

文章编号: 1000-8349(2007)01-0084-12



# GPS 接收机的中频信号处理算法研究

蔡 凡<sup>1,2</sup>, 尹 燕<sup>3</sup>, 张秀忠<sup>1</sup>

(1. 中国科学院 上海天文台, 上海 200030; 2. 中国科学院 研究生院, 北京 100039; 3. 清华大学 电子系, 北京 100084)

**摘要:** 该文对 GPS 接收机的中频信号处理算法进行了研究, 内容主要涉及信号捕获、载波恢复和伪码跟踪 3 部分, 详细分析了信号捕获过程中所采用的匹配滤波器法、快速傅里叶算法 (FFT)、锁频环 (FLL)、锁相环 (PLL) 以及延迟锁定环 (DLL) 的算法原理, 并对环路滤波器作了相应的阐述, 给出环路对应的递推公式。

**关键词:** 天文观测设备和技术; GPS 接收机; 软件无线电; 匹配滤波器法; 快速傅里叶算法; 锁频环; 锁相环; 延迟锁定环

**中图分类号:** P228.4, TN965.5, TP311.52 **文献标识码:** A

## 1 引 言

软件无线电是一种新型的无线通信体系结构, 其基本思想是将硬件作为无线通信基本平台, 而把尽可能多的无线及个人通信功能用软件来实现。自从软件无线电概念提出以后, 这一新的体系迅速引起了人们的关注。从软件无线电的技术实现来看, 接收机实现的决定性步骤在于 A/D 采样器尽可能向天线端推移, 应用宽带无线或多频段天线, 对整个中频段作 A/D 采样, 其后的信号处理都用可编程数字器件来实现<sup>[1]</sup>。

目前广泛使用的 GPS 接收机大都采用图 1 的结构。在该结构中, 中频信号的处理是系统中最为关键的部分之一, 它无论是用硬件还是软件来完成, 其质量都决定了接收机性能的优劣。

整个信号处理的算法可以分成 3 部分: 信号的捕获、载波的跟踪、伪码的跟踪。每个部分可以根据不同的要求而采用不同的形式, 下面就这 3 个部分进行详细的论述。

收稿日期: 2006-04-05; 修回日期: 2006-06-05

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (10503009)

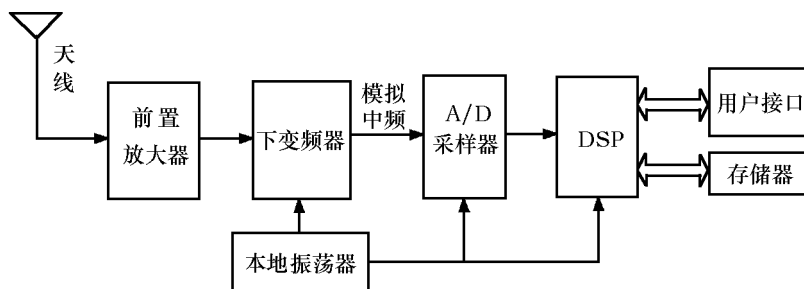


图 1 软件无线电结构的卫星导航接收机硬件框图

## 2 信号的捕获

信号捕获的目的是使本地产生的伪码与调制在载波上的伪码同步, 以实现相关解扩与码相位精确跟踪。接收机产生的码相位和载波频率必须与接收到的码相位和载波频率相匹配, 使得相关值高于信号检测阈值, 完成码捕获和载波频率的捕获, 进而对信号进行跟踪与解扩。

由于 GPS 信号的特点, 其信号的捕获常采用二维的搜索方式。在二维搜索法中, 信号的捕获在时域 (伪码的相位) 和频域 (多普勒频移) 的二维空间进行。目前常用的是匹配滤波器法和基于 FFT 的相关法。首先对使用匹配滤波器进行捕获的算法进行分析, 图 2 为信号捕获电路的数字实现结构框图。

