

# 一种高动态 GPS 软件接收机方案研究

王仕成, 杨东方, 刘志国, 罗大成, 张金生

(第二炮兵工程学院 301 教研室, 西安 710025)

**摘 要:** 为了提高 GPS 接收机的捕获速度和跟踪精度,改善其动态适应性能,提出了一种 GPS 软件接收机方案。首先采用延迟、累积捕获结构搜索 C/A 码起始点,引入延迟累加器辅助频谱分析实现各卫星多普勒频移成分的分离、估计,将传统的二维捕获过程简化为两个一维搜索过程,提高了捕获速度;然后采用多重辅助结构的跟踪环路,提高载波、伪码频率和相位的跟踪精度。通过对 GPS 实测数据和高动态模拟数据进行仿真实验,验证了该软件接收机方案的有效性。

**关键词:** 全球定位系统; 高动态; 快速捕获; 精确跟踪; 软件接收机

**中图分类号:** TP391.9 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1328(2009)03-1079-07

**DOI:** 10.3873/j.issn.1000-1328.2009.00.041

## 0 引言

高动态导航技术是飞机、导弹等航空航天器应用的关键技术之一。在高动态环境下可用的导航资源主要有惯性导航系统、卫星导航系统和天文导航系统等。GPS 系统作为目前最完善的一种卫星导航系统,其在高动态环境下的应用技术得到了世界各国的重视,成为国内外研究的热点。高动态环境给接收 GPS 导航系统带来了如下问题<sup>[1]</sup>:

(1) 高动态给 GPS 载波信号附加了较大的未知多普勒频移,需要扩大环路滤波器的带宽宽度以保持载波频率锁定,而环路带宽的扩展会增加宽带噪声强度,当噪声电平增大到超过环路门限时,就会导致载波跟踪环失锁。

(2) 高动态使 GPS 信号的伪随机码产生动态延时,普通接收机的码延时跟踪环容易失锁,而较长的重捕获时间往往会导致导航解发散,从而无法恢复导航数据信息。因此,研究适合高动态环境的 GPS 信号的快速捕获和精确跟踪方案是非常必要的。

针对高动态环境下 GPS 导航系统遇到的上述困难,本文研究了一种高动态 GPS 软件接收机方案,提出了一种新的 GPS 信号快速捕获方案和多重辅助结构的跟踪环路实现方案,并对该方案进行了实验验证和仿真分析。

## 1 高动态 GPS 信号捕获方案

### 1.1 捕获方案基本原理

该方案包括以下两个步骤:一、采用延迟与累积捕获方法,用本地 C/A 码去寻找输入信号 C/A 码的起始点,即伪码相位搜索<sup>[2]</sup>;二、找到混频信号中某颗卫星 C/A 码的起始点后,引入延时累加器实现该颗卫星信号对应多普勒频率的分离和估计。该捕获方案结构框图如图 1 所示:

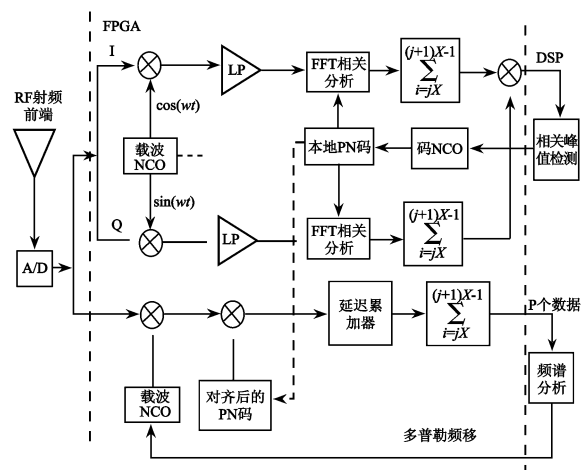


图 1 高动态 GPS 信号快捕方案结构框图

Fig.1 Block diagram of high dynamic GPS signal acquisition

首先,经过延迟与累积捕获环节来搜寻 C/A 码

的起始点,该过程如下<sup>[3]</sup>:以两颗卫星的混频信号为例,假设输入信号为:

