

GPS 软件接收机中的一种实用高灵敏度快速捕获算法

覃新贤^{1,2,3}, 韩承德¹, 谢应科¹

(1. 中国科学院计算技术研究所, 北京 100080; 2. 广西大学计算机与电子信息学院, 广西南宁 530001;
3. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

摘 要: C/A 码的捕获, 在软件 GPS 接收机中的地位举足轻重. 通常软件 GPS 接收机中没有专门用于相关运算的硬件部件, 提高软件 GPS 接收机的捕获灵敏度的同时降低捕获的运算量, 是软件接收机实用化的关键. 利用先叠加再相关的方法, 可以减少相关运算的次数, 但必须考虑载波误差对相关函数峰值的影响. 在此基础上, 研究了数据预处理中, 线性插值的参数选择问题, 最后, 提出了最佳路径算法, 进行进一步的相关累积, 在延长相干累积时间长度的同时, 避免导航数据跳变对累积的影响, 提高捕获的灵敏度. 仿真结果表明, 在信噪比 $SNR = -37\text{dB}$ 的情况下, 算法仍能捕获到所有卫星信号. 实际接收的数据也表明, 算法能明显增加捕获到的卫星数量. 由于算法采用了多种措施来降低运算量, 因此算法的运算量适中, 非常适合在软件接收机中采用.

关键词: GPS; 卫星定位; 软件 GPS 接收机; 最佳路径; 相干累积; 多普勒频移

中图分类号: TN967.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 01-0099-06

A High Sensitive Fast Acquisition Algorithm Suitable to Implement in Software GPS Receiver

QIN Xin-xian^{1,2,3}, HAN Cheng-de¹, XIE Ying-ke¹

(1. Institute of Computing Technology, Chinese Academy of Science, Beijing 100080, China;
2. College of Computer Science and electronic information, Guangxi University, Nanning, Guangxi 530001, China;
3. Graduate University of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Acquisition of C/A code is most important for software GPS receiver in weak signal environment. Traditionally there is no special hardware dedicate to perform correlation in software receiver, it is a key issue to promote the acquisition sensitivity with less computation burden in software GPS receiver. In this paper, the algorithm of cumulating first then correlating is employed to reduce computation burden efficiently, at the same time the error of carrier frequency has to be taken into consideration which has negative effect on the peak value of coherent correlation function. Furthermore, the selection of linear interpolation parameters in data pretreatment has been discussed. Finally, optimum path algorithm is proposed to process coherently with long integration time which reduces the impact of navigation data bits transition on correlation integration and improves the sensitivity of software GPS receiver. Simulations show that the new algorithm can still acquire all the satellite signals when SNR equals -37dB . Field test data also show that the new algorithm can remarkably improve the ability to acquire more satellite signals. Moreover, because the new algorithm has made use of many measures to reduce the computation burden such as algorithm of cumulating first then correlating and optimum path algorithm, it is most suitable to implement in software GPS receiver.

Key words: GPS ; software GPS receiver; optimum path; coherent integration; doppler frequency shift

1 引言

软件 GPS 接收机技术是目前卫星导航技术的研究热点和发展方向^[1]. 软件 GPS 接收机与传统的硬件接收机相比, 基带信号处理和运算都在可编程的微处理器中实现, 具有高度的灵活性和适应性. 当需要对不同的算

法进行测试或者卫星导航信号发生变化以及新的卫星导航系统投入运行时, 软件接收机只需要简单的更换或升级程序, 不需要对系统结构做太大的调整就可以实现和适应新的功能或系统. 随着美国 GPS 全球定位系统现代化的进程, GPS 信号将增加新的载波频率 L5、L2C、L3 等波段的信号, 接收新信号和适应多系统的需求迫

切要求接收机具有更高的适应性,而只有软件接收机才能应对这些挑战.

在软件 GPS 接收机中包含了一个 RF 模块,该模块由天线单元、低噪声放大器、带通滤波器、ADC 变换器和一些 RF 集成电路(RFIC)组成.除此之外,其余全部的基带信号处理功能均由软件完成.由于 GPS 系统采用的是 CDMA 的码分多址方式,相关运算是基带处理的关键.而软件接收机中没有专门的进行相关运算的硬件部件,因此快速、高效算法是软件接收机的核心.大量应用 FFT 进行相关运算,已经成为 GPS 接收机中常用的手段^[2].如何进一步减少 FFT 的运算次数从而减少运算量也是目前 GPS 信号处理的热门课题^[3,4].提高软件 GPS 接收机的灵敏度,扩大 GPS 系统的应用面,是使软件 GPS 接收机走向实用化的必经之路.