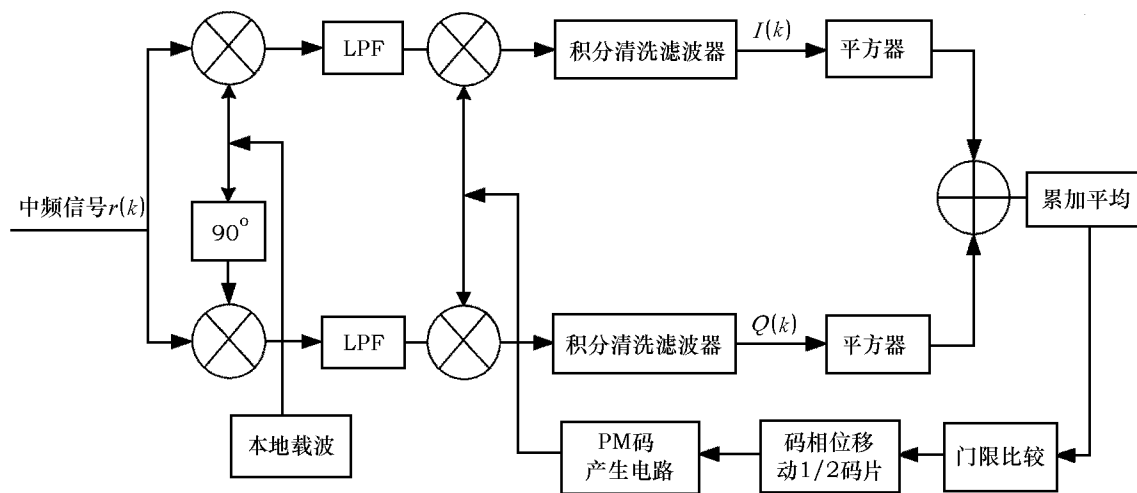


图 2 信号捕获电路结构图

设接收机接收到的中频信号为

$$r(k) = Ad(k)c(k) \cos[(\omega_0 + \omega_d)k] + n(k) \quad (1)$$

其中,  $A$  为信号幅度,  $d(k)$  为调制的符号,  $c(k)$  为伪随机码,  $\omega_0$  为中频载波角频率,  $\omega_d$  为多普勒调制角频率,  $n(k)$  为带限高斯白噪声。本地载波同相 I 与正相 Q 两路分别为  $\cos[(\omega_0 + \omega_d)k + \phi]$  和  $\sin[(\omega_0 + \omega_d)k + \phi]$ 。经过正交数字下变频、低通滤波、积分清洗滤波器滤波后, 忽略噪声项的影响得到 I、Q 两路的积分输出为

$$I_k = \sum_{i=(k-1)L}^{kL} Ad(iT_c) \cos(\Delta\omega iT_c + \phi) c(iT_c) c(iT_c - \tau), \quad (2)$$

$$Q_k = \sum_{i=(k-1)L}^{kL} Ad(iT_c) \sin(\Delta\omega iT_c + \phi) c(iT_c) c(iT_c - \tau), \quad (3)$$

其中,  $T_c$  为码片宽度,  $\Delta\omega = (\omega'_0 - \omega_0) + (\omega'_d - \omega_d)$  为残余频差,  $\phi$  为本地载波初始相位, 本地伪码为  $\hat{c}(i) = c(iT_c - \tau)$ ,  $\tau$  为本地码时钟输入时延,  $L$  为累加码片数, 即相关积分长度, 进行完全相关时,  $L$  即为一个伪码周期内码片的数目。

当接收伪码与本地伪码完全对齐时,  $\tau = 0$ ,  $\hat{c}(i) = c(iT_c)$ , 经平方律检波得到第  $k$  次积分清洗后的平方样值为

$$Y_k = I_k^2 + Q_k^2. \quad (4)$$

对  $M$  个  $Y_k$  值求取平均以得到捕获的检测统计量, 这样做是为了尽量减小伪码的漏警和虚警概率。由式 (2)–(4) 可以看出, 当接收伪码与本地伪码完全对齐时, 有

$$Y_k = 2A^2 \sum_{i=(k-1)L}^{kL} \sum_{j=(k-1)L}^{kL} \cos[\Delta\omega(i-j)T_c]. \quad (5)$$

可见残余频差对平方律包络检波具有不可忽视的影响<sup>[2]</sup>, 也正因为残余频差和包络值具有上式的关系, 因此这种搜索方法可以找到伪码的相位和频偏的粗估计值。

在 GPS 接收机中, 信号捕获电路以 1 毫秒为周期, 调整本地信号发生器的码相位值和多普勒频移估计值, 使产生的信号对准某一搜索单元。当本地信号与输入的卫星信号在允许的范围内对准时, 其相关的结果将超过检测阈值, 若校验无误则信号捕获成功、搜索停止并启动码跟踪环路; 否则搜索单元调整频率和码相位的步进量继续重复上述过程, 直到信号被捕获为止。

目前更为广泛使用的搜索方式是通过快速傅里叶算法 (FFT) 方式来捕获信号的码相位和多普勒频移估计值。这种方式的最大特点是可减小运算量, 从而缩短捕获时间, 但不利之处在于使捕获电路的复杂度大大增加。基于 FFT 的并行捕获原理如图 3 所示。若中频信号为  $r(k)$ , 其表达式仍同式 (1), 而本地多普勒频移估计量为  $\hat{\omega}_d$ , 则:

$$I + jQ = \sum_{i=1}^L r(k) \exp[-j(\omega_c - \hat{\omega}_d)(iT_s)]. \quad (6)$$

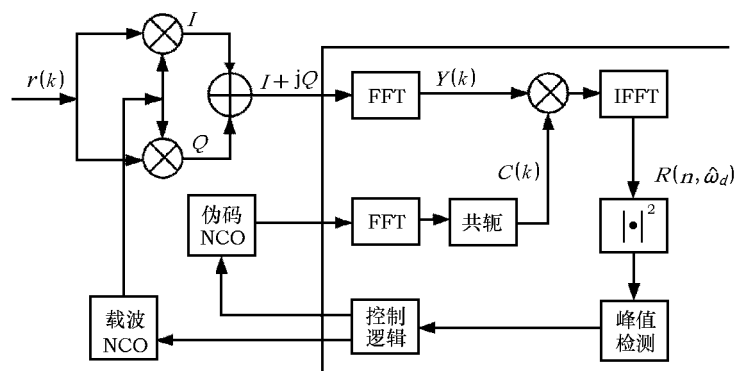
$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_L \end{bmatrix} = \text{FFT} \begin{bmatrix} r_1 \cdot \exp[-j(\omega_c - \hat{\omega}_d)T_s] \\ r_2 \cdot \exp[-j(\omega_c - \hat{\omega}_d)2T_s] \\ \vdots \\ r_L \cdot \exp[-j(\omega_c - \hat{\omega}_d)LT_s] \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_L \end{bmatrix} = \text{FFT}^* \begin{bmatrix} C_{PN1} \\ C_{PN2} \\ \vdots \\ C_{PNL} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} R(1, \hat{\omega}_d) \\ R(2, \hat{\omega}_d) \\ \vdots \\ R(L, \hat{\omega}_d) \end{bmatrix} = \text{FFT} \begin{bmatrix} C_1 Y_1 \\ C_2 Y_2 \\ \vdots \\ C_L Y_L \end{bmatrix}.$$