$s(t) = C_1(t)\sin(2\pi f_1 t) + C_2(t)\sin(2\pi f_2 t)$ , 其中  $C_i(t)$  表示第  $i$  颗卫星经过单位化后的 C/A 伪码,  $C_i(t) \in \{-1, 1\}$ ,  $f_i$  表示第  $i$  颗卫星发射信号经过多普勒频移后的载波频率,用  $f_{id}$  表示第  $i$  颗卫星对应的多普勒频移,则  $f_i = f_{id} + f_0$ 。

$$s(t)s(t-\tau) = C_1(t)C_1(t-\tau)\{\cos(2\pi f_1 \tau) - \cos[2\pi f_1(2t-\tau)]\} + C_2(t)C_2(t-\tau) \cdot \{\cos(2\pi f_2 \tau) - \cos[2\pi f_2(2t-\tau)]\} + C_1(t)C_2(t-\tau)\{\cos(2\pi f_2 \tau + 2\pi f_1 t - 2\pi f_2 t) - \cos[2\pi(f_1 + f_2)t - \tau]\} + C_2(t)C_1(t-\tau)\{\cos(2\pi f_2 \tau + 2\pi f_2 t - 2\pi f_1 t) - \cos[2\pi(f_1 + f_2)t - \tau]\}$$

该乘积信号含有一个直流项和多个频率信号。将其经过低通滤波器,滤去频率信号,得到滤波后的信号中只含有直流成分:

$$s(t)s(t-\tau) = C_1(t)C_1(t-\tau)\cos(2\pi f_1 \tau) + C_2(t)C_2(t-\tau)\cos(2\pi f_2 \tau)$$

选择合适的延迟时间  $\tau$ , 使它满足:  $2\pi f_0 \tau = k\pi$ ,  $|\cos(2\pi f_i \tau)| \approx 1$  ( $i = 0, 1, 2$ ), 这样,经过低通滤波后的信号为:

$$s(t)s(t-\tau) = C_1(t)C_1(t-\tau) + C_2(t)C_2(t-\tau)$$

其中  $C_1(t)C_1(t-\tau)$  和  $C_2(t)C_2(t-\tau)$  也都属于戈尔德码(Gold Code),同样具有其优良的自相关特性,且起始点和  $C_1(t)$ 、 $C_2(t)$  的对应相同,通过对  $C_i(t)C_i(t-\tau)$  和  $s(t)s(t-\tau)$  进行相关分析,找出某颗卫星 C/A 伪码对应的起始点。

第二,利用伪随机码剥离后的信号进行多普勒频移估计。由于实际 GPS 信号是含有多颗卫星信号的混频信号,且各频率成分功率近似相等,直接进行频谱分析不能分辨出搜索到的星号对应的载波多普勒频移,因此本文中引入延时累加器,实现各频率成分的分离和多普勒频移的选择性估计。假设本地码信号对应为第一颗卫星的 C/A 伪码信号,输入信号  $s(t)$  经本地载波 NCO 下变频后剔除了原始载波频率  $f_0$ , 成为只含多普勒频移量  $f_{id}$  的信号:

$$I(t) = C_1(t)\sin(2\pi f_{1d}t) + C_2(t)\sin(2\pi f_{2d}t) + n(t)$$

假设卫星信号中含有的噪声成分  $n(t)$  为加性高斯白噪声,将经过相位对准的本地伪码和  $I(t)$  相乘后

的混频信号为:

$$h(t) = [C_1(t)\sin(2\pi f_{1d}t) + C_2(t) \cdot \sin(2\pi f_{2d}t) + n(t)] \times C_1(t)$$

将该信号经过延时累加器后输出为

$$h(t)' = h(t) + h(t-\tau) \approx 2\sin(2\pi f_{1d}t) + C_1(t)C_2(t)\sin(2\pi f_{2d}t) + C_1(t-\tau)C_2(t-\tau)\sin(2\pi f_{2d}t) \cdot \cos(2\pi f_{2d}\tau) - C_1(t-\tau)C_2(t-\tau) \cdot \cos(2\pi f_{2d}t)\sin(2\pi f_{2d}\tau) + \xi(t) \quad (1)$$

式中,延时累加器输出信号中的噪声成分  $\xi(t) = C_1(t)n(t) + C_1(t-\tau)n(t-\tau)$ , 通过选择合适的延迟时间  $\tau$ , 使得:

$$\sin(2\pi f_{2d}\tau) \approx 0, \cos(2\pi f_{2d}\tau) \approx 1$$

$$h(t)' \approx 2\sin(2\pi f_{1d}t) + [C_1(t)C_2(t) + C_1(t-\tau)C_2(t-\tau)]\sin(2\pi f_{2d}t) + \xi(t) \quad (2)$$

由于新 gold 码  $C_1 C_2$  也是取值为  $\pm 1$  的伪随机码,具有良好的自相关特性,因此信号  $h(t)'$  中频率为  $f_{1d}$  的成分得到了选择性地加强,而频率为  $f_{2d}$  的成分则被削弱,对  $h(t)'$  进行频谱分析,频谱峰值对应的频率成分即为经伪码对齐的星号对应的多普勒频移值。至此,便完成了混频输入信号的伪码起始点搜索和多普勒频移的分离估计整个捕获过程。

