高动态环境下GPS信号跟踪算法综述

王　伟[①]　张廷新[②]　史平彦[③]

(西安空间无线电技术研究所,西安 710000)

摘要　本文首先介绍了GPS系统的概况,高动态环境及其对GPS信号的影响,然后重点讨论了在高动态环境下信号跟踪的一些算法及其实现框图。

关键词　GPS　高动态环境　算法

1　GPS系统概况

全球定位系统(GPS)是1973年由美国国防部提出建立的新一代卫星导航定位系统,于1993年全部建成并投入使用,可为用户提供全球性的、全天候的实时定位导航信息。因此无论在军用和民用方面GPS系统都具有巨大的应用价值。

GPS系统主要由三个部分组成,即空间星座部分、地面监控部分和用户接收部分。GPS系统的空间星座部分由24颗卫星组成,其中包括3颗备用卫星。地面监控部分由分布在全球的5个地面站组成,其中包括卫星监测站、主控站和信息注入站。用户接收部分的主要任务则是接收来自GPS卫星的无线电信号,以获得必要的定位信息及观测量,并经数据处理而完成定位任务。

1.1　GPS卫星信号的结构

GPS卫星信号为扩频信号。信号中包含有三种分量:载波、伪随机码和数据码。GPS的载波使用L波段,配有两个载频L_1和L_2,L_1的中心频率为1575.42MHz,L_2的中心频率为1227.6MHz。GPS卫星信号中的伪随机码包括两种:一种是粗测和捕获用的C/A码,它的码长为1023bit,码速率为1.023MHz,是一种Gold码,因此作为扩频用码具有很强的多址工作能力,以区别不同的卫星;另一种是精测用的P码,它的码长为6.19×10^{12} bit,码速率为10.23MHz,但因美国军方对其进行了加密,所以一般用户接受不到。GPS卫星信号中数据码的码速率为50Hz,它载有卫星导航电文。

卫星信号在L_1载波上先由数据码和两种伪随机码进行模2相加,然后分别以同相和正交方式对载波进行PSK调制,其信号结构为:

$$S_{L1}(t)=A_P P_i(t)D_i(t)\cos(\omega_{L1}t+\Phi_1)+A_C C_i(t)D_i(t)\sin(\omega_{L1}t+\Phi_1) \tag{1}$$

在L_2载波上,只有P码进行双相PSK调制,其信号结构为:

① 硕士在读
② 研究员
③ 高级工程师

收稿日期:2000-01-27

$$S_{L2}(t)=A_P P_i(t) D_i(t) \cos(\omega_{L2} t+\Phi_2) \tag{2}$$

上面两式中：A_P、A_C 分别为P码和C/A码的幅度；$P_i(t)$，$C_i(t)$分别为精码和粗码；$D_i(t)$为数据码；ω_{L1}，ω_{L2}为载波 L_1 和 L_2 的角频率；Φ_1，Φ_2 为信号的起始相位。

由上两式可以看出，GPS卫星信号是先由数据码和伪随机码进行模2相加，以完成扩频；然后对载波进行相移键控(PSK)，以完成调制。

1.2 GPS信号的接收

GPS接收机在接收GPS卫星信号时，先将L波段的载频下变频至中频信号，再进行解扩、解调等处理。用户接收机在对中频信号解扩时，是利用改变本机伪随机码产生器的时序，使其与相应卫星的伪随机码时序对准，以对该卫星信号进行跟踪和锁定。这一过程称为相关接收，一般由码延时锁定环(DLL)来完成。在本地伪随机码与卫星信号中的伪随机码一致对准的过程中，可以得到两者的相位差，而此差值正是信号从卫星到接收机的传输时间，用传输时间乘以光速就是卫星到接收机之间的伪距。当我们知道了接收机到4颗卫星之间的伪距时，就可完成定位计算。

因为由码延时锁定环(DLL)输出的是数据码调制的PSK信号，所以须用载波跟踪环(PLL)来完成载波相位同步，实现解调。当本地载波环路VCO与卫星信号载波相位一致时，即可解调出GPS导航电文。在GPS接收机中一般使用Costas环作为载波跟踪环。