其搜索过程如下: 在无先验值的条件下, 本地载波数控振荡器 (NCO) 对准初始频率估计值, 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值, 则表明信号捕获, 给出信号所在位置的码相位和多普勒频移值, 进入信号跟踪阶段。如果最大值小于检测门限值, 则表明信号未捕获,

通过控制逻辑改变多普勒搜索单元, 重复上述过程。若存在先验的多普勒频移量, 可以使搜索从最接近先验值的搜索单元开始, 从而减小搜索时间。在基于 FFT 伪码并行搜索的过程中, 多普勒搜索步进单元的选取很重要, 步进单元选得较小, 对弱信号的捕获性能较好, 但会增加捕获时间; 步进单元选得过大, 会使相关峰值降低, 特别对于低信噪比的信号, 使捕获成功率降低, 所以多普勒搜索步进单元的选取需要综合考虑<sup>[3]</sup>。用 FFT 方式得到的相关值也受伪码相位误差和多普勒频移变化量的影响。

综上所述, 匹配滤波器法和 FFT 相关法都要获取卫星信号和本地信号的相关值, 都可以应用于实际的 GPS 软件接收机和硬件接收机中, 都需要根据对捕获速度和电路复杂程度的不同要求选取相应的捕获方式。



图题

图 3 基于 FFT 并行捕获原理图

### 3 载波的跟踪

捕获完成后即可得到中频信号的频率粗估计值, 该值与载波的实际频率值的差保持在频率搜索单元的范围。根据对接收机的不同要求, 有两种主要的载波跟踪结构方式可供选择, 一种为 FLL 与 PLL 的结合, 另一种为单纯的 PLL。后者对环路输出的载波相位值的要求远远低于第一种结构, 但第一种结构具有可以适应信号处于不同动态环境的优点, 只要在环境允许的情况下采用第二种结构, 可以大大简化电路结构。

在动态环境下, 由于信号载体的动态性, 载波跟踪环设计必须考虑多普勒效应对载波频率的影响。就一般接收机而言, 载波捕获与跟踪常采用 PLL 中的科斯塔斯环重构载波相位, 并对数据进行相干解调。PLL 具有较好的噪声性能, 但对通信链路干扰的容忍能力较差, 特别是受载体动态引入的多普勒频移影响较大。为适应载体的动态性, 科斯塔斯环必须具有相对较宽的带宽, 这会导致跟踪精度的降低。而当多普勒频移超过一定的范围时, 接收机的 PLL 不能保持稳定跟踪, 导致载波跟踪失锁, 使调制数据无法恢复, 此时相干解调方法不再适用。这种情况下可取的方案是采用非相干解调, 接收机不必产生同频同相本地载波, 而是采用 FLL 跟踪频率, 再加上一个 PLL 来解调数据。非相干解调 FLL 具有较好的动态性能, 但跟踪精度比 PLL 低。

FLL 采用非相干解调——自动累积频率跟踪方法跟踪频率, 在频率跟踪之后用科斯塔斯环来解调数据。频率跟踪比较适用于高动态信号跟踪, 一方面可以增加多普勒频率的捕获宽度, 另一方面采用热噪声误差小的 PLL 能更好地解调数据, 两者相结合使得环路能够同时满足动态性能与跟踪精度的要求。下面对这两种环路分别作详细的介绍。