## 1.2 捕获方案性能分析:

### 1.2.1 捕获算法快速性能分析:

捕获算法计算量的大小直接决定了捕获过程所需时间,传统的卫星捕获算法是关于伪随机码相位和载波频率步进的二维搜索过程,而本文中论述的捕获算法是一种基于快速 FFT 捕获的一维搜索捕获过程,下面对传统二维时域捕获算法、常规 FFT 快速捕获方法和本文提出的捕获方法这三种方案的计算量进行对比分析。

首先给出进行  $N$  点 FFT 变换或 IFFT 变换的计算量公式<sup>[4]</sup>:对于样本点数为  $N = 2L$  的数据样本,进行 FFT 运算和 IFFT 变换所需的复乘运算(CMul)和复加运算(CAdd)次数为:

$$CMul : (N/2)\log_2 N = NL/2 \quad (3)$$

$$CAdd : N\log_2 N = NL$$

假设接收机相对地球自转坐标系的运动速度为 1km/s,卫星相对地球自转坐标系的速度约为 0.9 km/s,则接收机和卫星之间相对运动产生的多普勒

频移最大值<sup>[3]</sup>为:

$$f_{d_{max}} = \frac{f_l v_{r_{max}}}{c} = \frac{1575.42\text{MHz} \times (1000 + 900)\text{m/s}}{3 \times 10^8 \text{m/s}} \approx 10\text{kHz}$$

频率搜索范围选为  $f_0 \pm 10\text{kHz}$ , 搜索步进频率为  $500\text{Hz}$ , 中频信号采样频率为  $4.092\text{MHz}$ , C/A 码码率为  $1.023\text{MHz}$ 。

在此捕获环境下, 采用三种捕获算法对应的计算复杂性如表 1 所示<sup>[5]</sup>。另外, 在传统的捕获模式下, 多普勒频移的估计精度越高, 载波频率搜索过程中的频率步长要选得越小, 捕获运算量则成倍增加, 而在本文提出的捕获方案中, 只需要在多普勒频移估计过程中增加参加频谱分析的采样点个数, 就能提高频率分辨率, 不会导致运算量的明显提高, 其多普勒频移估计精度一般可以达到  $100\text{Hz}$ 。

表 1 三种捕获方案性能对比

Table 1 Contrastive analysis of three modes

	总运算次数	捕获滞留时间	Doppler 估计精度
时域搜索捕获方法	1339557120	133.9s	500Hz
基于 FFT 的快捕方案	30474240	3.0474s	500Hz
改进的快捕方案	1007616	0.1008s	< 100Hz

1.2.2 捕获结构抗干扰性能和动态适应性<sup>[6]</sup>

假设混频信号  $h$  和延时累加器输出信号  $h'$  对应的噪声成分  $n(t)$  和  $\xi(t)$  均可近似为加性高斯白噪声, 其功率和方差相等<sup>[7]</sup>。从(2)可以看出, 经过延时累加器, 有用信号的功率提高了四倍, 而噪声信号  $\xi(t)$  的功率小于原始噪声的四倍:

$$D[\xi(t)] = E[\xi(t)^2] = E[C_1(t)n(t) + C_1(t - \tau)n(t - \tau)]^2 = 2D[n(t)] + 2C_1(t)C_1(t - \tau)D[n(t)] \leq 4D[n(t)]$$

式中,  $E[\cdot]$  表示数学期望,  $D[\cdot]$  表示信号方差。上式说明经过延迟累加器后, 噪声信号的功率增加小于有用信号功率增加, 提高了信噪比, 提升了捕获环路的抗干扰性能。

(2)说明延迟时间  $\tau$  和允许的多普勒频移近似成反比。例如, 当采样频率为  $4.092\text{MHz}$  时, 延迟时间  $\tau$  最小选为  $2.4 \times 10^{-4}\text{ms}$ , 此时多普勒频移  $f_2$  必须小于  $20.8\text{kHz}$ , 根据(4), 接收机相对地球坐标系的运动速度不能高于  $2.4\text{km/s}$ 。

2 高动态 GPS 跟踪环路设计

本节提出了一种多重辅助跟踪环路结构, 其原理框图如图 2 所示(图中粗线表示跟踪过程中的辅助方式):

2.1 DLL 辅助环路设计:

本节根据高动态运动环境的特点, 设计了一种 PLL 辅助 DLL 的码环锁定方案<sup>[8]</sup>, 该 DLL 的结构如图 2 中 DLL 环路框图所示。