2 高动态环境及其对GPS信号的影响

在GPS的应用中，按照定位目标的速度我们可以将GPS接收机分为静态、中低动态和高动态三种。那么什么是高动态呢？一般定义为定位目标具有较高的速度、加速度和加加速度。按照美国GPS测距应用办公室(RAJPO)在GPS应用中所遇到的典型临界情况，即某些导弹的上边界条件，最高动态为在0.5秒内有50g的加速度斜升，即100g/s的加加速度。在一般的模拟实例中，人们经常用到两种高动态目标：一种是模拟圆周运动或转弯，此时目标的速度及其各阶导数均为正弦波形，其径向加速度为50g；另一种是模拟线性加速度，此时目标一直保持50g的加速度步长。

高动态环境下接收到的GPS信号模型可由下式表示：

$$r(n)=AC[(1+\zeta)nT_s-\xi T_P]\times\cos[(\omega_b+\omega_d)n+\Phi_0]+N(n) \tag{3}$$

其中A为接收信号的幅度；C(*)是取值为±1，速率为R的伪码信号，相对于GPS系统时间的延迟为 $\tau=\xi T_P$；$\omega_b(=2\pi f_b T_s)$ 和 $\omega_d(=2\pi f_d T_s)$ 分别是相应中频载波频率 f_b 和载波多普勒频率 f_d 的角频率，T_s 为采样间隔；Φ_0 为 $n=0$ 时刻的初始载波相位；N(n)是双边功率谱密度为 N_0 的中频高斯噪声。由于目标运动而引起的多普勒频移除使信号载波频率产生偏移外，还使伪码延时产生偏移，这时伪码的传输速率 $R=(1+\zeta)R_0$，其中 $\zeta=f_d/f_L$ 伪码延时偏移率。(f_L 为接收信号的射频频率，R_0 为无多普勒偏移时的伪码传输速率)

上述高动态环境会给*GPS*信号的接收带来许多问题，主要有：(1) 高动态使*GPS*载波产生较大的多普勒频移和频移变化率，若使用一般的载波锁相环，则载波多普勒频移常常会超出锁相环的捕获带，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，这样

就使得宽带噪声窜入,当噪声电平超过环路工作门限时,也会使载波跟踪失锁,使得 50*Hz* 的调制数据无法恢复,相应的导航电文无法获取。(2) 高动态也使得 *GPS* 信号的副载波 — 伪随机码产生动态时延和频移,使得接收机的码延时锁定环容易失锁,从而得不到伪距测量量。而且重新捕获时间加长,使得导航解发散。

3　高动态环境下的跟踪方案及算法

针对高动态环境下 *GPS* 接收机出现的上述问题,人们提出了一些解决方案:一种方案是给 *GPS* 接收机提供惯性导航系统的速率辅助(即提供多普勒频移的先验知识),使得 *GPS* 接收机能可靠工作。目前,已有惯性导航系统 + 全球定位系统(*INS*/*GPS*)的导航机出现。在这种导航机中,惯性导航系统为 *GPS* 提供速率信息,以适应高动态定位导航;*GPS* 为惯导系统提供时间标准等信息,以消去惯性陀螺因时间而累积的误差。

另一种方案是研究适合高动态环境下 *GPS* 信号跟踪的频率估计算法,将算法嵌入接收机的载波环路内,以适应高动态环境下 *GPS* 信号的接收。显然后者具有体积小、成本低、结构简单等优点。若多普勒频移能实时、准确的估计,则载波环路即能可靠跟踪,也能提供信息使码锁相环路可靠地捕获和跟踪。上述高动态环境下的问题(1)、(2) 即可解决。而且随着数字电路的迅速发展,后一方案更显示出其无可比拟的优点。

针对第二种方案,美国喷气推进实验室(*JPL*) 的 *S. Hinedi*、*W. J. Hurd*、*R. Kumar* 等人曾发表了多篇有关高动态、低信噪比环境下 *GPS* 信号跟踪算法的文章,主要涉及到的算法有:最大似然估计(*MLE*)、扩展卡尔曼滤波(*EKF*)、自动频率控制环(*AFC*)、自适应最小均方法(*ALS*) 等。下面分别予以介绍:

3.1　最大似然估计(*MLE*)

该算法的主要思想是在延时 τ 及多普勒频移 ω_d 构成的二维坐标平面上求似然函数的最大值。以此来估计时延 τ、多普勒频移 ω_d。

具体细节如下,在实际中我们接收到的信号表示为:

$$r(t) = s(t) + n(t) \tag{4}$$

其中:

$$s(t) = \mathrm{Re}\{\tilde{s}(t)\sqrt{2}\exp(j\omega_0 t)\}$$

$$\tilde{s}(t) = AP(t-\tau)\exp[j(\omega_d t + \theta)]$$

$$n(t) = Re\{\tilde{n}(t)\sqrt{2}\exp(j\omega_0 t)\}$$

而 $\tilde{n}(t)$ 为窄带高斯噪声的复包络;τ 为传输延时;ω_d 为多普勒频移;$P(t-\tau)$ 是伪码;θ 为信号的相位;ω_0 为载波相位;A 为信号幅度。

针对 $r(t)$ 中的可变参数(A、θ、τ、ω_d),我们在一个观察时间 T 内求得最大似然函数为:

$$L(\tau, \omega_d) = \frac{1}{N_0}\left|\int_{\frac{-T}{2}}^{\frac{T}{2}} \tilde{r}(t)P(t-\tau)\exp(-j\omega_d t)\,dt\right|^2 \tag{5}$$

式中 N_0 是决定估计器效率的一个常参数,其它参数意义同上。

显然由表达式可以看出:最大似然函数 $L(\tau、\omega_d)$ 为在二维坐标(τ、ω_d)构成的平面上的一

个函数,它可以由在(τ、ω_d)平面上同时求码相关及傅立叶变换来实现。在(τ、ω_d)平面上求似然函数 $L(\tau$、$\omega_d)$的最大值所对应的 τ、ω_d,即完成了对延时 τ、多普勒频移 ω_d 估计。

1993年加拿大的W.Zhuang在IEEE AES上发表文章,提出了对该算法的改进。他将似然函数表达为下面的形式:

$$
\begin{aligned}
L(\xi,\omega_d) &= \frac{1}{N_0}\left|\sum_{n=0}^{N-1} r(n)C[(1+\zeta)nT_s-\xi T_P]\exp[j(\omega_b+\omega_d)n]\right|^2 \\
&= \frac{1}{N_0}\left\{\sum_{n=0}^{N-1} r(n)C[(1+\zeta)nT_s-\xi T_P]\times\cos[(\omega_b+\omega_d)n]\right\}^2 \\
&\quad+\frac{1}{N_0}\left\{\sum_{n=0}^{N-1} r(n)C[(1+\zeta)nT_s-\xi T_P]\times\sin[(\omega_b+\omega_d)n]\right\}^2 \qquad (6)
\end{aligned}
$$

式中符号含义同(3)式和(4)式。他认为输入信号参数 ξ、ω_d 的估计值可以通过输入信号的采样值 $r(n)$与本地信号的同相和正交分量的非协同相关得到。本地同相信号为:

$$C[(1+\hat{\zeta})nT_s-\hat{\xi}T_p]\cos[(\omega_b+\hat{\omega}_d)n] \qquad (7)$$

本地正交信号为:

$$C[(1+\hat{\zeta})nT_s-\hat{\xi}T_p]\sin[(\omega_b+\hat{\omega}_d)n] \qquad (8)$$

用 $\hat{\zeta}T_P$ 和 $\hat{\omega}_d$ 在各自范围内扫描,直到 $L(\xi,\omega_d)$出现最大值。而似然函数的最大值所对应的 ξT_P、ω_d 即为延时和多普勒频移。

上述算法在获得了延时 τ、多普勒频移 ω_d 的估计值后,即可通过滤波调整本地伪码发生器和载波VCO来完成接收信号的跟踪,实现解扩和解调。该算法估计精度高,但比较复杂,适用于超高动态目标的跟踪。