#### 3.1 FLL

FLL 的结构如图 4 所示。

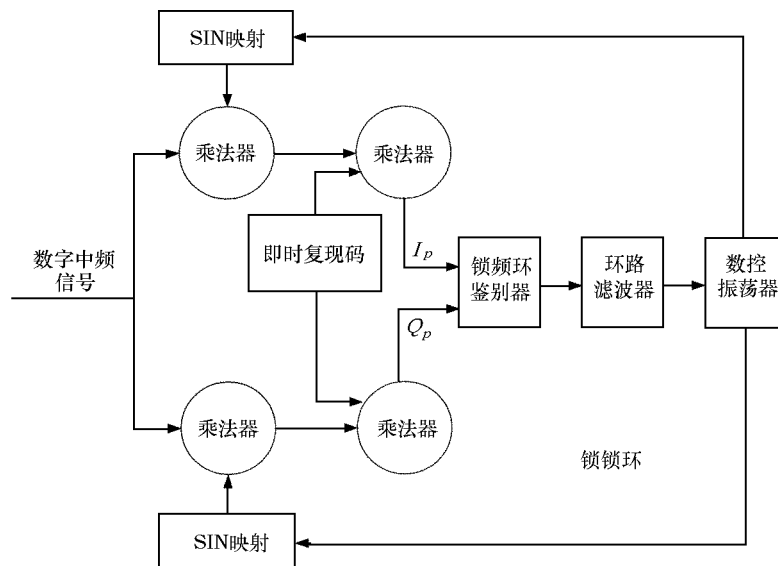


图 4 FLL 路结构图

数字中频信号可表示为

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) + n(t) \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{2} A d(t) c(t) e^{j(\omega_0 + \omega_a t + \phi_a)} \right\} + \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{2} n(t) e^{j(\omega_0 t + \omega_a t + \phi_a)} \right\}, \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $\operatorname{Re}$  表示取其括号中的实部,  $A$  为载波幅度有效值,  $c(t)$  为调制伪码,  $\omega_a$ 、 $\phi_a$  分别为多普勒频差、相差,  $\omega_0$  为数字中频。

频率跟踪实质上是载波相位的差分跟踪。FLL 通过鉴别器测量载波相位在固定时间间隔内的变化量, 通过环路滤波器后再控制数控振荡器 (NCO) 产生适当的本地载波以解调信号, 在信号初始捕获完成后实现频率锁定, 这比实现相位锁定容易。鉴频器常采用叉积鉴频算法, 以图 4 为例, 其产生的控制量用数学式表达如下:

$$f(k) = I_P(k-1)Q_P(k) - I_P(k)Q_P(k-1), \quad (8)$$

其中,  $I_P(k) = A d(k) \cos(\phi(k))$ ,  $Q_P(k) = A d(k) \sin(\phi(k))$ ,  $\phi(k) = \omega_d T k + \theta_0$ 。式中,  $\theta_0$  为初始相位,  $T$  为调制符号周期。所以

$$\begin{aligned} f(k) &= A^2 d(k-1) \cos(\phi(k-1)) \cdot d(k) \sin(\phi(k)) - A^2 d(k) \cos(\phi(k)) \cdot d(k) \sin(\phi(k)) \\ &= A^2 d(k)d(k-1) \sin(\phi(k) - \phi(k-1)). \end{aligned} \quad (9)$$

假定连续测量的输出数据位不变, 即有  $d(k)d(k-1) = 1$ , 连续采样相位变化为  $\phi(k) - \phi(k-1) = [\omega_d(k) - \omega_d(k-1)]T = \omega_d T$ 。当  $|\omega_d T| \ll \pi/2$  时,  $\sin(\phi(k) - \phi(k-1)) \approx \phi(k) - \phi(k-1)$ , 鉴频器输出值与单位时间间隔内的相位变化成正比。可用此输出量经过环路滤波器后控制 NCO 产生本地载波, 达到频率跟踪的目的<sup>[4]</sup>。该算法要求在同一数据位内计算, 在信噪比较低的情况下仍能取得较好的性能。符号确定的叉积自动频率跟踪算法可表示为

$$f(k) = \operatorname{sign}[I_P(k-1)I_P(k) - Q_P(k)Q_P(k-1)] \cdot [I_P(k-1)Q_P(k) - I_P(k)Q_P(k-1)] \quad (10)$$

它与一般的叉积鉴频器相似, 但消除了输出量的符号模糊。由于在实际的信号中, 数据符号不可能连续不变, 所以在接收机的设计中, 采用的是此种有符号的叉积自动频率跟踪算法。

鉴频器输出的误差信号在控制 NCO 之前必须先经过环路滤波器, 其目的就是为了降低噪声以便在其输出端对原始信号进行精确的估计。环路滤波器的阶数和噪声带宽也决定了环路滤波器对信号的动态响应, 其特性如表 1 所示<sup>[5]</sup>。

目前设计数字环路滤波器的方法大多是借助对模拟环路滤波器的认识, 将其等效为数字形式实现。若将模拟积分器采用前向欧拉数字积分器 (其结构见图 5) 来等效, 则其所对应的 1、2、3 阶环路滤波器结构如图 6 所示。

