峰值图,其中直接平均点数为 4,FFT 点数为 16 384 点,非相干累加次数为 8 次。图 2 给出了平均点数为 128 点时直接平均法相关峰随相位差的变化情况,但当信号和伪码的码相位相错 64 个样点时,相关值大约下降 1/2,说明在码相位相差略大的情况下,直接平均法的捕获峰值有很大损失。

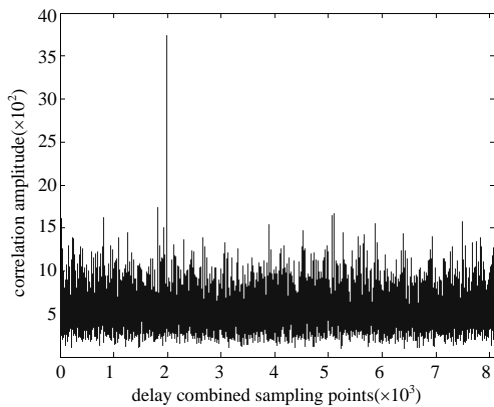


Fig.1 Correlation peak value of direct-average method
图 1 直接平均法进行捕获的峰值图

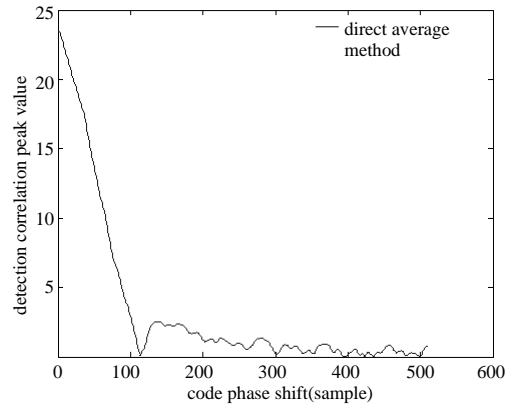


Fig.2 Relationship between correlation peak value and code phase shift of direct-average method
图 2 直接平均法的相关峰与相位差的关系

1.2 重叠平均法原理及性能

重叠平均法的原理是:首先对接收信号 x_m 和本地伪码 y_0 进行如下处理:

$$x' = x_m + x_{m+N} \tag{2}$$

$$y' = \frac{y_0 + 2y_{N/2} + y_N}{4} \tag{3}$$

式中下脚标的数值表示对信号和伪码进行相应点数的移位。经过处理后的信号和伪码的相关峰 P 为:

$$P = \max \left[\sum \frac{(x_m + x_{m+N}) \times (y_0 + 2y_{N/2} + y_N)}{4} \right] = \max \left[\sum \frac{(x_m y_0 + x_m y_N) + 2 \times (x_m y_{N/2} + x_{m+N} y_{N/2}) + (x_{m+N} y_0 + x_{m+N} y_N)}{4} \right] \approx \max \left(\sum \frac{x_0 y_0 + 2x_0 y_0 + x_0 y_0}{4} \right) = \max \left(\sum x_0 y_0 \right) \tag{4}$$

式中引入了函数对 $(x_m y_0, x_m y_N)$, $(x_m y_{N/2}, x_{m+N} y_{N/2})$ 和 $(x_{m+N} y_0, x_{m+N} y_N)$, 以上函数对在相关峰值上互为补充, 称之为峰值补偿对。

理想情况下, 将码间互相关值视为噪声, 则峰值补偿对使噪声加倍, 故重叠平均算法可改善相关 R_{SN} :

$$R_{SN_{\text{overlap_average}}} = \frac{[\max(\text{corr}_{fg})]^2}{2 \times 2N_0} = 2 \times \frac{[\frac{\max(\text{corr}_{fg})}{2}]^2}{2N_0} = 2R_{SN_{\text{direct_average}}} \quad (5)$$

从式(5)可得, 重叠平均法的信噪比是直接平均法的 2 倍, 大约提高 3 dB。另外, 重叠平均法的捕获时间为直接 FFT 算法捕获时间的 1/4, 模糊度也为 4 倍, 仅复加过程略多于直接平均法, 在硬件实现中可以忽略。