提高 GPS 接收机灵敏度的主要方法是提高信号捕获质量和消除多径的影响.由于捕获算法处在基带信号处理的最前端,只有正确的捕获到 GPS 卫星信号,后面的跟踪、解调以及位置解算才能够顺利完成.因此捕获算法在 GPS 接收机中的地位举足轻重.在信号捕获方面,主要采用差分相关算法^[5]、自适应累积算法^[6]、半比特交替法^[7]和估计比特跳变的全比特法^[7]等来提高信号捕获质量、提高接收机的灵敏度.

本文研究的快速高灵敏度算法,就是尽量延长相关累积长度同时使相关运算的次数尽量减少的算法,本文的第二部分,先给出我们采用的信号模型并对 GPS 的信号捕获进行了简单介绍,第三部分,讨论如何通过卷积的线性关系,将相关运算的次数减少的基本原理以及本地载波频率误差对相关累积的影响,同时对数据的预处理也进行了讨论,利用带通采样定理对线性插值的参数进行了优化.第四部分,提出了多段累积的最佳路径算法并对算法进行了完整的描述.第五部分,分别采用仿真的 GPS 中频数据和实际接收的 GPS 数据对算法进行验证并给出了运行的结果.第六部分,对算法进行一些讨论,最后对全文进行了一些总结.

2 GPS 信号模型和信号捕获

我们首先讨论 GPS 的 C/A 码信号模型.在软件 GPS 接收机中,射频前端的输出我们采用文献^[7]的信号模型.假定信号已经过 RF 前端处理,下变频变成: $f_{IF} = 4.309\text{MHz}$ 的中频信号,并经过采样频率 $f_s = 5.714\text{MHz}$ 进行采样,形成了数字中频信号,其表达式为:

$$y_k = Ad(t_k)c[(1+\eta)(t_k-t_s)]\cos(\omega_{IF}t_k - \omega_D t_k + \varphi_0) + v_k \quad (1)$$

这里, y_k 是射频前端在采样时刻 t_k 的输出值,常数 A 是幅度; $d(t)$ 是 GPS 的导航数据流, $c(t)$ 是卫星发射的 C/A 码,其码率为 1.023MHz ,周期为 1ms ; η 是由于多普勒

频移对 C/A 码率的影响因子; t_s 是 C/A 码的起始时刻; ω_D 是多普勒频移; ω_{IF} 是标称中频频率. φ_0 是载波的初始相位.如果忽略电离层的影响,则多普勒频移与 C/A 码率影响因子 η 之间是相互关联的: $\eta = \frac{\omega_D}{2\pi \times 1575.42 \times 10^6} \cdot v_k$ 是噪声项,通常采用高斯限带有色噪声模型.

在 GPS 接收机中,捕获就是根据接收到的 $y_1, y_2, \dots, y_k, \dots$ 来估计出 C/A 码的初始相位 t_s 和多普勒频移 ω_D .

遍历一定范围内的 t_s 和 ω_D 并构成相关运算:

$$I(t_s, \hat{\omega}_D) = \sum_{k=0}^{N-1} y_k c[(1+\hat{\eta})(t_k-t_s)] \cos[(\omega_{IF}-\hat{\omega}_D)t_k]$$

$$Q(t_s, \hat{\omega}_D) = - \sum_{k=0}^{N-1} y_k c[(1+\hat{\eta})(t_k-t_s)] \sin[(\omega_{IF}-\hat{\omega}_D)t_k]$$

这里 $c[(1+\hat{\eta})(t_k-t_s)]$ 是本地产生的复制 C/A 码; $\cos[(\omega_{IF}-\hat{\omega}_D)t_k]$ 和 $\sin[(\omega_{IF}-\hat{\omega}_D)t_k]$ 分别是本地产生的复制同相载波和正交载波.