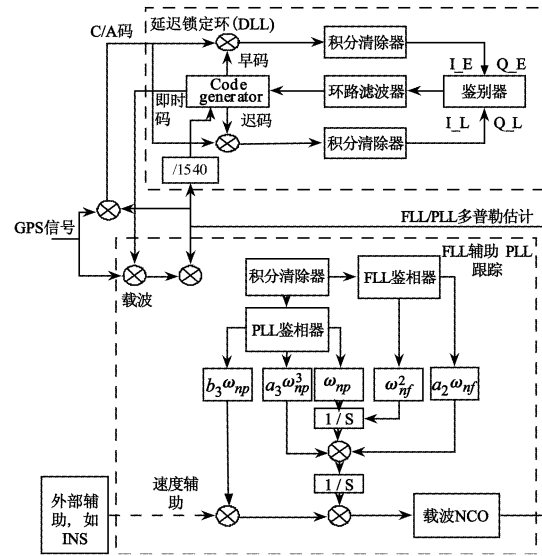


图 2 多重辅助 GPS 接收机跟踪环路框图

Fig.2 Architecture of multi-assisted tracking

根据(4), 载波频偏和伪码频偏存在线性关系, 即:  $f_{d\_carr} = 1540f_{d\_ca}$ , 由于  $f_{d\_ca}$  是微小量, 估计困难, 因此用 PLL 中的载波频偏估计  $f_{d\_carr}$  来间接估计出  $f_{d\_ca}$ , 辅助到 DLL 本地伪码数控振荡器 NCO, 经过微调辅助修正后即可由码环滤波器输出精确的伪码延时值, 从而显著减小 DLL 环路滤波器带宽, 很大程度上提高了伪码跟踪环的跟踪性能。

2.2 FLL 和 PLL 混合载波跟踪环路设计:

由快速捕获转入跟踪过程时, 多普勒频率估计误差较大, 达到上百 Hz, 这时需要先采用四相鉴频器将频率从几百赫兹牵引几十赫兹(FLL 的工作范围), 然后利用叉积锁频环 FLL 得到更为精确的频率估计值, 使相位误差降低到 Costas 锁相环 PLL 的工作范围<sup>[9]</sup>。FLL 和 PLL 混合载波跟踪环路流程图如图 3 所示:

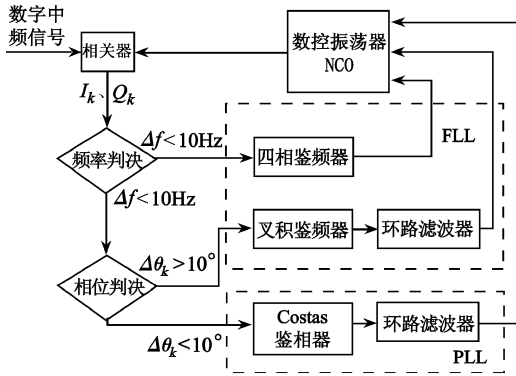


图 3 FLL 和 PLL 混合载波跟踪流程图

Fig. 3 Flow chart of mixed tracking loop

### 2.2.1 FLL 环路设计

输入鉴频器同相、正交信号为:

$$I_{ps}(k) \approx A \cdot D(k) \cdot R[\varepsilon(k)] \cdot \text{sinc}[\Delta f_d(k) \cdot \pi \cdot T] \cos[\phi(k)] + n_I(k)$$

$$Q_{ps}(k) \approx A \cdot D(k) \cdot R[\varepsilon(k)] \cdot \text{sinc}[\Delta f_d(k) \cdot \pi \cdot T] \sin[\phi(k)] + n_Q(k) \quad (5)$$

叉积锁频环的控制量用下式表示:

$$E_k = I(k-1)Q(k) - I(k)Q(k-1)$$

$$= 0.25A^2 D(k)D(k-1)R^2[\varepsilon(k)] \cdot Sa^2[\Delta f_d(k) \cdot \pi T] \cdot \sin(\phi_k - \phi_{k-1}) \quad (6)$$

式中,  $\Delta f_d(k)$  为预检积分时间内载波多普勒频移估计误差, 当  $|\Delta f_d \pi T| \ll \pi/2$  时,  $Sa^2[\Delta f_d \cdot \pi T] \rightarrow 1$ ,  $\sin(\phi_k - \phi_{k-1}) \rightarrow \phi_k - \phi_{k-1}$ , 假定在积分检测周期内载波上所调制的数据码不变, 即  $D(k)D(k-1) = 1$ 。此时  $E_k$  与单位时间间隔内的相位变化近似成正比, 用其控制载波 DCO 以达到频率跟踪的目的。该鉴频器的锁定指示器选为:

$$E_{FLL,k} = |I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}|$$

$$= |\cos[\pi T(\Delta f_k - \Delta f_{k-1})]|$$

当  $E_{FLL,k} \rightarrow 1$  时, 就认为 FLL 锁定了载波的频率。FLL 环路中主要频率跟踪误差来源于环路热噪声和接收机动态运动引入的动态应力误差, 由热噪声引起的频率估计误差由下式给出<sup>[10]</sup>:

$$\delta_{FLL,t} = \frac{1}{2\pi T} \sqrt{\frac{4FB_n}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{TC/N_0}\right)} \quad (\text{Hz}) \quad (7)$$

