

文章编号:1001-9081(2007)04-1017-03

# 大频移低信噪比下长 PN 码快速捕获及其 DSP 实现

赵艳杰,王大鸣

(信息工程大学 信息工程学院,河南 郑州 450002)

(gusichen@163.com)

**摘要:**针对卫星导航定位系统中大多普勒低信噪比下长 PN 码快速捕获的难点,提出一种时频二维联合搜索快速捕获的改进方法,采用了合理的捕获策略和频域循环移位的多通道软切换,简化了捕获处理,利用多相结构的码相位搜索,降低了运算复杂度。该方法在 TI 公司 TMS320C6416 为核心器件的硬件平台上实现,仿真和实验结果表明其具有很好的捕获性能。

**关键词:**扩频码;捕获;多普勒频移;FFT

**中图分类号:** TN919 **文献标识码:** A

## Rapid acquisition of long PN code with large Doppler shift in low SNR environment and its DSP platform

ZHAO Yan-jie, WANG Da-ming

(College of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou Henan 450002, China)

**Abstract:** According to the Long PN Code with large Doppler shift in Low SNR Environment, an improved method of carrier-frequency and code start-point planar search is proposed. Through cycle shift in frequency space, the transformation between several frequency channels is implemented. Using the code search based on multi-phase structure, the calculation complexity was reduced. The platform device is set up with TMS320C6416, and the simulation result demonstrates that this method has better acquisition performance.

**Key words:** spread-spectrum code; acquisition; Doppler shift; FFT

### 0 引言

超长 PN 码序列由于其重复周期长,码速率高,可提供更高的保密抗干扰能力和测距精度而被 GPS 广泛应用。实际环境中,对于倾斜轨道卫星和低轨卫星而言,由于卫星或者用户的移动,使得接收信号的载波具有很大的多普勒频移,导致 PN 码相关峰值急剧下降。因此,大多普勒频移环境下实现长 PN 码的快速捕获是影响卫星导航定位扩频系统性能的关键。

为了解决大频偏条件下的扩频码捕获,需要在多普勒频偏范围和整个码相位区间内进行二维搜索。一类捕获方法是频域扫描。文献[1]中阐述了频域串行-伪码串行搜索方法,该方法硬件实现容易,但由于时频二维均采用串行搜索,捕获时间较长。文献[2]阐述了基于 FFT 的伪码并行捕获方法,其捕获时间短,但采用 FPGA 实现大点数 FFT,硬件结构较复杂。另一类捕获方法是频域并行搜索。文献[3]阐述了基于 FFT 对多普勒频偏进行补偿的频域并行捕获方法,文献[4]把部分匹配滤波与 FFT 相结合。频域并行搜索方法的优点是无需划分频率通道,捕获时间短,捕获性能较好,但 FPGA 的实现消耗硬件资源较大,且运算量大,不适于 DSP 实现。为了实现长码的直接捕获,文献[5]提出了延迟-等待捕获方法,其捕获性能较好,但 FPGA 的实现消耗资源仍较大,目前的 DSP 芯片因较难达到实时处理的要求而不能采用。文献[6]提出了扩展复制重叠捕获算法,其捕获速度较快,但各子码段重叠相加,在低信噪比信号情况下捕获概率会

受到一定影响。

本文主要讨论基于 DSP 的大频偏长码捕获方法,提出了一种频域串行-伪码并行二维联合搜索的改进方法,实现简单,运算量小,捕获速度快。

### 1 时频二维搜索捕获原理

设接收到的中频采样信号为:

$$r(n) = A_k \cdot PN(nT_s) \cdot \cos(2\pi(f_c + f_b)nT_s + \varphi_0) + n(nT_s) \quad (1)$$