在二维的区域: $t_s = t_0, t_1, \dots, t_{N-1}$ 和 $\hat{\omega}_D = \omega_{D\min}, \omega_{D\min} + \Delta\omega_D, \omega_{D\min} + 2\Delta\omega_D, \dots, \omega_{D\max}$ 范围内搜索,使得相关结果: $P(t_s, \hat{\omega}_D) = I^2(t_s, \hat{\omega}_D) + Q^2(t_s, \hat{\omega}_D)$ 达到最大值,在达到最大值时的 $(t_s, \hat{\omega}_D)$ 就是我们需要估计的 C/A 码相位 t_s 和多普勒频移 $\hat{\omega}_D$.

通常采样的间隔是均匀的,即 $t_k = t_0 + k\Delta t, t_s = t_0 + n\Delta t$,则相关运算可以利用 FFT 来完成:

$$Z(t_s, \hat{\omega}_D) = Z(t_0 + n\Delta t, \hat{\omega}_D) = Z(n, \hat{\omega}_D)$$

$$= I(n, \hat{\omega}_D) + jQ(n, \hat{\omega}_D)$$

$$= y(k) \otimes c(-k)$$

这里: $y(k) = Ad(t_k)c[(1+\eta)(t_k-t_s)]\cos(\omega_{IF}t_k - \omega_D t_k + \varphi_0)$ 是接收的中频信号;而 $c(k) = Ac[(1+\eta)(t_k-t_s)]\cos(\omega_{IF}t_k - \omega_D t_k)$ 是本地产生的复制信号.

3 减少相关累积中的相关运算量

3.1 先叠加后相关

在软件 GPS 接收机中,即使采用 FFT 算法进行高灵敏度的信号捕获,其运算量也是相当可观的.累积算法通过多次的相关运算,然后进行相干或非相干的叠加,达到消除噪声、提高灵敏度的目的.最耗时的运算就是相关运算.这里,我们利用文献^[8,9]的方法来获得初始的相关值.采用先叠加,再进行相关运算,从而减少相关运算量.其基本原理如下:

设 $Y_n(k)$ 为第 n 次的相关值, $y_n(k)$ 为第 n 毫秒接收到的原始中频数据. $x(k)$ 为本地的 C/A 码与本地载波的组合,则第 n 次的相关运算可以用卷积的形式表达为:

$$Y_n(k) = y_n(k) \otimes x(-k)$$

N 次的相关累积:

$$\begin{aligned} Y(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} Y_n(k) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} y_n(k) \otimes x(-k) = \left(\sum_{n=0}^{N-1} y_n(k) \right) \otimes x(-k) \\ &= z(k) \otimes x(-k) \end{aligned}$$

这里 $z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y_n(k)$, 是 N 段接收到的原始中频数据的叠加. \otimes 是循环卷积运算.

$Y(k) = z(k) \otimes x(-k)$ 只需要进行一次相关运算就能够完成原来进行 N 次相关运算然后再进行相关累积的效果. 提高了运算效率近 N 倍.

3.2 载波频率误差对相关累积的影响

相关累积, 对提高灵敏度的效果显著, 但是其累积长度不能太长. 一方面, 由于导航数据跳变的影响, 累积长度受到限制. 另一方面, 在捕获阶段, 载波频率的步长不能任意小, 导致载波频率存在一定的误差. 而相关累积峰值的衰减与载波频率误差和累积的长度乘积之间呈辛格函数关系^[5,7], 同样限制了累积的长度.

$$\Delta r = 20 \lg \left| \frac{\sin(\pi N \Delta f T)}{\pi N \Delta f T} \right| \quad (2)$$

这里: Δf 是载波的频率误差 (搜索步长) 单位是 Hz, T 一般是固定值, 即 1ms, N 是相关累积的次数. 载波的频率误差 Δf 的增大, 会导致相关峰值的降低.

可以看出, 当进行 N 次相关累积时, 对载波的搜索步长 Δf , 要求更为细致, 为原来的 $1/N$ 倍. 频率搜索步长的细化, 会直接导致搜索次数的增加、运算量增加、捕获时间过长. 因此相关累积的次数 N 因此也会受到限制.

3.3 数据预处理和线性插值

多普勒频移, 不仅使载波的中心频率发生偏移, 而且也会对 C/A 码的周期 (频率) 产生影响. 在高灵敏度信号处理中, 由于要进行多个 C/A 码周期的叠加运算, 如果 C/A 的周期长度不准确, 叠加的结果必然会产生误差, 相关函数的峰值就会降低. 因此必须加以考虑.