当信噪比较高的情况下, 可以选择  $F = 1$ ; 当信噪比较低时, 要选择  $F = 2$ 。

接收机的动态运动引入的动态应力误差为:

$$f_e = \frac{1}{360\omega_0^n} \frac{dR^{n+1}}{dt^{n+1}}, \text{ FLL 环路总误差取为 } \sigma_{FLL} = \sigma_{FLL,t} + f_e/3, \text{ 则环路频率估计误差如图 4 所示。}$$

如果环路总误差小于 FLL 跟踪门限, 则认为载波频率锁定。从图 4 可以看出, 选择环路带宽范围为 3 ~ 10Hz 时可使得总的环路误差最小。实际接收机设计时要根据其应用的环境, 折衷选择合适的带宽值。

### 2.2.2 FLL 辅助 PLL 环路设计

在设计 PLL 环路时, 首先需要选择合适的锁相环鉴相器。由于 GPS 信号上所调制的导航数据位的影响, 要求锁相环鉴相器不能敏感数据位跳变引起的信号相位的 180 度突跳, 另外, 考虑到高动态的运动状态引入较强的噪声信号, 本文中采用 Costas 鉴相器<sup>[11]</sup>:

$$D_{Costas} = IQ \approx \frac{P}{4} \sin(2\varepsilon_\phi) \approx \frac{P}{2} \varepsilon_\phi$$

该锁相环的锁定指示器取为:

$$E_{PLL,k} = (I_k^2 - Q_k^2)/(I_k^2 + Q_k^2) = \cos(2\phi_k)$$

当  $E_{PLL,k} \rightarrow 1$  时, 就认为该锁相环锁定了载波的相位。

环路滤波器方案选择为二阶 FLL 辅助三阶 PLL 实现环路的跟踪。其原理框图如图 2 中下半部分所示, 图中环路滤波器选为 Jaffe-Rechtin 滤波器, 选择合适的滤波器参数后, FLL 环路和 PLL 环路对应的差分方程分别为:

$$\left\{ \begin{array}{l} y(n) = y(n-1) + \left(\sqrt{2}\omega_{nf} + \frac{\omega_{nf}^2 \cdot T}{2}\right) \Delta f(n) + \\ \quad \left(\frac{\omega_{nf}^2 \cdot T}{2} - \sqrt{2}\omega_{nf}\right) \Delta f(n-1) \\ y(n) = 2y(n-1) - y(n-2) + \left(2.4\omega_{np} + \right. \\ \quad \left.\frac{1.1}{2}\omega_{np}^2 T + \frac{1}{4}\omega_{np}^3 T^2\right) \Delta P(n) + \left(\frac{\omega_{np}^3 T^2}{2} - \right. \\ \quad \left.- 4.8\omega_{np}\right) \Delta P(n-1) + \left(2.4\omega_{np} - \right. \\ \quad \left.\frac{1.1}{2}\omega_{np}^2 T + \frac{1}{4}\omega_{np}^3 T^2\right) \Delta P(n-2) \end{array} \right.$$

式中  $T$  为采样周期,  $\Delta f$  为输入信号,  $y$  为输出, 用二阶 FLL 环路辅助三阶 PLL 环路进行相位跟踪, 即有:

$$y_i = (2y_{i-1} - y_{i-2}) + (\omega_{np}^3 T^2 + a_3 \omega_{np}^2 T + b_3 \omega_{np}) DP_i - (a_3 \omega_{np}^2 T + 2b_3 \omega_{np}) DP_{i-1} + (b_3 \omega_{np}) DP_{i-2} + (\omega_{nf}^2 T^2 + a_2 \omega_{nf} T) DF_i - (a_2 \omega_{nf} T) DF_{i-1}$$