其中,  $A_k = \pm 1$ , 为调制码元,  $PN(nT_s)$  为扩频码,  $f_c$  为发送信号的中频频率,  $f_b$  为载波多普勒频偏,  $\varphi_0$  为载波的初始相位,在  $[0, 2\pi]$  内均匀分布,  $n(nT_s)$  表示功率谱密度为  $N_0/2$  的加性高斯白噪声,  $T_s$  为采样周期,每码片 2 倍采样。

对中频信号进行正交下变频,并利用低通滤波器滤除高频分量,得到的基带复信号为:

$$r_{base}(n) = 0.5 \times A_k \cdot PN(nT_s) \cdot \exp(-j(2\pi f_b nT_s + \varphi_0)) + N(nT_s) \quad (2)$$

其中  $N(nT_s) = n_I(nT_s) + j \cdot n_Q(nT_s)$ ,  $n_I(nT_s)$  和  $n_Q(nT_s)$  均为加性高斯白噪声。

设本地匹配滤波器为:

$$h(n) = PN(nT_s) \quad (3)$$

相关长度设为  $L$  个样点,则接收信号与本地码相关模值的表达式为:

$$|R(m, f_b)| = \left| \sum_{n=0}^{L-1} r_{base}(n+m) \cdot h(n) \right|, m = 0, 1, \dots,$$

收稿日期:2006-10-11;修订日期:2006-12-26

作者简介:赵艳杰(1980-),女,安徽蒙城人,助理工程师,硕士研究生,主要研究方向:扩频通信;王大鸣(1971-),男,辽宁大连人,副教授,主要研究方向:信号处理、卫星导航定位。

$$M - 1 \tag{4}$$

其中,  $M$  为待搜索的整个伪码区间中全部码相位个数。当伪码精确同步时, 不考虑噪声, 相关模值表达式如下:

$$\begin{aligned} |R(0, f_b)| &= \left| \sum_{n=0}^{L-1} 0.5 \times A_k \cdot PN(nT_s) \cdot \exp(-j(2\pi f_b nT_s + \phi_0)) \cdot PN(nT_s) \right| \\ &= 0.5 \times \left| \sum_{n=0}^{L-1} \exp(j2\pi f_b nT_s) \right| \\ &= 0.5 \times \left| \frac{1 - \exp(j2\pi f_b LT_s)}{1 - \exp(j2\pi f_b T_s)} \right| \end{aligned} \tag{5}$$

相关模值与频偏的关系曲线如图 1 所示。进一步分析码偏和频偏对相关模值的双重影响, 关系曲线如图 2 所示。

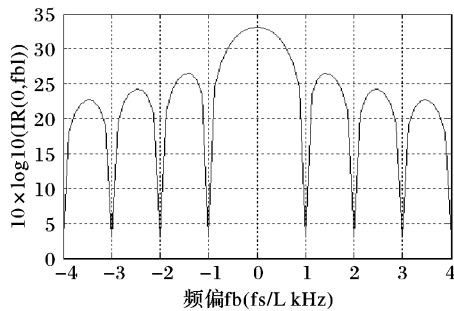


图 1 相关模值与频偏的关系曲线

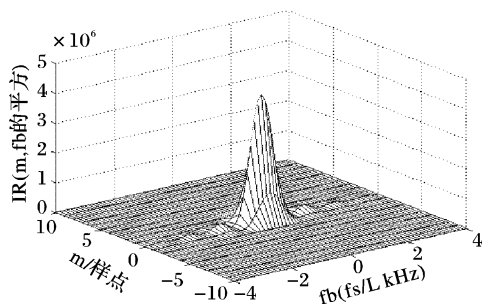


图 2 相关模值与频偏和码偏的关系

从图 1、图 2 可见, 当接收序列与本地伪码相位完全同步时, 相关值输出最大, 当码偏  $|m| > 2$  时相关值急剧减小; 本地载波频率与接收信号载波间的频差会引起相关损失, 当频差较大的情况下时, 很难进行正确捕获, 因此, 大频移下的码捕获适于采用时域 - 频域联合的二维搜索方法, 只有当频偏  $|f_b| < 0.5 \times f_s/L, |m| < 2$  时才能正确捕获频偏和伪码同步点。