在式(1)中, 多普勒频移对 C/A 码率的影响因子 $\eta = \frac{\omega_D}{2\pi \times 1575.42 \times 10^6}$, 而在捕获的时候, 是按照 C/A 码的一个周期长度为单位进行的, 因此必须对 C/A 码的周期长度进行矫正或者补偿. 补偿的方法就是在捕获时针对本地的每一个搜索的载波频率点, 计算出此时估计的多普勒频偏 $\hat{\omega}_D$, 按照 $\hat{\eta} = \frac{\hat{\omega}_D}{2\pi \times 1575.42 \times 10^6}$, 对原始数据 y_k 进行线性插值变换. 同时, 为了便于利用快速算法, 应该使得一个 C/A 码周期的样点数正好等于 2^n 或者利于 FFT 运算的数目. 需要注意的是, 不能通过补零的方法将点数凑到 2^n , 因为这会导致 C/A 的循环

相关性受到破坏, 在采用 FFT 的相关运算中, 会使相关峰发生分裂, 直接导致相关峰值降低, 影响捕获的成功率. 文献[7]采用将一个 C/A 码周期的样点数插值为正好等于 2^n . 实际上, 一个 C/A 码周期的样点数的取值, 是不能任意的, 该值与采样频率有关, 而采样频率又必须满足带通采样定理的要求.

3.4 带通采样定理和插值参数的选择^[10]

对于中心频率在 f_0 , 信号带宽为 B 的中频模拟信号, 如果用采样率为 f_s 进行采样量化, 采样后的信号频谱, 必然是以 f_s 为周期, 对原始模拟信号的频谱进行周期扩展的结果. 如果要求采样后的频谱不发生混叠, 必然要求:

$$\frac{2f_0 + B}{n+1} \leq f_s \leq \frac{2f_0 - B}{n} \quad (3)$$

其中: $n = \left\lfloor \frac{f_L}{B} \right\rfloor$, $f_L = f_0 - \frac{B}{2}$.

式(3)就是带通采样定理的主要内容^[10].

在我们的软件 GPS 接收机中, 射频前端部分的参数为:

中心频率 $f_0 = 4.309\text{MHz}$, GPS C/A 码的信号带宽为 $B = 2.046\text{MHz}$. 原始采样频率 $f_s = 5.714\text{MHz}$

$$f_L = f_0 - \frac{B}{2} = 4.309 - \frac{2.046}{2} = 3.286\text{MHz}$$

$$n = \left\lfloor \frac{f_L}{B} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{3.286}{2.046} \right\rfloor = 1$$

由 $\frac{2f_0 + B}{n+1} \leq f_s \leq \frac{2f_0 - B}{n}$ 可得到结果:

$$5.332\text{MHz} \leq f_s \leq 6.572\text{MHz}$$

因此原始采样频率 $f_s = 5.714\text{MHz}$ 是满足带通采样定理的.

在捕获时, 对原始数据进行线性插值, 必然会改变采样频率, 从上面的讨论可以看出, 在 $5.332\text{MHz} \leq f_s \leq 6.572\text{MHz}$ 这个范围内的采样频率, 不会使得一个 C/A 码周期 (1ms) 的样点数正好等于 2^n . 由于 $3 \times 2^{11} = 6144$, 对于这个组合数, 有快速的 FFT 算法, 而与此相对应的采样频率:

$$f_s = 6.144\text{MHz}, \text{ 也能满足带通采样定理的要求.}$$

4 进一步累积和最佳路径算法

为了进一步提高捕获的灵敏度, 必须通过有效的算法将多个初始相关的结果进行叠加. 通常采用的办法是采用相干累积、非相干累积和差分累积的算法, 将多段相关运算的结果叠加起来^[11,12], 从而达到减小噪声、提高灵敏度的目的.