式中,  $\omega_{nf}$  和  $\omega_{np}$  分别表示 FLL 和 PLL 环路的自

然频率,DF 和 DP 分别对应 FLL 和 PLL 环路的鉴相器输出。

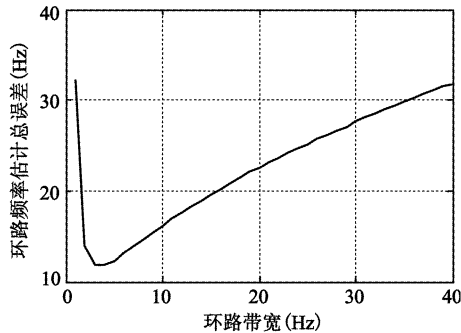


图 4 不同环路带宽下总的环路频率估计误差  
Fig.4 Total tracking error in different loop width

### 3 接收机仿真实验及结果分析

#### 3.1 捕获环路仿真实验分析:

利用 GG12 接收机观测到表 2 所示的 6 颗 GPS 卫星,并采用 NewStar210AGPS 中频信号采样器以 15.345MHz 的采样频率采样半小时,利用该采样数据对 C/A 码相位进行了搜索实验,以第 5 号卫星为例,对应的捕获结果如图 5 所示。

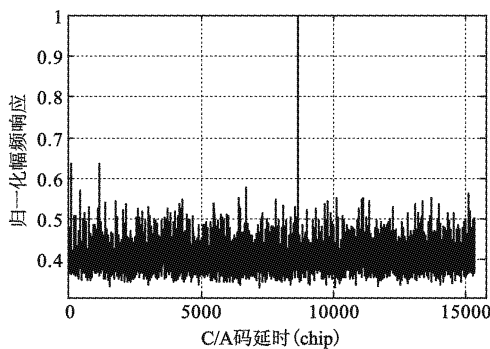


图 5 实测卫星信号中 5JHJ 卫星 C/A 码起始点  
Fig.5 C/A code start of satellite 5

表 2 观测到的卫星及对应载噪比

Table 2 Observed satellites and corresponding CNR

卫星号	1	5	12	14	30	31
载噪比 (dB - Hz)	42.00	46.75	39.25	42.50	44.00	35.75

另外,模拟高动态的运动环境,对高动态条件下的捕获过程进行数字仿真分析,仿真实验条件如下:

(1) 假设接收机相对两颗卫星运动的速度分别为 200m/s、2400m/s,卫星信号对应的多普勒频移为 1KHz 和 20KHz,中频采样频率为 4.092MHz;

(2) 模拟 C/A 码信号的伪码延时为 100Tc(Tc 为码元宽度);

(3) 假设接收机混频信号中的噪声为加性高斯白噪声。

对应于不同的信噪比环境,新 Gold 码的相关分析结果如图 6 所示。在得到 C/A 码起始点后,直接对混频信号  $h(t)$  进行频谱分析的结果如图 7 所示,经过延时累加器预处理后进行频谱分析的结果如图 8 所示。

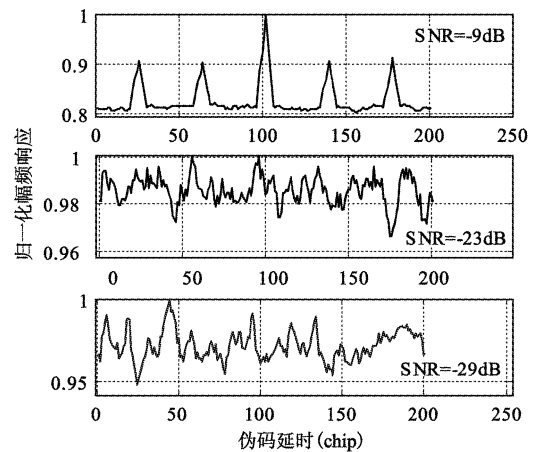


图 6 不同信噪比条件下新 Gold 码相关分析  
Fig.6 Correlation output of code in different SNR

图 5 说明了捕获方案对实测中频信号进行伪码延时估计的有效性。图 6 表明了不同的信噪比环境对该捕获结构产生了很明显的影 响,信噪比越低,捕获概率越小。在信噪比高于 -23dB 时,利用该捕获方案可以成功实现 C/A 码相位估计。从图 7 和图 8 表明了延时累加器能够实现多普勒频移的分离和估计。