## 2 实现的若干问题

### 2.1 二维搜索策略

为了解决大频偏条件下的扩频码捕获, 一般的搜索方法是频域扫描。根据多普勒频偏范围、主瓣带宽度和信噪比参数, 确定频率调整步进 (一般取  $\Delta f = 0.5 \times f_s/L$ ), 划分多个通道, 以某一个通道频率进行频偏补偿, 利用滑动相关器或匹配滤波搜索整个伪码区间, 并采用门限判决是否捕获。若未捕获, 则进行下一个通道的搜索, 直至正确捕获。

伪码串行搜索的码相位步进量为  $1/2$  个码片, 如图 3 所示。考虑到长码速率高, 周期长, 时频二维均采用串行搜索, 捕获时间难以承受。且匹配滤波器采用 FPGA 实现消耗硬件资源较大, 采用 DSP 时域计算的运算量相当大, 可利用 FFT 将相关运算转换到频域处理, 通过 2 次 FFT 和 1 次 IFFT 运算

完成伪码并行捕获, 使运算量显著降低。

一般应用是利用 FFT 计算循环相关, 完成短码捕获。对于长码捕获, 码周期长达一个星期, 不能再使用一般的方法在整个码周期内并行搜索, 同时由于目前的 DSP 处理芯片较难达到实时捕获的要求, 因此本系统采取非实时处理方式, 根据时间先验知识确定本地伪码区间, 计算一段接收信号与本地伪码区间的线性相关值, 以找到与接收序列相同相位的本地码序列。在计算接收短序列与本地长序列的相关时, 把本地码分成若干小段, 采用重叠相加法实现, 每一小段利用 FFT 快速计算线性相关。

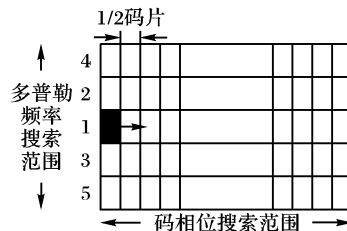


图 3 时频二维串行搜索示意图

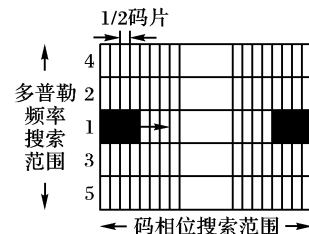


图 4 传统长码二维搜索示意图

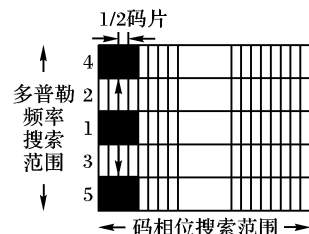


图 5 本文采用的长码二维搜索示意图

通常的搜索策略首先在一个频率通道完成整个码相位区间搜索, 若未正确捕获, 则继续下一通道, 如图 4 所示。这样在每个通道内, 都需要计算一遍本地码所有段的 FFT 结果, 而长码的本地伪码区间比较大, 不能通过存储全部 FFT 结果来达到各通道重复利用的目的。为了充分复用各段本地码的 FFT 结果, 节省运算时间, 本文提出的一种新的二维搜索策略, 在一段本地码区间内完成所有频率通道扫描后再进行下一段码的捕获, 如图 5 所示。这样各个频率通道可以复用当前段本地码的 FFT 结果。实际系统中, 采用通常搜索策略完成一段本地码 4 个通道的捕获时间为 29ms, 改进搜索策略后的捕获时间为 22.5ms, 减少了约 1/4。

### 2.2 频率通道软切换

采用上述的二维搜索策略, 需要在一段本地码区间内完成各个通道的捕获, 频率通道切换的一般方法是调整数字下变频器的频率, 把不同频偏补偿的信号送往 DSP 进行捕获处理, 本文提出了一种简单快捷的频率通道软切换方法, 利用一个通道信号 FFT 结果的循环移位生成其他通道的频谱。