图 3 是在 $R_{SN}=-32$ dB 下采用重叠平均法进行捕获时非相干累积后的峰值图, 其中重叠平均点数为 4, FFT 点数与非相干累加次数与上面直接平均法仿真参数一致。由此可见, 在该信噪比下捕获峰值十分明显, 且好于直接平均法。

同时, 通过移位加权平均处理后, 当接收信号与本地伪码相错不同个采样点时, 相关峰值变化较小, 即信号和伪码的码相位跳变点未对准的情况对预检测信噪比的影响较小。图 4 给出了重叠平均法相关峰随相位差的变化情况, 其条件与直接平均法相同, 但当信号和伪码的码相位相错 64 个样点时, 相关值大约下降了 1/5, 比直接平均法有较大的改善。

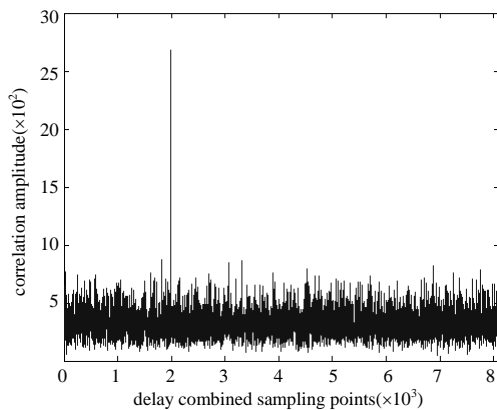


Fig.3 Correlation peak value of overlap-average method
图3 重叠平均法进行捕获的峰值图

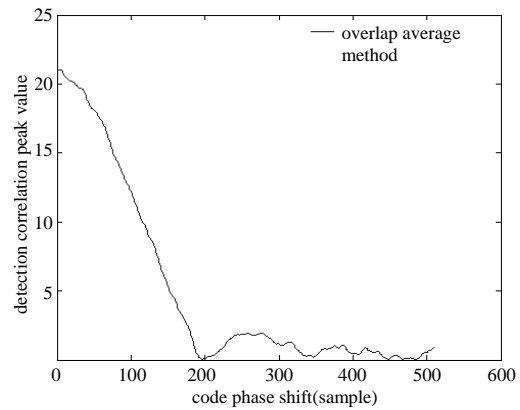


Fig.4 Relationship between correlation peak value and code phase shift of overlap-average method
图4 重叠平均法的相关峰与相位差的关系

2 重叠平均法捕获模块的 FPGA 实现

选用 FPGA 为 Xilinx 公司的 Virtex-4SX55 芯片, 捕获模块设计的指标和参数如下:

1) 要求捕获时间在 60 s 之内, 信号灵敏度为 -133 dBm。

2) 设计指标要求 GEO 卫星导航接收机和卫星视线方向上的最大速度 $|v_{\max}|$ 为 900 m/s, 由此产生的最大多普勒频移为 $|f_{d\max}| = \frac{v_{\max}}{c} |f_{RF}|$, f_{RF} 为射频频率, 可以求出 $|f_{d\max}| \approx 3806$ Hz。接收机晶振的频率准确度为 5×10^{-7} , 所以由晶振频率误差带来的本地载频误差最大为 $5 \times 10^{-7} \times f_{RF} \approx 635$ Hz。由此可知接收信号与本地载波的最大频率误差为 $3806 + 635 = 4441$ Hz。因此, 选定载频搜索范围为 -4.5 kHz ~ 4.5 kHz 即可满足动态要求, 频率搜索间隔选为 1000 Hz 时, 需要搜索的载频频点数目 $N_c = 9$ 。

3) P 码码速率为 10.23 MHz, 带通滤波器采样。

4) 输入中频信号 46.52 MHz, 采样速率选为 62 MHz。

5) 为保证实时存储, 接收信号采用 Ping-Pong Ram 结构进行缓存, 而本地复现的 P 码则采用 4 段 Ram 构成的环形 Ram 结构进行缓存, 其缓存结构见图 5。

缓存模块的信号流程如下: 首先, 接收信号经过 FIFO, 完成 62 MHz 和 124 MHz 这 2 个不同时钟域的转换, 此后所有的计算都使用 124 MHz 的时钟频率, 从而容易实现捕获模块的同步设计。然后, 经过下变频和平均, 缓存到 Ping-Pong RAM 中。每缓存 8192 点数据, 就启动 1 次 FFT/IFFT 计算模块, FFT/IFFT 计算模块每次从 Ping-Pong RAM 中读取 8192 点数据, 再补上 8192 个零值, 作为信号 FFT 的输入数据。