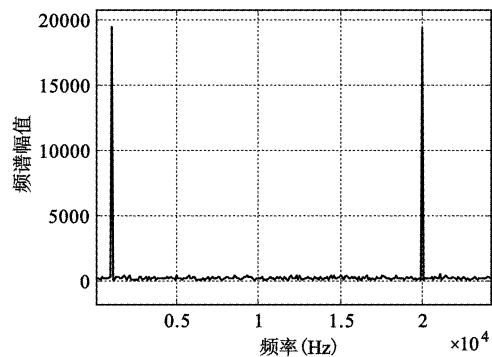


图 7 预处理前的信号频谱分析结果  
Fig.7 Frequency analysis result of pretreatment signal

#### 3.2 跟踪环路仿真实验分析

仿真实验条件:假设输入信号为模拟 GPS 中频

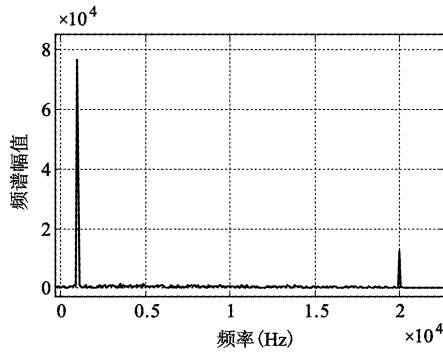


图 8 预处理后的信号频谱分析结果

Fig.8 Frequency analysis result of post-treatment signal

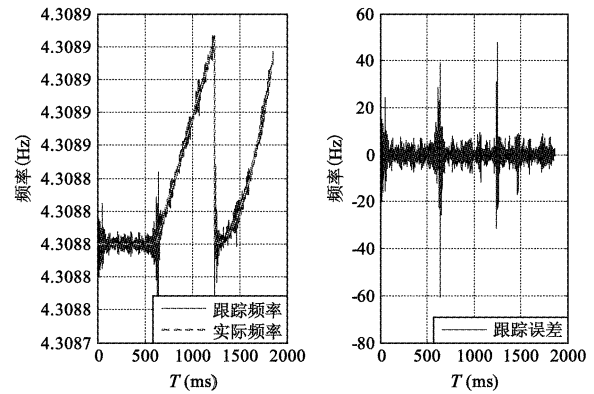


图 9 混合载波环跟踪性能

Fig.9 Tracking result of proposed scheme

信号,频率为  $4.3088 \times 10^6 \text{ Hz}$ ,设置多普勒频移为  $8 \text{ kHz}$ ,跟踪的初始多普勒频差为  $500 \text{ Hz}$ 。在四相鉴频器的基础上,将锁频环初始频率误差设定为  $50 \text{ Hz}$ ,锁频环和锁相环中环路滤波器的参数选为:

$$\xi = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0.707, \omega_{nf} = 14 \text{ Hz}, \omega_{np} = 14 \text{ Hz}。$$

为了检验所设计载波跟踪环的频率跟踪性能,设置接收机三个阶段的动态运动状态为:  $2000 \text{ m/s}$  匀速运动,  $20 \text{ g}$  的恒加速度,  $200 \text{ m/s}^3$  的恒加加速度运动。为了模拟实际 GPS 信号的非连续性,仿真过程中还引入了频率的上突变和下突变两种情况。此动态过程对应的中频信号的频率为:

$$f = \begin{cases} 4.3088 \times 10^6 & t < 620 \\ 4.3088 \times 10^6 + 200 \times (t - 620) \times 10^{-3} & 621 \leq t < 1240 \\ 4.3088 \times 10^6 + 300 \times ((t - 1240) \times 10^{-3})^2 & 1241 \leq t < 1860 \end{cases} \quad (8)$$

式中,时间  $t$  的单位为 (ms),频率  $f$  的单位为 (Hz)。信噪比为  $\text{SNR} = -15 \text{ dB}$ 。所设计的高动态 GPS 跟踪环路仿真实验性能如图 9 所示。

#### 4 结论

通过对该 GPS 软件接收机方案进行仿真分析,可以得到如下结论:

(1) 该捕获方案计算量小,捕获速度快,计算量仅为常规的 FFT 快速捕获方案计算量的几十分之一。

(2) 该软件接收机跟踪环路采用了多重辅助结构,提高了频率、相位的跟踪精度;

(3) 该软件接收机方案的抗干扰能力和动态适

应能力较强。仿真实验表明了该软件接收机在速度高于  $2 \text{ km/s}$ 、加速度达  $20 \text{ g}$  的动态条件下仍能够实现 GPS 信号的快速捕获和精确跟踪。