设  $f(n) \leftrightarrow F(k)$ , 且  $f_0$  为常数,  $f_0 = i \cdot f_s/N, i = 1, 2, \dots$ , 则  $f(n) \cdot e^{j2\pi f_0 n T_s} \leftrightarrow F(k) * \delta(k \mp i)_N$ , 即  $F(k \mp i)_N$ , 上式表明将信号  $f(n)$  乘以因子  $e^{j2\pi f_0 n T_s}$ , 对应于将  $N$  点 FFT 结果沿  $f$  轴循

环右移  $i$  点;将信号  $f(n)$  乘以因子  $e^{-j2\pi i/nT_s}$ , 对应于沿  $f$  轴循环左移  $i$  点。

实际系统中, 采样速率为 10.23MHz, 16384 点 FFT 的频率分辨率为  $\Delta f = 10.23/16384 = 624.39\text{Hz}$ 。系统原始设计各通道频点分别为  $\pm 1.35\text{kHz}$  和  $\pm 4.05\text{kHz}$ , 对应频率分辨率的倍数分别为 2.16 和 6.48, 取整为 2 和 7, 此时各通道的中心频率为  $\pm 1.248\text{kHz}$  和  $\pm 4.37\text{kHz}$ 。捕获程序中频率通道搜索的顺序为  $-1.248\text{kHz}, 1.248\text{kHz}, 4.37\text{kHz}$  和  $-4.37\text{kHz}$ , 前端数字下变频以  $-1.248\text{kHz}$  固定频偏补偿, 按照循环移位的规律将该频点信号 FFT 结果的首尾进行一定长度样点扩展, 并把扩展后的数据存储起来, 通过改变 EDMA 通道的源地址来切换频率通道。

2.3 基于多相结构的码相位搜索

实际应用中, 为了使同步精度达到几分之一码片, 一般进行过采样处理, 采用 FFT 快速计算相关值的通常实现方法是直接对过采样信号和本地码进行傅立叶变换, 本系统为每码片 2 倍采样, 则本地码系数的两个样点为相同值, 充分利用这

$$y(n) = \sum_{i=1}^L x(n+i)h(i) = \sum_{i=1}^{L/2} x(n+2i-1) \cdot h(2i-1) + x(n+2i) \cdot h(2i)$$

$$= \begin{cases} \sum_{i=1}^{L/2} x(n+2i)[h(2i-1) + h(2i)], & n = 0, 2, 4, \dots \\ x(n+1)h(1) + x(n+L)h(L) + \sum_{i=1}^{L/2-1} x(n+2i)[h(2i) + h(2i+1)], & n = 1, 3, 5, \dots \end{cases} \quad (8)$$

令  $h_1(n) = h(2i-1) + h(2i), i = 1, 2, \dots, L/2; h_2'(n) = h(2i) + h(2i+1), i = 1, 2, \dots, L/2 - 1; h_2(n) = [h(1) h_2'(n) h(L)]$ ,  $x'(n) = x(2k), k = 1, 2, \dots$ , 则上式可以简化为:

$$y(n) = \begin{cases} x'(n) \square h_1(n), & n = 0, 2, 4, \dots (\text{偶数}) \\ x'(n) \square h_2(n), & n = 1, 3, 5, \dots (\text{奇数}) \end{cases} \quad (9)$$

对(10)式采用 FFT 快速计算后为:

$$\begin{cases} y_{\text{even}}(n) = \text{IFFT}[\text{FFT}[x'(n)] \cdot \text{FFT} * [h_1(n)]] \\ y_{\text{odd}}(n) = \text{IFFT}[\text{FFT}[x'(n)] \cdot \text{FFT} * [h_2(n)]] \end{cases} \quad (10)$$