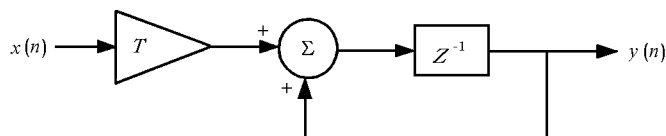


图 5 前向欧拉数字波积分器

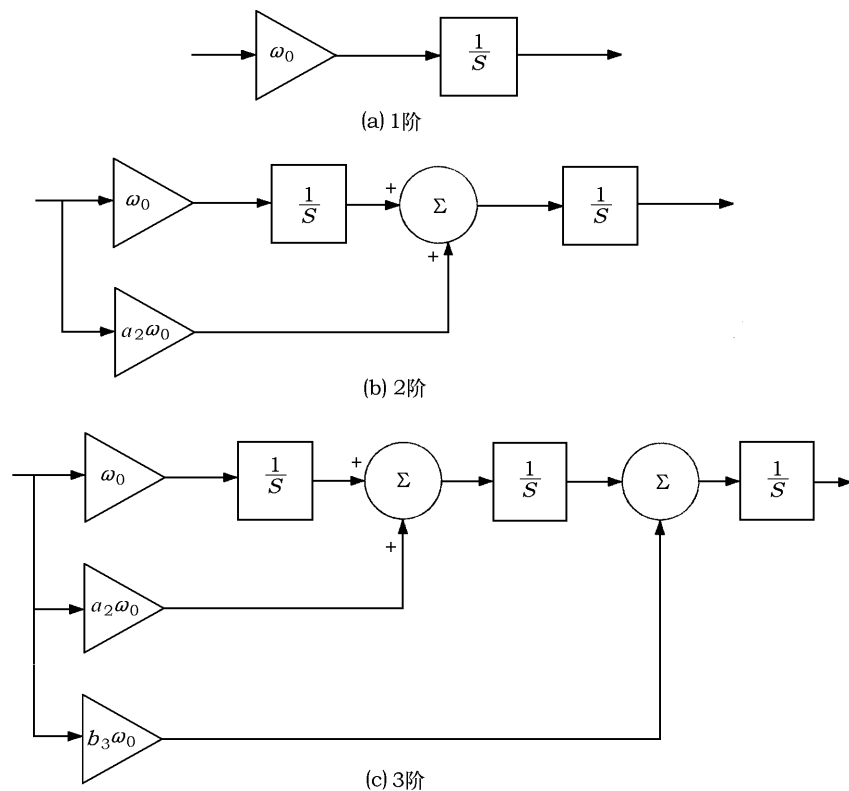


图6 数字环路滤波器方框图

表1 环路滤波器的特性<sup>[5]</sup>

环路阶数	噪声带宽 $B_n/\text{Hz}$	滤波器的 典型值	稳态误差	特性
1	$\omega_0/4$	$\omega_0$  $B_n = 0.25\omega_0$	$\frac{dR/dt}{\omega_0}$	对速度应力敏感, 用于经辅助的码环中, 有时也用于未经辅助的载波环中, 对于所有的噪声带宽均是无条件稳定的
2	$\frac{\omega_0(1+a_2^2)}{4a_2}$	$\omega_0^2$  $a_2\omega_0 = 1.414\omega_0$ $B_n = 0.53\omega_0$	$\frac{dR^2/dt^2}{\omega_0^2}$	对加速度应力敏感, 用于经辅助和未经辅助的载波环中, 对于所有的噪声带宽均是无条件稳定的
3	$\frac{\omega_0(a_3b_3^2+a_3^2-b_3)}{4(a_3b_3-1)}$	$\omega_0^3$  $a_3\omega_0^2 = 1.1\omega_0^2$ $b_3\omega_0 = 2.4\omega_0$ $B_n = 0.7845\omega_0$	$\frac{dR^3/dt^3}{\omega_0^3}$	对加速度应力敏感, 用于未经辅助的载波环, 在 $B_n \leq 18 \text{ Hz}$ 时保持稳定

式 (11) 中  $T(j)$  为第  $j$  个采样时刻的数字钟周期;  $T_0$  为无校正信号时的数字钟序列周期, 即数字钟脉冲序列的中心频率  $\omega_0$  对应的周期,  $T_0 = 2\pi/\omega_0$ ;  $C(j-1)$  为第  $(j-1)$  个采样时刻经过环路滤波器后的误差信号通过 NCO 得到更新后的控制量。数控振荡器, 又称数字钟, 其输出是脉冲序列, 脉冲序列的周期受数字环路滤波器送来的校正信号控制。其控制特点是: 前一采样时刻的校正信号将改变下一个采样时刻的脉冲时间位置。数字序列的控制遵循下述递推关系:

$$T(j) = T_0 - C(j-1), \quad (11)$$

数字环路滤波器所输出的校正信号对数字钟序列控制所引起的校正量。NCO 输出的脉冲序列是本地估算信号。其传递函数为  $H(z)_{\text{NCO}} = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}$ 。

对于二阶的 FLL 环来说, 经过公式 (8) 得到的误差信号设定为  $\Delta f(k)$ 。那么经过环路滤波器和 NCO 得到的递推方程为

$$\begin{aligned} \hat{\omega}(k+1) &= \hat{\omega}(k) + (\omega_{\text{nF}}^2 T)(\Delta f(k+1)/T), \\ \hat{\omega}(k+1) &= \hat{\omega}(k) + T\hat{\omega}(k) + (\sqrt{2}\omega_{\text{nF}}T)(\Delta f(k)/T). \end{aligned} \quad (12)$$

最后输出量  $\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + T\hat{\omega}(k+1)$ , 即为复现载波的相位值<sup>[6]</sup>。 $\omega_{\text{nF}}$  为环路滤波器的噪声带宽,  $T$  为调制符号周期。

### 3.2 PLL

GPS 接收机在设计时, 要对载波跟踪环路的预检测积分、鉴别器和环路滤波器的噪声带宽作折中的考虑。为了容忍动态内力, 预检测积分时间应当短, 鉴别器应为一个 FLL, 环路滤波器的噪声带宽应该宽。然而, 为了使载波多普勒相位测量精确, 预检测积分时间应该长, 鉴别器应为 PLL, 且环路滤波器的噪声带宽应该窄。一个设计良好的 GPS 接收机应具有短的预检测积分时间和宽带环路滤波器 FLL 与 PLL 路闭合起来, 然后有规则地过渡到采用科斯塔斯环形式的 PLL, 在动态允许的条件下, 使其预检测带宽和载波跟踪环带宽设定尽量窄。