#### 参考文献:

- [1] 薛文芳.高动态 GPS 接收机设计中几个关键问题的研究[D].北京:北京航空航天大学通信与信息专业,2002.[XUE Wen-fang, Study on important issues in designing high dynamic GPS Receiver[D]. Beijing: Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2002, 9(in Chinese).]
- [2] Martin N, Leblond V, Guillotel G, et al. BOC(x, y) signal acquisition techniques and performances[C]//Proceedings of ION GPS 2003, September 2003, Portland OR USA.
- [3] James, Bao, Yen, Tsui. Fundamental of Global Positioning System Receivers, A Software Approach[M]. N.York, 2000: 146 - 155.
- [4] 龚国辉, 李思昆. FFT 与循环卷积相结合的 GPS 信号 C/A 码相位测量算法[J]. 通信学报, 2005, 26(7): 77 - 79. [GONG Guo-hui, LI Si-kun. GPS signal C/A code phase measurement using FFT and circular convolution[J]. Journal of Communications, 2005, 26(7): 77 - 79 (in Chinese).]
- [5] 张勇, 林宝军, 徐志瀚. 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): 2647 - 2648. [ZHANG Yong, LIN Bao-jun, XU Zhi-han. Study on simulation of signal search and acquisition in software GPS receiver[J]. Journal of System Simulation, 2006, 18(9): 2647 - 2648(in Chinese).]
- [6] 董渊文, 官洪运, 胡辉. GPS 接收机伪码跟踪技术研究及仿真[J]. 系统仿真学报, 2006, 18(11): 3209 - 3211. [DONG Yuan-wen, GUAN Hong-yun, HU Hui. GPS code-track research and simulation[J]. Journal of System Simulation, 2006, 18(11): 3209 - 3211(in Chinese).]
- [7] 胡广书. 数字信号处理[M]. 北京:清华大学出版社, 2003: 18 - 20. [HU Guang-shu. Digital Signal Processing[M]. Tsinghua University Press, 2003: 18 - 20(in Chinese).]
- [8] GAO Guo-jiang. INS-Assited High Sensitivity GPS Receivers for De-

- graded Signal Navigation[EB/OL]. <http://www.geomatics.ucalgary.ca/research/publications/GradTheses.html/2007-02>.
- [9] 郑利龙. 复杂环境下 GPS 信号参数估计和定位算法研究[D]. 北京:清华大学电子工程系, 2004. [ZHENG Li-long. GPS signal parameter estimation and positioning methods in complicated environment[D]. Beijing: Tsinghua University, 2004(in Chinese).]
- [10] Kaplan E D. Understanding GPS Principles and Applications[M]. Boston, 2002: 185-187.
- [11] Olivier Julien. Carrier-phase tracking of future data/pilot signals[C]// Presented at ION GNSS 2005-Long Beach, 2005: 13-16.
- 作者简介:王仕成(1962-),男,教授,博士生导师,研究方向主要为导航制导与控制。  
通信地址:西安市第二炮兵工程学院三系(710025)  
电话:(029)84744956  
E-mail:wshcheng@vip.163.com

## Research on High Dynamic GPS Software Receiver

WANG Shi-cheng, YANG Dong-fang, LIU Zhi-guo, LUO Da-cheng, ZHANG Jin-sheng

(The Second Artillery Engineering College, Xi'an 710025, China)

**Abstract:** To improve the capturing speed, tracking accuracy and dynamic adaptability of GPS receiver, a novel scheme of GPS software receiver was presented. First, the C/A code start of every satellite was searched through the delay-multiply configuration, then the delay and accumulation unit was put forward to pretreat the multi-frequency signals. The separation and estimation of Doppler-shift components were fulfilled by frequency domain analysis on post-treatment signals, therefore, the two-dimensional searching process in conventional acquisition scheme was transformed into two one-dimensional searching processes in the proposed acquisition scheme, thus improved the capturing speed. Second, multi-assisted tracking loop was proposed to estimate the frequency and phase of carrier and C/A code. Sampled data from GPS receiver and simulated high dynamic GPS signals were used for simulation experiments. Simulation results indicate the validity of the proposed software receiver scheme.

**Key words:** Global positioning system; High dynamic; Fast acquisition; Accurate tracking; Software receiver

(上接第 1072 页)

## 具有终端角度和终端时间约束的闭环制导律及其可行性分析

赵世钰, 周 锐, 魏 晨

(北京航空航天大学自动控制系, 北京 100191)

**摘 要:** 研究了同时具有终端角度(攻击角度)和终端时间(攻击时间)约束的制导问题。通过将非线性运动学制导模型中的自变量由导引时间变换为速度方向角,可以利用最小值原理直接推导出一种闭环形式制导律,而不必引入任何的线性化处理。在该制导律的导引下,导弹能够精确击中目标并且精确满足终端时间和角度的约束。为了研究该制导律的可行性,本文定义并分析了若干重要参数的可行域。该闭环制导律及其可行性分析被应用于多弹齐射攻击的两种情况。数字仿真结果验证了所提出方法的有效性。

**关键词:** 闭环制导律; 可行性分析; 终端角度约束; 终端时间约束; 齐射攻击