表 1 多相处理前后运算量对比表

	相关长度	一段本地伪码长度	段数	每段运算量	总运算量大约值	多相前后的运算量比值
多相前	4092	12293	3329	$2 \times T_{\text{fft}} + T_{\text{mply}} + T_{\text{add}}$	$6658 \times T_{\text{fft}}$	0.64
多相后	2046	14339	1427	$3 \times T_{\text{fft}} + 2 \times T_{\text{mply}} + 2 \times T_{\text{add}}$	$4281 \times T_{\text{fft}}$	

从表 1 中可见, 码相位搜索采用多相实现结构, 运算量减小 1/3, 则捕获时间缩短了 1/3。

2.4 捕获模块实现结构

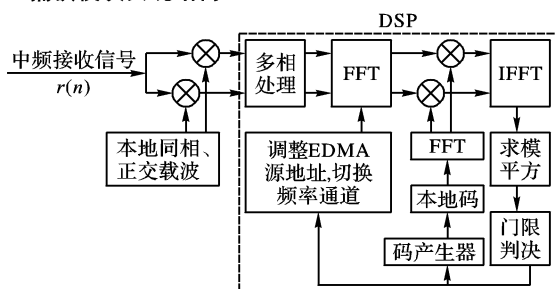


图 6 捕获模块实现结构

结合 2.1~2.3 节描述的二维搜索策略、频率通道软切换及基于多相的码相位搜索, 本系统中捕获模块的实现结构如图 6 所示。从图 6 可见, 改进后的捕获模块无需前端下变频器的环路调整配合, 实现结构简单。

一特点, 提出了一种基于多相结构的码相位搜索方法, 可大大减少运算量。

设一段接收序列为  $h(n), n = 1, 2, \dots, L$ , 其中  $L$  为相关长度。

设本地码为  $X(n), n = 1, 2, \dots, M+L-1$ , 其中  $M$  为待搜索的全部码相位个数, 根据前面搜索策略部分的介绍, 将本地码划分成若干小段, 每一小段为  $x(n), n = 1, 2, \dots, D$ , 其中  $D$  为每段样点个数。

相关值输出为:

$$y(n) = \sum_{i=1}^L x(n+i)h(i) \quad (6)$$

由于长为  $L$  点的  $h(n)$  序列与长为  $D$  点的  $x(n)$  序列的线性相关可通过二者补零后做  $L+D-1$  点循环相关得到, 且循环相关可利用 FFT 进行快速计算, 则(6)式可变为:

$$y(n) = \text{IFFT}[\text{FFT}[x(n)] \cdot \text{FFT} * [h(n)]] \quad (7)$$

因为每个码片 2 倍采样, 则本地码系数满足  $x(2k) = 2(2k-1)$ , 将该式代入(6)式可得:

若 FFT 点数仍然选为  $N = L + D - 1$ , 此时  $h_1(n)$  的长度为  $L/2$ , 则  $x'(n)$  的长度为  $N - L/2 + 1$ 。

假设相关长度  $L$  选为 4092 个样点, 待搜索的本地伪码区间长度为 40.92M, 根据 DSP 计算不同点数 FFT 的运算时间以及搜索整个伪码区间的计算量评估结果, FFT 点数选为 16384 点捕获时间最小。由于对接收信号的 FFT 运算在整个捕获过程中只进行一次, 不包括在每段运算量之内, 则采用多项前后的运算时间评估结果见表 1。

3 仿真性能分析及硬件实现

3.1 仿真数据

用 Matlab 软件仿真系统性能, 假设 bpsk 调制方式, 每个信息符号分别用部分超长 gold 码 2046 个码片进行扩频, 每码片 2 倍采样, 虚警概率控制在 , 捕获概率与信噪比 SNR 的关系曲线如图 7 所示。从图中可见, 8192 个码片相关在无频偏时捕获性能最好, 但频偏为 1kHz 时捕获性能急剧下降。1 段 2046 个码片相关在低信噪比的情况下捕获概率较低, 多段求模累加大大提高了捕获概率, 在频偏 1kHz、信噪比为  $-29\text{db}$  的条件下, 4 段累加的正确捕获概率为 80%, 配合 3 次捕获联合判决的捕获策略, 正确捕获概率可达 99.2%。