设 $y_n(i, j)$ 为第 n 段的相关值, 则多段叠加的方法通常有:

$$\text{相干累积: } Y_1(i, j) = \left(\sum_{n=0}^{N-1} y_n(i, j) \right)^2$$

$$\text{非相干累积: } Y_2(i, j) = \sum_{n=0}^{N-1} |y_n(i, j)|^2$$

$$\text{差分累积: } Y_3(i, j) = \sum_{n=0}^{N-2} y_n(i, j) y_{n+1}(i, j)$$

第一种叠加办法称为相干累积算法,通过叠加累积,能有效的消除噪声干扰,提高信噪比。可以看出,累积的次数 N (时间)越大,消除干扰的效果就越好。但是,由于导航数据的比特的跳变,因此累积的时间长度受到限制。

第二种叠加的办法称为非相干累积算法。由于采用相关函数模的平方,对导航数据的比特反转不敏感。但是,因为实施了平方运算,累积前 SNR 的降低会引起平方损失^[12],使其在微弱信号的处理和应用中受到限制。

第三种叠加的办法称为差分累积算法^[5]。为了避免平方运算,采用相邻段的相关值相乘再叠加来代替非相关累积的单个相关值的平方叠加。由于导航数据的跳变沿只会影响跳变前后的 1~2 个值,而相邻噪声是非相关的,叠加后噪声污染减少,灵敏度提高。由于实际相邻段的相关值还是有差异的,当信噪比较低时,累积效果有限。

总的来说,累积的目的就是通过一定的算法将多个段的相关值叠加起来^[13],达到消除噪声、提高信噪比的目的。上面的累积方法中,相干累积算法,没有平方损失,对提高信噪比最为直接。但是必须考虑导航数据跳变的影响^[14]。

在软件接收机中,为了以最小的运算量进行累积,可以采用半比特交替法^[7],首先利用先叠加后相关的方法进行相邻 10ms 的相关累积,得到 2 组 N 个相关累积值:

$$A_{0,0}(i, j), A_{0,1}(i, j), \dots, A_{0,n}(i, j), \dots, A_{0,N-1}(i, j)$$

和

$$A_{1,0}(i, j), A_{1,1}(i, j), \dots, A_{1,n}(i, j), \dots, A_{1,N-1}(i, j)$$

可以合并表示为:

$$A_{m,0}(i, j), A_{m,1}(i, j), \dots, A_{m,n}(i, j), \dots, A_{m,N-1}(i, j)$$

各符号的含义为:

i - 接收到的中频信号与本地 C/A 码之间的时间延迟的量化值; j - 本地载波搜索的多普勒频移 f_d 对应的下标(量化值); n - 表示第 n 个 10ms 相关累积值,取 0, 1, $\dots, N-1$; m - 取 0 或 1, 分别表示两组相邻 10ms 的相关累积值的下标。

为了表示导航数据的跳变,定义数组: $a_{m,n}(i, j)$, 如果对应的导航数据有跳变,则: $a_{m,n}(i, j) = -1$, 否则 $a_{m,n}(i, j) = +1$ 。最后的目标函数为(累积后的相关峰

值):

$$Y = \max_{(i,j,m)} \left\{ \left| \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n}(i, j) \times A_{m,n}(i, j) \right|^2 \right\} \quad (4)$$

这是多段相关累积的相关峰值表达式,对任意的 (i, j) , 确定 $a_{m,n}(i, j)$ 使式(4)的 Y 达到最大值时的 i, j 就是我们所要求的 C/A 码相位和多普勒频移。

对于这样的问题,很容易想到的一种算法,就如同文献[11]一样,由于 $a_{m,n}(i, j)$ 只有两种取值,遍历所有的 $a_{m,n}(i, j)$ 组合,每一个都有 2^N 种组合,使 Y 达到最大。当 N 稍大时,运算量还是相当大的 ($O(2^{N+1})$)。

实际上,这是一个典型的最佳路径问题。每一步,对应一个 n , 而且下一步,对所有 (i, j) 只有两种候选路径 ($a_{m,n}(i, j) = +1$ 或 -1)。为了降低运算量,可以采用下面的最佳路径算法:

最佳路径算法

定义

(1) $A_{m,n}(i, j)$ 为第 n 个 10ms 段在 (i, j) 处的相关值。 ($m = 0, 1; n = 0 \dots N-1$);

(2) $a_{m,n}(i, j)$ 为第 n 段对应 (i, j) 的下一步选择路径;