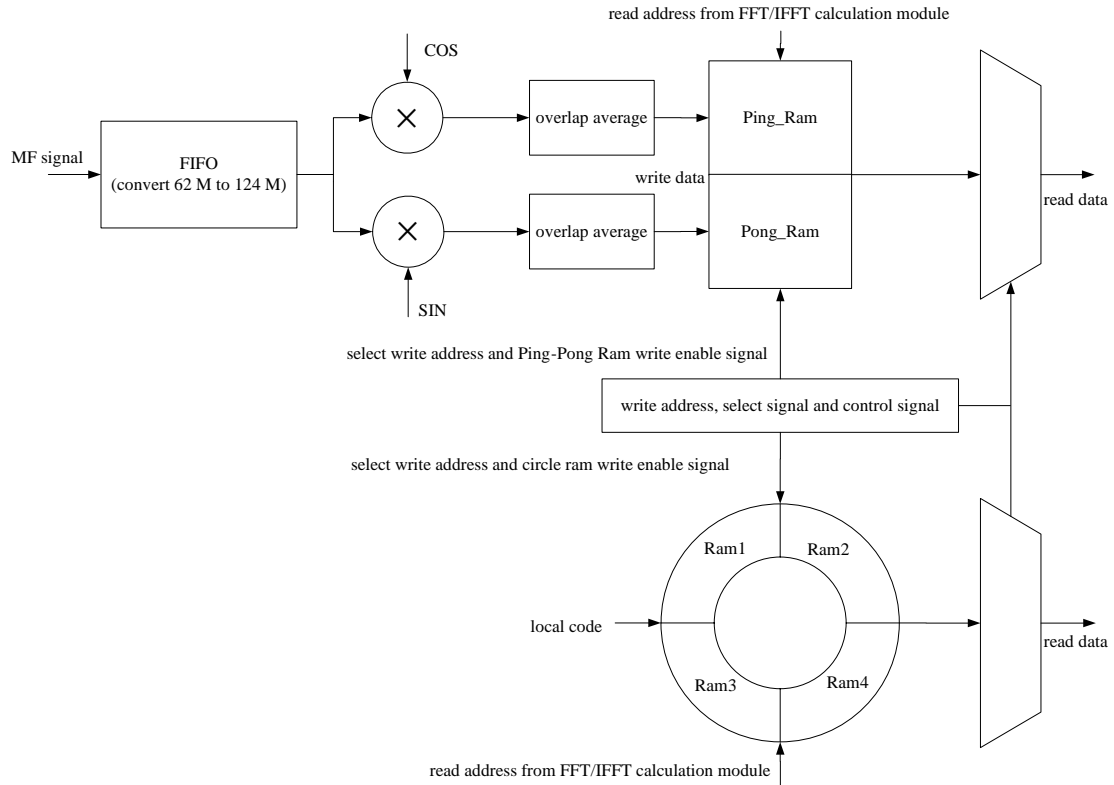


Fig.5 Structure of data-storage of fast acquisition module
图 5 捕获模块缓存结构设计

本地复现的 P 码缓存到 RAM1~4 中,每次都是用最新的数据覆盖最早存入的一段数据。每缓存 8 192 点数据,就启动 1 次 FFT/IFFT 计算模块。FFT/IFFT 计算模块每次从缓存模块读取 16 384 点数据(包括上次缓存的 8 192 点数据和本次缓存的 8 192 点数据),作为本地 P 码 FFT 的输入数据。