3.2 硬件实现

TMS320C64x 是 TI 公司推出的基于 VelociTI 长指令字 (VLIW) 的高性能定点 DSP, 它的时钟频率高达 1.1GHz, 能够 (下转第 1022 页)

6. 这时可以对原图在相应的水平范围内作垂直投影,进一步缩小识别区域,最后将确定的识别区域图像送与识别,图7为分割出来的图像。识别结果即为该扫描页的类型,这为分类入库提供了资料。

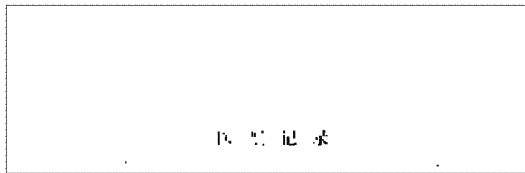


图5 将图2作开运算结果

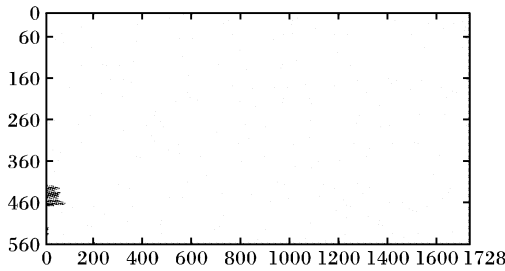


图6 将图5作水平投影结果

# 医嘱记录

图7 分割后的图像

## 4 结语

主要通过大津法对扫描的灰度图像进行动态二值化,根

据图像特征选择 Radon 变换法对图像进行倾斜角检测转正,最后利用数学形态学开运算和投影方法分割出待识别部分,送与识别,提高了识别处理和归档的速度,并且大量的节约了人力。由本文设计思路开发的软件正在开发应用之中。

### 参考文献:

- [1] OSTU N. A Threshold Selection method From Gray-Level Histogram [J]. IEEE Trans. on System Man Cybernet, SMC-8, 1978: 62 - 66.
- [2] 付忠良. 图像阈值选取方法——Otsu 方法的推广[J]. 计算机应用, 2000, 20(5): 37 - 39.
- [3] 谷口庆治. 数字图像处理——应用篇[M]. 北京: 科学出版社, 2002.
- [4] 孙文方, 赵亦工. 基于有限 Radon 变换的图像纹理方向的检测[J]. 计算机应用, 2005, 25(12): 233 - 234.
- [5] 彭钧. 基于 Radon 变换的噪声图像内规则形状目标的识别[J]. 微计算机信息, 2003, (7): 84 - 85.
- [6] 彭健, 汪同庆, 杨波, 等. 一种单色表格的快速分析方法[J]. 计算机工程, 2002, 28(11): 212 - 214.
- [7] 徐兆军, 业宁, 王厚立. 基于神经网络的版面分析[J]. 计算机应用, 2004, 24(12): 274 - 275.
- [8] 陈明, 丁晓青, 吴佑寿. 多层次可信度指导下的自底向上的版面分析算法[J]. 模式识别与人工智能, 2003, 16(2): 198 - 203.
- [9] 李凤慧. 基于数学形态学的图像噪声处理[J]. 信息技术, 2006, 30(6): 45 - 46, 142.
- [10] 杨波, 汪同庆, 叶俊勇, 等. 文档图像的版面分析—基于数学形态学的方法[J]. 小型微型计算机系统, 2003, 24(9): 1673 - 1676.