(3) $C_{m,n}(i, j)$ 表示第 n 段对应 (i, j) 的路径效益。

Step1 初始值第 0 段, $n = 0$, $C_{m,0}(i, j) = A_{m,0}(i, j)$

Step2 当 $n \geq 1$, 则令:

$$C_{m,n}^0(i, j) = C_{m,n-1}(i, j) - A_{m,n}(i, j) \quad (D \text{ 码发生跳变})$$

$$C_{m,n}^1(i, j) = C_{m,n-1}(i, j) + A_{m,n}(i, j) \quad (D \text{ 码不跳变})$$

Step3 如果 $|C_{m,n}^0(i, j)| \geq |C_{m,n}^1(i, j)|$ (局部最大)

那么: $C_{m,n}(i, j) = C_{m,n}^0(i, j)$ 而且 $a_{m,n}(i, j) = -1$; 否则: $C_{m,n}(i, j) = C_{m,n}^1(i, j)$ 而且 $a_{m,n}(i, j) = +1$

Step4 如果 $n = N-1$ 则进入 Step5, 否则, $n = n + 1$, 重复 Step2、Step3

$$\text{Step5 } Y = \max_{(i,j,m)} \left\{ \left| \sum_{n=0}^{N-1} A_{m,n}(i, j) \times a_{m,n}(i, j) \right|^2 \right\}$$

同时求出对应最大值时的 i_{opt} 和 j_{opt} , 从而求出 C/A 码的相位 i_{opt} 和对应的多普勒频移 $f_{d,opt}$ 。

可以看出,对所有的 i 和 j , $C_{m,n}(i, j)$ 保留了 $C_{m,n}^0(i, j)$ 与 $C_{m,n}^1(i, j)$ 当中,绝对值的最大者。而且 $C_{m,n}(i, j)$ 是到达第 n 步时对所有 i, j 而言的最佳路径对应的效益函数,并在 $a_{m,n}(i, j)$ 中保留了路径的信息。

5 仿真结果和实测结果

很明显,累积的时间越长,灵敏度提高越多,但相应的捕获的时间也越长。我们采用仿真数据集和实际接收的数据集分别对算法进行了评测。

5.1 仿真数据集下灵敏度改善

(1)信噪比提高

采用仿真的数据可以准确的对输入信号的信噪比进行控制,可以获得对灵敏度提升的准确数值.因此,采用仿真的数据对灵敏度进行评估.

这里:

GPS 仿真信号:信噪比为 $SNR = -37\text{dB}$,数据中,只有 PRN # 1~12 卫星包含有效信号.

算法参数:先采用 10ms 的半比特交替方法,利用先叠加再相关的快速相关算法获得 10ms 的相关值,再采用最佳路径算法进行 8 段的相关累积.

捕获的结果如图 1 所示.

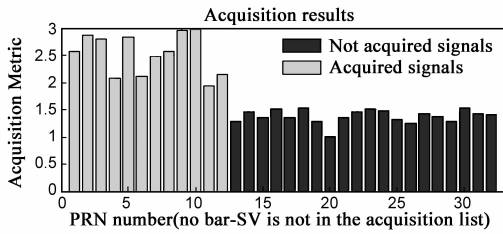


图1 SNR=-37dB,PRN#1~12的捕获结果

GPS 信号的标称信噪比为 $SNR = -19\text{dB}$ 左右,仿真的结果,信噪比提高了 18dB.图 2 为 $SNR = -37\text{dB}$ 时,卫星 PRN # 9 的跟踪解调输出数据.可以看出,由于信噪比很低,导航数据被噪声污染已经很严重.

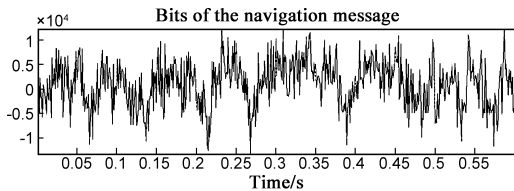


图2 SNR=-37dB,PRN#9的跟踪输出

(2)与其它算法的仿真结果比较

图 3 是本文算法与相干累积、差分累积算法在相同的 30ms 累积长度、不同的信噪比下,针对 PRN = # 5 卫星,各运行 100 次的捕获成功率.结果表明,本文最佳路径算法对灵敏度度的改善是非常明显的.