FFT/IFFT 计算模块的信号处理流程如下:该模块收到缓存模块的“准备好”信号后,从缓存模块读出 8 192 点接收信号,补上 8 192 个零值后,送到第 1 个 FFT/IFFT IP,完成对接收信号的 FFT 计算,并逆序缓存,替换上一次缓存的 FFT 结果。同时,从缓存模块读出 16 384 点本地 P 码(包括上次缓存的 8 192 点 P 码和本次缓存的 8 192 点 P 码),送到第 2 个 FFT/IFFT IP,完成对本地 P 码的 FFT 计算,并逆序缓存,替换前面第 4 次缓存的 FFT 结果,考虑到实信号(本地 P 码)的 FFT 具有共轭对称的性质,只需存储前 8 193 点 FFT 结果即可,以节省 Block RAM 资源。然后,分别正序读出前面第 1 次和第 3 次缓存的 P 码 FFT 结果,以及本次缓存的信号 FFT 结果,共轭相乘,分别送到第 1 个和第 2 个 FFT/IFFT IP,完成 IFFT 计算,将 IFFT 结果(第 1 段和第 3 段 IFFT 结果)送出。最后,分别正序读出本次和前面第 2 次缓存的 P 码 FFT 结果,以及本次缓存信号 FFT 结果,共轭相乘,分别送到第 1 个和第 2 个 FFT/IFFT IP,完成 IFFT 计算,将 IFFT 结果(第 0 段和第 2 段 IFFT 结果)送出。所有 FFT 运算和 IFFT 运算在图 5 中每缓存完 8 192 点接收信号数据和本地 P 码之前完成。图 6 显示了 FFT 与 IFFT 的处理过程。

采取这种信号处理方式,不仅实现了信号和本地 P 码的连续缓存,而且实现了信号处理的流水操作,缓存过程与相关计算过程可以并行,模块之间的处理非常紧凑,充分利用了 FPGA 芯片的资源 and 计算能力,减少了捕获时间,提高了捕获效率。

6) 算法采样点合并点数 4,为扩大相位搜索范围,FFT 和 IFFT 点数为 16 384 点,其中 FFT 信号点数 8 192 点,后 8 192 点补零,IFFT 结果非相干累加次数为 8 次。

7) 设捕获门限比值为 2,乘以捕获模块内部计算出来的噪声功率作为门限值。

整体 FPGA 捕获设计方案见图 7,DSP 将捕获预置信息通过数据总线发送到捕获 FPGA,以达到控制捕获模块的目的。

使用 xc4vsx55-10,在 ISE7.1 中综合和布局布线后,其资源消耗情况见图 8。从该直捕模块的逻辑和存储资源利用率来看,其较充分地利用了 FPGA 的计算能力。

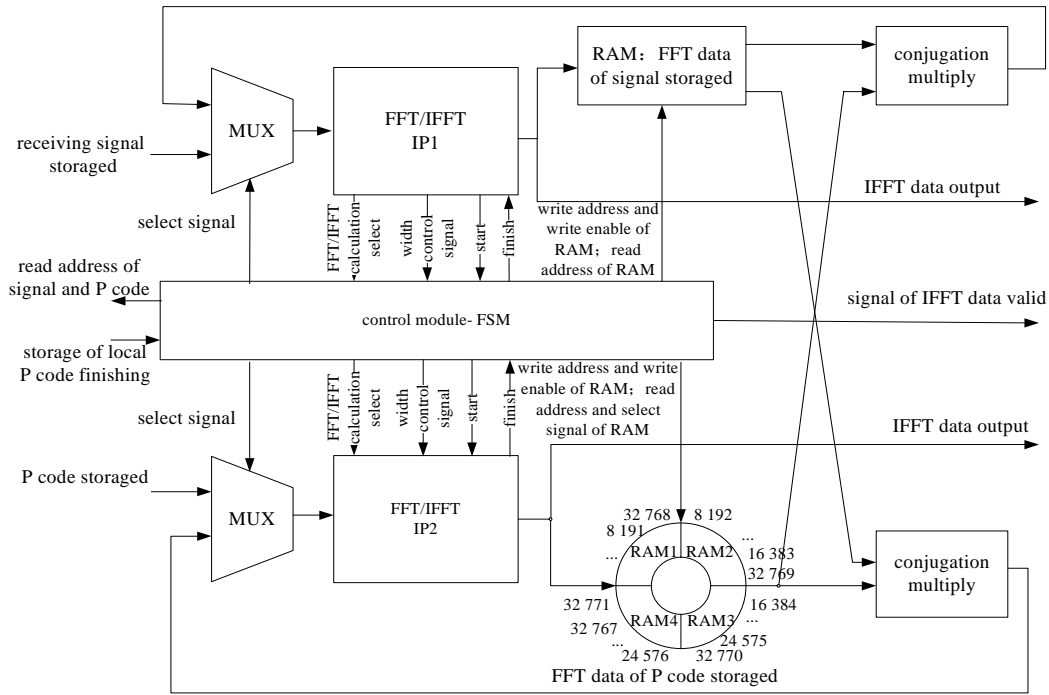


Fig.6 Structure of FFT-IFFT calculation of fast acquisition
图 6 捕获模块 FFT_IPFFT 结构设计