一般情况下 GPS 接收机使用科斯塔斯环作为载波跟踪环, 因为对进来的卫星信号作载频和码信号剥离之后, 50 Hz 的导航电文数据调制信号仍还保留着。如果 I 路和 Q 路信号的预检测积分时间不跨越数据位过渡, 科斯塔斯环对 I 和 Q 路信号的  $180^\circ$  相位反转不敏感。为了防止积分跨越数据跨越过渡边界, PLL 需要有积分和累加功能的相位调节特性<sup>[5]</sup>。

PLL 路的结构与频率跟踪环路基本相同, 只是将 FLL 的鉴别器改为 PLL 的鉴别器而已。目前常用的 PLL 的鉴别器算法为  $e(k) = \text{sign}(I_P(k))Q_P(k)$ 。对于三阶 PLL 路而言, 误差信号经过环路滤波器和 NCO 后得到复现载波的相位值。其递推公式为

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k+1) &= \hat{\theta}(k) + \omega_n^3 T e(k), \\ \hat{\theta}(k+1) &= \hat{\theta}(k) + T\hat{\theta}(k) + 1.1 \cdot \omega_n^2 T e(k), \\ \hat{\theta}(k+1) &= \hat{\theta}(k) + T\hat{\theta}(k) + 2.4 \cdot \omega_n T e(k). \end{aligned} \quad (13)$$

这里  $\omega_n$  为 PLL 中环路滤波器的噪声带宽,  $T$  为调制符号周期。



## 4 伪码的跟踪

通过码跟踪环路可以对中频信号所含的 PN 码进行跟踪, 以保证信号正确地解扩。为了减小频率偏差对码相关值的影响, 码跟踪环路一般采用非相干延迟锁定环 (DLL) 方式, 其结构见图 7。

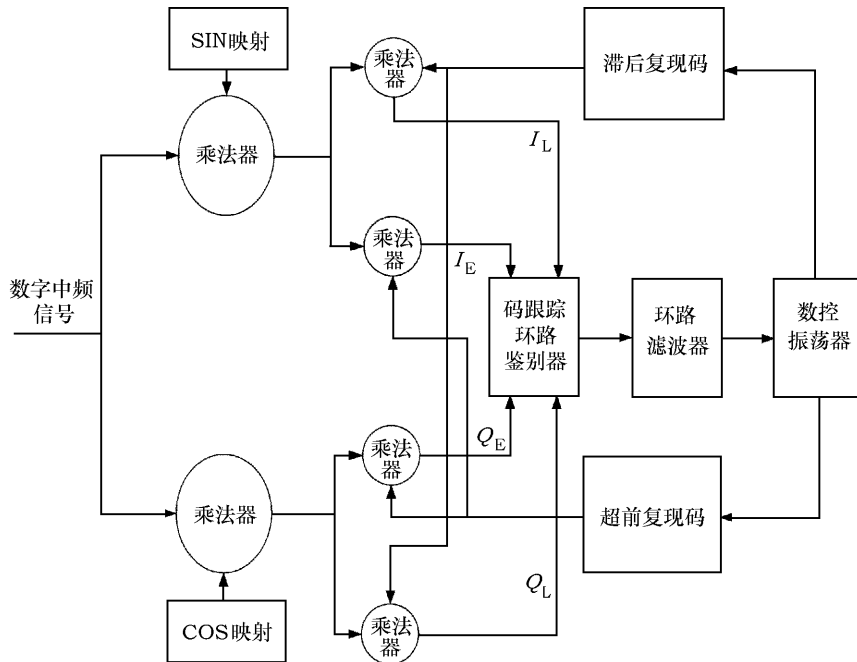


图 7 非相干 DLL 路原理图

在 DLL 中, 码环鉴别器有多种算法可供选择, 可根据运算量和跟踪性能的要求来确定。具体有 4 种算法见表 2<sup>[5]</sup>。

表 2 一般 DLL 鉴别器<sup>[5]</sup>

鉴别器算法	特 性
$\sum (I_E - I_L)I_P + \sum (Q_E + Q_L)Q_P$	点积功率。这是唯一用了 3 个相关器的 DLL 鉴别器, 这可导致最小的基带运算量。对于 1/2 基码相关器间距, 在 $\pm (1/2)$ 基码输入误差范围内可产生近似真实的误差输出
$\sum (I_E^2 + Q_E^2) - \sum (I_L^2 + Q_L^2)$	超前减去滞后功率。中等运算量。在 $\pm 1/2$ 基码的输入误差范围内与超前减去滞后包络本质上有相同的 DLL 鉴别器误差性能
$\sum \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sum \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}$	超前减去滞后包络。较大的运算量。对于 1/2 基码的相关器间距, 在 $\pm 1/2$ 基码输入误差范围内, 产生好的跟踪误差
$\frac{\sum \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sum \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}{\sum \sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} + \sum \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}$	被超前包络加滞后包络所归一化的超前包络减去滞后包络 (从而消除了幅度敏感性)。对于 1/2 基码的相关器间距来说, 当输入误差在小于 $\pm 1.5$ 基码的范围内时会产生良好的跟踪误差, 当输入误差为 $\pm 1.5$ 基码时会因为分母接近为 0 而变得不稳定