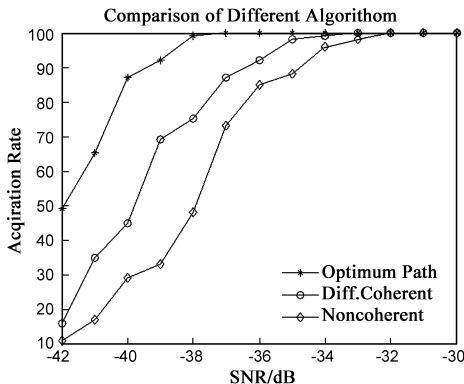


图3 30ms累积长度下与相干累积、差分累积算法的比较

5.2 实际接收数据的捕获结果

实验环境:整个实验系统如图 4 所示,这是一个典型的软件接收机结构,除了 RF 前端外,全部基带处理由软件完成.RF 射频前端采用 Zarlink 公司生产的 GPS 接收机专用 RF 前端芯片 GP2015.该器件单片集成了完整的接收机链路,包括 LNA、混频器、VCO、N 分频频率合成器以及 2bit ADC.GP2015 输出经过 2bit 量化后的数字中频信号.其中频率 $f_{IF} = 4.309\text{MHz}$,GPS C/A 码的信号带宽为 $B = 2.046\text{MHz}$,输出的采样频率 $f_s = 5.714\text{MHz}$.然后通过 PCI-7300A 数字 I/O 采集卡将接收到卫星信号采集到 PC 的存储器进行软件基带信号处理.

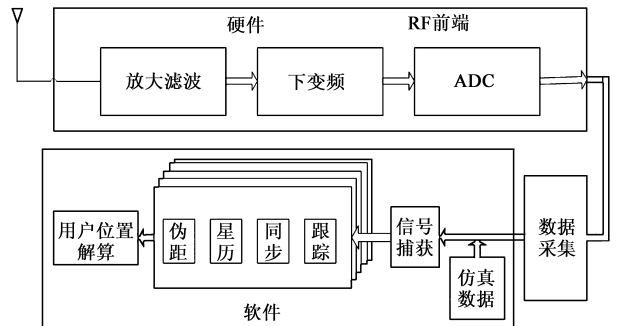


图4 软件接收机开发平台框图

在实际的 GPS 软件接收机中,通常要求冷启动时间小于 70s.在捕获阶段,全部搜索完 32 颗卫星信号的盲捕获时间应该 $< 50\text{s}$.在 Pentium IV 3GHz CPU 的 PC 上,在此时间内算法只能完成 3 段 10ms 相关值的叠加.下面的实验以此作为算法的参数进行捕获.

图 5 为北京回龙观地区户外实际接收数据采用本算法的捕获结果.图 6 是 PRN # 22 叠加后的相关函数.可以看出,经过累积后,相关峰值很明显.

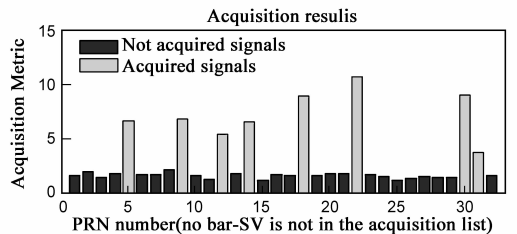


图5 北京回龙观地区实际接收的数据捕获结果

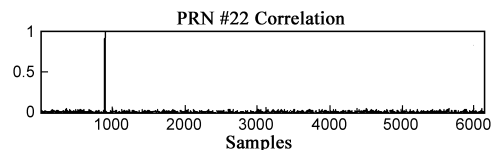


图6 PRN#22累积后的相关函数

图 7 为相同数据集采用常规(非相关累积)算法的捕获结果.比较图 5 和图 7,可以发现,采用本算法后,灵敏度有很大改善,捕获卫星的数量增加到 8 颗.图 7,只能捕获 3

颗卫星信号,甚至连位置解算都不能完成.而图 5,捕获到了 8 颗卫星信号并成功的解算出了其位置经纬度坐标.我们的软件接收机中,采用了最小二乘法进行位置解算,捕获和跟踪的卫星越多,定位的误差越小.