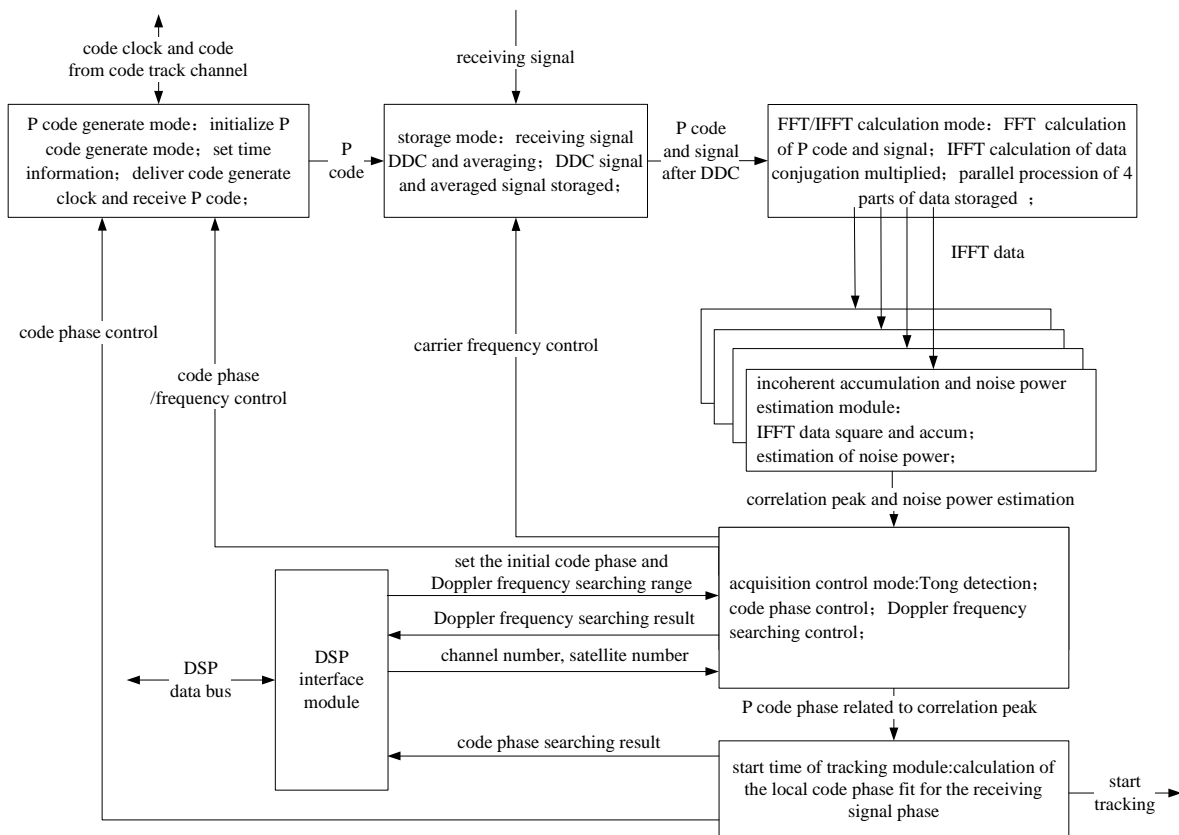


Fig.7 Structure of overlap-average method by FPGA
图 7 用 FPGA 实现重叠平均算法的总体模块结构

使用实验室自制 COMPASS P 码信号源进行实际测试，设定信号源的输出功率为 -133 dBm，载波频率动态为 3 400 Hz。射频信号经低噪放、下变频和 AD 采样后，使用本模块进行捕获。