DLL 中使用的环路滤波器和 FLL 中使用的环路滤波器基本相同, 如果采用一阶 DLL 环路, 鉴别器算法采用第 2 种, 那么环路的递推公式为

$$\begin{aligned} ec(k) &= I_E^2(k) + Q_E^2 - (I_L^2(k) + Q_L^2(k)), \\ \tau(k+1) &= \tau(k) + 2B_{nd}T_i ec(k). \end{aligned} \quad (14)$$

其中,  $\tau(k+1)$  为下一预检测积分时间码片的延迟量,  $T_i$  为预检测积分时间,  $B_{nd}$  为 DLL 环路的噪声带宽。

在 DLL 实际运行的过程中, 如果每次取固定点数的采样点送入到 PLL 和码跟踪环进行处理, 本地解调得到的符号位会不可避免地发生滑动, 这是由采样频率的偏差造成的。通过 DLL 环对每次所取采样点中包含的码相位做预估计, 依据估计值截取或增加信号的采样点数, 就可以消除符号位滑动的影响。DLL 环每次运行时可估计出下一个码周期的码相位的偏移量, 然后计算出减去偏移量的时间长度内的采样点数, 再取相应的采样点进入环路, 就能保证每次所取采样点的累加时间不会超出其对应符号位的持续时间。通过对进入环路的采样点的数目进行判断取舍, 就可以避免符号位偏移量的累加, 从而消除符号位的滑动<sup>[7]</sup>。

## 5 算法的选择及仿真结果分析

在卫星导航系统的应用中, 按照定位目标的速度可以将卫星导航接收机所处的状态分为高动态的环境和非高动态环境, 一般定义定位目标具有较高的速度、加速度和加加速度时为高动态环境。接收机在设计时可以针对这两种环境选择相应的算法。

在高动态的环境中, 载波会产生较大的多普勒频移和频移变化率, 若使用一般的载波 PLL, 则载波多普勒频移常常会超出 PLL 的捕获带, 因此不能保证对载波的可靠捕获和跟踪, 为此就必须增加环路的带宽, 这就使得宽带噪声得以进入环路, 而当噪声电平超过环路工作门限时, 就会使 PLL 出现失锁, 导致调制数据无法恢复。

由于噪声引入的动态应力误差随着环路带宽的降低而增加, 因此在高动态环境下, 卫星导航接收机必须解决好环路带宽与动态性能之间的平衡。FLL 比 PLL 具有更好的动态性能, 但跟踪精度却比 PLL 跟踪精度低。较理想的载波恢复环路应该是 FLL 和 PLL 的结合。在信号捕获完成后进入载波恢复阶段, 信号首先进入 FLL, 由于 FLL 具有短的积分时间, 其环路滤波器的噪声带宽比较宽, 可以对频率快速锁定, 使频差缩小到几十甚至几 Hz 以内, 等 FLL 环路工作稳定后切换到 PLL。PLL 环路具有长的积分时间, 其环路滤波器的噪声带宽比较窄, 在预期动态影响的容许前提下, 尽量采用长的预检积分时间和窄的滤波器噪声带宽以维持环路的跟踪状态。当动态增强时, 转入 FLL 跟踪, 环路自动实现动态性变化时 FLL 与 PLL 跟踪方式的切换, 但也要有当 PLL 失锁时能够从 PLL 切换返回到 FLL 的措施。

在实验室中模拟了在高动态环境下频移变化率为 500 Hz/s、频率偏移值为 200 Hz 的卫星中频采样信号 (由于信号捕获后, 本地捕获到的载波频率值和卫星载波的实际中频值的差在 500 Hz 以内, 这里设为 200 Hz 是符合实际情况的), 采样频率为 6 MHz, 信号的中频频率为 4 MHz, 码速为 1.023 MHz, 码长为 1 023 位, 调制符号速率为 50 bit/s。对这样的高动态信号进行载波恢复采用 FLL 结合 PLL 的结构, 所采用的 FLL 路及 PLL 路的结构分别如图 4 和图 7 所示。FLL 路中鉴频器的误差算法采用符号确定的叉积自动频率跟踪算法, 环路滤波器

采用 2 阶环路，噪声带宽为 150 Hz，环路增益为 1，积分时间为 1 ms。PLL 路中鉴相器的误差算法采用  $e(k) = \text{sign}(I_P(k))Q_P(k)$ ，环路滤波器采用 3 阶环路，噪声带宽为 40 Hz，环路增益为 1，积分时间为 1 ms。环路输出的鉴频误差和鉴相误差的结果如图 8 所示。

从图中可以看出，当 FLL 运行一段时间后，环路进入锁定状态。为了得到更高精度的载波相位值，环路切换到 PLL，PLL 经过一段时间捕获后，也进入锁定状态。FLL 和 PLL 的结合可以很好地应付高动态环境，在正确得到解调数据的同时，也提高了载波相位值的准确度。