(上接第 1019 页)

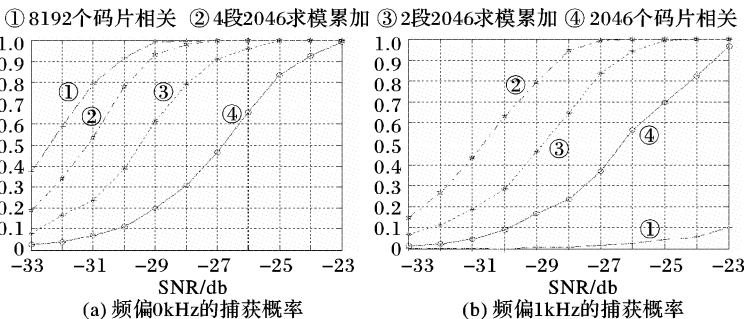


图7 捕获概率仿真结果

完成数据搬移配合 CPU 运算,缩短运行时间。最终在单片 c6416 的硬件平台下完成一次长码捕获的时间为 32s。图 8 为信噪比 -25db、频偏 -3kHz 各通道的捕获结果,相关长度为 4 段 4092 个样点求模累加,可见,通道②和通道③可以捕获到明显的相关峰。

## 4 结语

随着 FFT 在扩频码捕获上的广泛应用以及数字信号处理芯片运算能力的不断提高,采用 DSP 芯片进行扩频信号的快速捕获越来越受到人们的重视,其优点是可以在保证捕获性能的前提下有效地节约硬件资源。本文描述了一种基于 FFT 的频域串行-伪码并行长码捕获的改进方法,并在以 c6416 DSP 芯片为核心的硬件平台上实现,该方法适用于大多普勒频偏、低信噪比下的扩频通信系统,实验结果表明具有捕获速度快、捕获性能好、实现结构简单等优点。

### 参考文献:

- [1] 徐定杰, 石吉利. 动态环境下基于 FFT 实现伪码快速捕获[J]. 中国航海, 2003, (2): 1 - 4.
- [2] 陈辉. 伪码在大动态多普勒条件下的快速捕获[J]. 无线电技术, 2005, (33): 37 - 42.
- [3] 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.
- [4] 胡建波, 杨萃元, 卢满宏. 一种基于 FFT 的高动态扩频信号的快速捕获方法[J]. 遥测遥控, 2004, 25(6): 19 - 24.
- [5] 王浩, 易大江, 王飞雪, 等. 超长 PN 码延迟-等待直接捕获方法[J]. 通信学报, 2006, 27(1): 99 - 102.
- [6] 朴虎哲, 冯永新, 潘成胜. GPS 信号中 P 码直接捕获技术研究[J]. 沈阳理工大学学报, 2005, 24(3): 56 - 60.

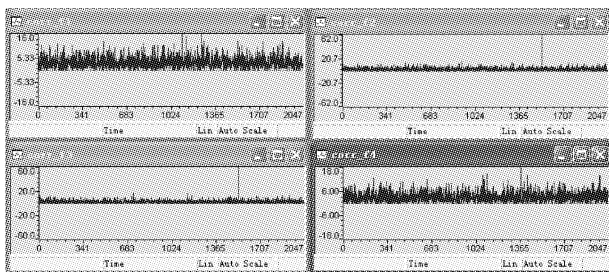


图8 DSP 各通道捕获结果

以 8800MIPS 速度处理信息。本系统实现平台的核心器件为 TI 公司的 TMS320C6416,主频工作在 600MHz,它使用了两级高速缓存,片内 RAM 容量达到 1Mbyte,提供 64 个独立 EDMA 通道,以及 Mcbsp、EMIF 等多种集成外设,满足多种工程应用。本系统数据存储采用 16 位字长 Q. 15 格式,C 语言编程,合理使用 CCS 的优化选项、C6416 特有的优化指令和内联函数,并通过合理安排数据存储位置使 cache 缺失流水化,尽可能的优化程序,提高程序效率。实现中使用多个 EDMA 通道