在采用调试 COMPASS 捕获过程中,当正确捕获到载波值和伪码相位时,本地跟踪模块产生的伪码能够跟踪上信号源的伪码,在示波器中能观测到图 9 所示的波形,上面信号为本地伪码信号波形,下面信号为信号源伪码波形,当捕获到正确的载波相位和伪码相位时,本地伪码波形与信号源波形对齐,从而可以实现同步并解调出导航电文。

针对 2 种算法,使用功率可调的长 PN 码信号源分别进行 10 次测试,当信号功率为-130 dBmW 时,2 种捕获模块均有 5 次以上捕获到信号,并实现跟踪定位;而当信号功率为-133 dBmW 时,只有重叠平均算法捕获模块可以实现 5 次以上捕获功能,证明重叠平均算法捕获性能确实优于直接平均算法。

图 10 是用 COMPASS 信号模拟器实测捕获模块功能的 chipscope 抓图,可以看出 4 段相关后的非相干累加值中有一段明显峰值,证明信号已捕获到。

```

Selected Device : 4vsx55ff1148-10

Number of Slices:           21846 out of 24576  88%
Number of Slice Flip Flops: 32770 out of 49152  66%
Number of 4 input LUTs:    30462 out of 49152  61%
Number of bonded IOBs:     140 out of 642    21%
Number of FIFO16/RAMB16s:  294 out of 320    91%
    Number used as RAMB16s: 294
Number of GCLKs:           3 out of 32     9%
Number of DCM_ADVs:        1 out of 8     12%
Number of DSP48s:          204 out of 512   39%
    
```

Fig.8 Resource consumption fast-acquisition
图 8 直捕模块的资源消耗情况

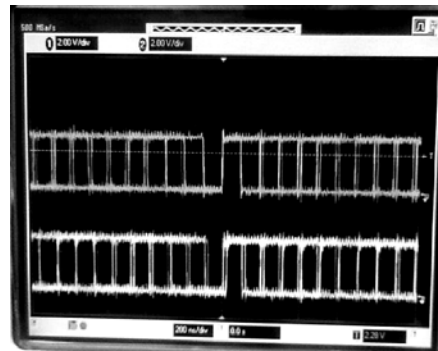


Fig.9 Waveform of acquisition and tracking of the COMPASS signal
图 9 GPS 信号捕获跟踪的波形

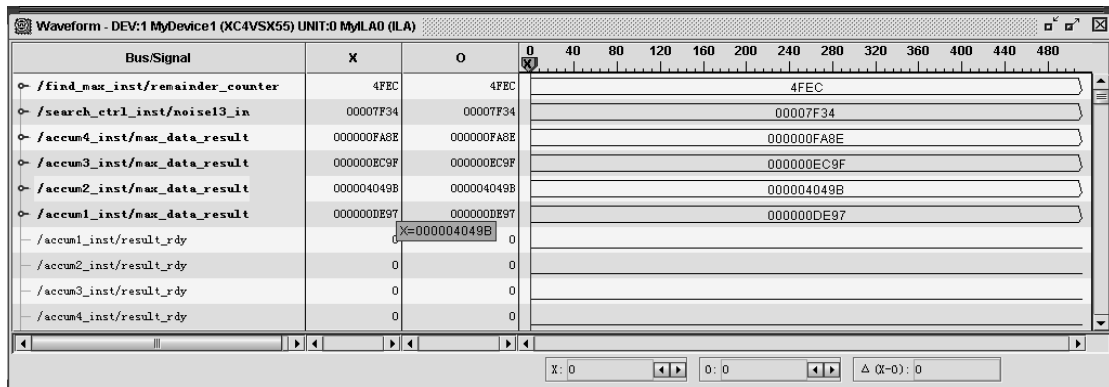


Fig.10 Chipscope of the fast acquisition test by COMPASS simulator
图 10 COMPASS 模拟器实测捕获模块的 chipscope 抓图