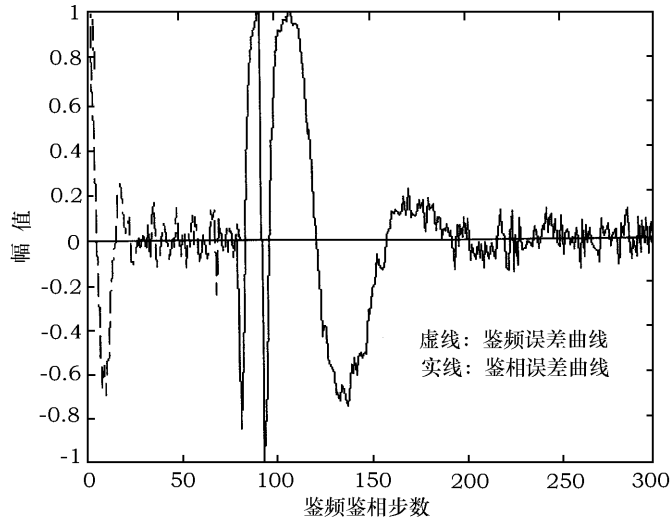


图 8 鉴频误差和鉴相误差结果

在非高动态的情况下，为了降低载波恢复的复杂程度，可以只用 PLL 来完成载波的恢复。在单独使用 PLL 时，根据捕获时采用的频率搜索间隔来确定 PLL 路的噪声带宽，因为捕获到的载波频率值和实际载波的频率值有一定的偏差，而这个偏差在频率搜索间隔以内，因此 PLL 的噪声带宽就不会很窄，这不会影响解调出符号值的准确性，但是环路输出的载波相位值就不会很精确，就不能将载波相位值用于载波测量法中以进一步提高定位的精度。因此，即使在静态状态的情况下，如果要通过载波相位测量法得到高精度的定位信息，此时接收机中载波恢复的部分依然需要采用 FLL 结合 PLL 的方法，因为在 FLL 锁定后切换到 PLL 时，PLL 的噪声带宽可以设得很窄，以减小热噪声带来的跟踪误差，此时 PLL 输出的载波相位值可以用于高精度的定位，这已经在很多科研领域有广泛的应用。

对于码跟踪环路，一般都是选择 DLL 环路，根据环境的不同来选择不同阶数的环路滤波器，在高动态环境下，设计者可以在码跟踪环路中加上载波辅助措施以加速码相位的锁定。

## 6 结 论

本文所述的 GPS 接收机中的各种中频信号处理算法已经得到了广泛的应用，并发挥着重要的作用。设计者可以根据不同的需要选择合适的算法来完成 GPS 接收机的研制。作者在后续的算法仿真工作中也充分论证了这些算法的实用性和有效性。

## 参考文献:

- [1] 张怡, 李端勇, 权元文. 弹箭与制导学报, 2002, 24(4): 10.
- [2] 王爱华, 安建平, 黄其华. 电子与信息学报, 2004, 26(4): 587.
- [3] 王伟, 徐定杰. 哈尔滨工程大学学报, 2003, 24(6): 647.
- [4] 李署坚, 任俊涛, 王丹志, 等. 航空学报, 2001, 22(增刊): 85.
- [5] Kaplan E D. GPS 原理与应用. 邱致和, 王万义译. 北京, 电子工业出版社, 2002: 83.
- [6] CAHN C R, LEIMER D K, MARSH C L, et al. IEEE TRANS. ON COMMUNICATIONS, 1977, 25(8): 834.
- [7] 张秀忠, 蔡凡, 尹燕. 江苏大学学报(自然科学版), 2006, 2(27): 156.

## Research on Signal Processing Algorithms in GPS Receivers

CAI Fan<sup>1,2</sup>, YIN Yan<sup>3</sup>, ZHANG Xiu-zhong<sup>1</sup>

(1. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030, China; 2. Graduate School of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China; 3. Department of Electronic Engineering of Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** The modern standard satellite navigation receivers are commonly based on ASICs for signal processing and fast microprocessors for application calculations. The software satellite navigation receiver is also developed in recent years. The research on software receivers becomes one trend of satellite navigation receiver. For algorithms on signal processing play an important role in satellite navigation receivers, the paper illuminates the signal processing algorithms in detail.

The GPS receiver is widely used at present. So the paper places emphasis on signal processing algorithms about GPS receiver. Signal processing algorithms include three aspects: the algorithm on signal acquisition, the algorithm on carrier tracking and the algorithm on PRN (pseudo random noise) code tracking.

In the part of signal acquisition, the method of using FFT to get the result of circular correlation is introduced. The paper carefully researches the method and discusses the derivation process of the method.

In the part of carrier tracking, the paper describes the principle of frequency locked loop(FLL) and phase locked loop (PLL) and analyzes the principle of loop filter. The method of transition from s-domain to z-domain is introduced. The computation of noise bandwidth of the loop filter are expatiated and the structures of one-step digital loop filter, two-step digital loop filter and three-step are given. Other parameters of loop filters are also given.

In the part of code tracking, delay-early locked loop (DLL) is introduced. Theoretical analysis and experiment results demonstrate the algorithms in the paper. Through the simulation testing, the performance of combination of PLL and FLL can be acknowledged.

**Key words:** GPS receiver; matched filtering method; FFT correlation method; frequency locked loop; phase locked loop; delay-early locked loop