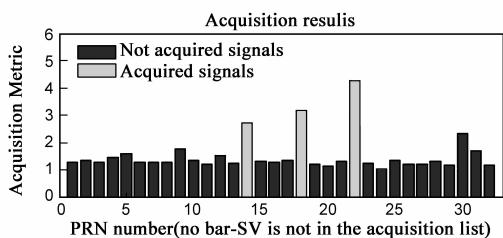


图7 实际接收的数据非相关累积捕获结果

6 总结

本文提出并实现了一种适合在软件 GPS 接收机中采用的高灵敏度了 C/A 码捕获算法.该算法利用相关累积的思想来提高捕获的灵敏度并采取了多种措施来降低捕获的运算量,包括先叠加后相关以及最佳路径累积算法,并且针对实际的射频前端对数据的预处理参数进行了优化.仿真的结果表明,在累积数据长度为 80ms 的情况下,能够提高灵敏度 18dB.实际接收的数据也充分证明,在相同的累积长度下,本算法确实能极大的提高捕获卫星的数量,当采用最小二乘法进行位置解算时,能够有效提高定位的精度.

参考文献:

- [1] Jong-Hoon Won, Thomas Pany, Günter W. Hein. GNSS software defined radio real receiver or just a tool for experts? [J]. Inside GNSS, 2006, 1(5): 48 - 56.
- [2] D Akopian. Fast FFT based GPS satellite acquisition methods [J]. IEE Proc. -Radar Sonar Navig., 2005, 152(4): 277 - 286.
- [3] 蔡凡,尹燕,张秀忠. GPS 接收机的中频信号处理算法研究[J]. 天文学进展, 2007, 25(1): 84 - 95.
- [4] 张勇,林宝军,徐志翰. 软件 GPS 接收机信号搜索捕获的仿真实验研究[J]. 系统仿真学报, 2006, 18(9): 2646 - 2649.
- [5] Elders-Boll H, Dettmar U. Efficient differentially coherent code/Doppler acquisition of weak GPS signals [A]. Spread Spectrum Techniques and Applications, 2004 IEEE Eighth International Symposium[C]. 30 Aug.-2 Sept. 2004. 731 - 735.
- [6] Ming-Yu Chuang; Kai-Ten Feng. Adaptive GPS Acquisition Technique in Weak Signal Environment [A]. Vehicular Technology Conference, 2006-Spring. IEEE 63rd Volume 6 [C]. 2006. 2612 - 2616.
- [7] M L Psiaki. Block acquisition of weak GPS signals in a software receiver [A]. ION GPS 2001 [C]. Salt Lake City, UT, September 2001. 2838 - 2850.
- [8] Zhu Zhen. Averaging Correlation for Weak Signal Global Positioning System Signal Processing [DB/OL]. <http://www.ent.ohiou.edu/~starzyk/network/Research/Thesis/zhu-zhen-thesis.pdf>, 2002 - 03.

tioning System Signal Processing [DB/OL]. <http://www.ent.ohiou.edu/~starzyk/network/Research/Thesis/zhu-zhen-thesis.pdf>, 2002 - 03.

- [9] 曲江华,袁洪,宁百齐. 一种新的软件 GPS 静态接收机频域跟踪方法[J]. 测绘学报, 2005, 34(4): 312 - 316.
- [10] 曹志刚,钱亚生. 现代通信原理 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2006. 108 - 110.
- [11] Nesreen I Ziedan, James L. Garrison. Unaided acquisition of weak GPS signals using circular correlation or double-block zero padding [A]. IEEE PLANS, 2004 Position Location and Navigation Symposium [C]. 2004. 461 - 470.
- [12] James Bao-Yen Tsui. Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach [M]. 2nd Edition, Wiley Series, 224 - 236.
- [13] B M Ledvina, Mark L Psiaki, Steven P Powell, Paul M Kintner. Bit-wise parallel algorithms for efficient software correlation applied to a GPS software receiver [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, September 2004, 3(5): 1469 - 1473.
- [14] D M Lin, J B Y Tsui. A software GPS receiver for weak signals [A]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest [C]. 2001, Vol 3. 2139 - 2142.

作者简介:



覃新贤 男, 1963 年出生于广西柳州, 博士研究生, 主要研究方向为微弱信号处理、GPS 基带信号处理算法研究、无线通信系统和嵌入式技术。
E-Mail: xinxianqin@163.com



韩承德 男, 1940 年 4 月出生于上海, 中科院计算所研究员, 博士生导师. 主要研究方向为计算机系统设计、空间环境计算机系统结构、并行处理、嵌入式系统。
E-Mail: han@ict.ac.cn



谢应科 男, 1971 年出生于江西南昌, 中科院计算所副研究员, 硕士生导师. 主要研究方向为空间环境计算机系统结构、高速网络应用和嵌入式技术。