3 捕获时间分析

P 码直捕模块的局部时钟为 124 MHz,其中 FFT/IFFT 计算调用 Xilinx 的 IP,这里采用的是流处理模式,对于 16 384 点的 FFT/IFFT,需要 16 384 个周期完成计算(形成流水线处理后),即完成单次 FFT/IFFT 的计算需 $16\ 384/124\ \text{MHz}=132.13\ \mu\text{s}$ 。每缓存一段接收信号和本地 P 码(8 192 点数据),每个 FFT/IFFT IP 需要完成 1 次 FFT 和 2 次 IFFT 的计算,所需计算时间约为 $3 \times 16\ 384/124\ \text{MHz}=396.39\ \mu\text{s}$;由于算法采样点重叠平均点数为 4,故缓存这样一段数据,所需时间为 $8\ 192/(62/4\ \text{MHz})=528.5\ \mu\text{s}$ 。由此可见,流水线的处理速度取决于缓存信号的速度,每处理一段数据需要 $528.5\ \mu\text{s}$ (形成流水线处理后)。又因为非相干积累次数为 $M=8$,从而完成单次检测所需的时间为 $T_{\text{corr}}=MT<4.3\ \text{ms}$,并且每完成单次检测,搜索的 P 码时间不确定范围为 $4T$,搜索 $\pm 1\ \text{s}$ 的时间不确定范围所需搜索的码相位段数为 $N_T=2\ \text{s}/(4T)=947$ 段。完成捕获所需的时间 T_{acq} 约为 $T_{\text{acq}}=N_{\text{dwell}}N_cN_TT_{\text{corr}}=46.83\ \text{s}$,满足系统指标对捕获时间的要求。

4 结论

本文研究了一种重叠平均卫星导航长码直接捕获算法,并通过在较低信噪比下($R_{\text{SN}}=-32\ \text{dB}$)进行 Matlab 仿

真,分析得出了重叠平均捕获高灵敏度的性能,最后给出了基于FPGA硬件平台的捕获设计模块方案,对算法运算时间进行了分析:该算法可以在50 s内完成对 ± 1 s内码相位的搜索,并且灵敏度可达 -133 dBm。最后给出了在信号功率为 -130 dBm情况下的实测chipscope图形结果。

参考文献:

- [1] David M Lin,James B Y Tsui. Comparison of Acquisition Methods for Software GPS Receiver[C]// ION GPS 2000. Salt Lake City,UT:[s.n.], 2000:2385-2390.
- [2] Jing Pang, Frank Van Graas, Janusz Starzyk, et al. Fast direct GPS P-Code acquisition[J]. GPS Solutions, 2003,7(3):168-175.
- [3] Jing Pang, Janusz Starzyk. Fast Direct GPS Signal Acquisition Using FPGA[C]// ECCTD 2003. Kraków, Poland:[s.n.], 2003: 239-239.
- [4] Chun Yang, Juan Vasquez, James Chaffee. Fast Direct P(Y)-Code Acquisition Using XFAST[C]// ION GPS 1999. Nashville, TN:[s.n.], 1999:317-324.
- [5] Robert Wolfert, Steve Chen, Sanjai Kohli, et al. Direct P(Y)-Code Acquisition Under a Jamming Environment[C]// Position Location and Navigation Symposium. IEEE 1998, Palm Springs, CA:[s.n.], 1998:228-235.
- [6] John W Betz, John D Fite, Paul T Capozza. DirAc: An Integrated Circuit for Direct Acquisition of the M-Code Signal[C]// ION GNSS 17th International Technical Meeting of the Satellite Division. Long Beach, California:[s.n.], 2004:447-456.

作者简介:



常青(1962-),男,北京市人,教授,博士生导师,研究方向包括信息传输与处理、卫星导航、数模混合集成电路设计.email:changq@263.net.

淳于瀚中(1985-),男,山东省青岛市人,在读硕士研究生,研究方向为卫星导航、无线通信.

张其善(1936-),男,浙江省浦江县人,教授,博士生导师,研究方向包括遥测遥控、信息技术及智能交通.

(上接第513页)

作者简介:



李世泽(1984-),男,成都市人,在读硕士研究生,主要研究方向为不确定性处理的数学、通信与雷达信号处理.email:lsz761@sina.com.

鄢丹青(1986-),女,四川省资中县人,在读硕士研究生,主要研究方向为不确定性处理的数学、通信与雷达信号处理.

钟苏川(1986-),女,成都市人,在读硕士研究生,主要研究方向为随机信号处理、雷达信号处理.

罗懋康(1956-),男,重庆市人,教授,主要研究方向为不确定性处理.