3.2 扩展卡尔曼滤波(EKF)

扩展卡尔曼滤波是一种非最佳估计器。它的具体算法如下:

设接收到的信号为:

$$\vec{r}(k)=\begin{bmatrix} r_I(k) \\ r_Q(k)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} A\sin(\theta(k)) \\ A\cos(\theta(k))\end{bmatrix}+\vec{n}(k) \qquad (9)$$

这里我们已经对输入信号采取了同相和正交采样处理。k为离散时间、$\theta(k)$为接收信号的相位、A为接收信号的幅度、$\vec{n}^T(k)=[n_I(k),n_Q(k)]$为零均值高斯噪声矢量。

对上式我们可以列出扩展卡尔曼滤波的状态方程:

$$\theta(k)=I^TX(k) \qquad (10)$$

$$X(k+1)=\Phi X(k)+\vec{v}(k) \qquad (11)$$

其中 $I^T=[1,0,\cdots,0]$;Φ为传输矩阵;$\vec{v}(k)$为策动噪声矢量,它是由目标的动态而引起的随机噪声;$X(k)$为状态矢量,对一个四阶扩展卡尔曼滤波其状态矢量可设为:

$$X^T(k)=[\theta(k),\omega_0(k),\omega_1(k),\omega_2(k)] \qquad (12)$$

式中 $\omega_0(k)$,$\omega_1(k)$,$\omega_2(k)$分别为 $\theta(k)$的各阶导数,其能准确的反映出高动态环境。对 $\theta(k)$,$\omega_0(k)$,$\omega_1(k)$,$\omega_2(k)$进行泰勒展开并代入(10)、(11)式可得:

$$\Phi=\begin{bmatrix}1 & T_s & T_s^2/2 & T_s^3/6\\0 & 1 & T_s & T_s^2/2\\0 & 0 & 1 & T_s\\0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\tag{13}$$

$$Q=\frac{N_y}{2}T_s\begin{bmatrix}T_s^6/252 & T_s^5/72 & T_s^4/30 & T_s^3/24\\T_s^5/72 & T_s^4/20 & T_s^3/8 & T_s^2/6\\T_s^4/30 & T_s^3/8 & T_s^2/3 & T_s/2\\T_s^3/24 & T_s^2/6 & T_s/2 & 1\end{bmatrix}\tag{14}$$

上式中的 Q 矩阵为策动噪声矢量 $\vec{v}(k)$ 的协方差矩阵。而扩展卡尔曼滤波的观察方程即为式(9),再写如下:

$$Z(k)=\vec{h}[X(k)]+\vec{n}(k)=\begin{bmatrix}A\sin\theta(k)\\A\cos\theta(k)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}n_I(k)\\n_Q(k)\end{bmatrix}\tag{15}$$

式中的 $\vec{n}(k)$ 为测量噪声矢量,在扩展卡尔曼滤波中设为白序列,其协方差矩阵为 R。将上述代入扩展卡尔曼滤波公式:

$$\hat{X}(k/k)=\hat{X}(k/k-1)+L(k)[\vec{r}(k)-\vec{h}(\hat{X}(k/k-1))]\tag{16}$$

$$\hat{X}(k+1/k)=\Phi\hat{X}(k/k)\tag{17}$$

$$\Omega(k)=H^T(k)P(k/k-1)H(k)+R\tag{18}$$

$$L(k)=P(k/k-1)H(k)\Omega^{-1}(k)\tag{19}$$

$$P(k/k)=P(k/k-1)-P(k/k-1)H(k)\Omega^{-1}(k)H^T(k)P(k/k)\tag{20}$$

$$P(k+1/k)=\alpha^2\Phi P(k/k)\Phi^T+Q\tag{21}$$

这里 α 是一个大于1的权系数,它决定着扩展卡尔曼滤波的收敛性。

式中: $H^T(k)=\frac{\partial}{\partial X}\vec{h}(X)\mid_{X=\hat{X}(k/k-1)}$; $\vec{h}[X(k)]=\begin{bmatrix}\sin[I^TX(k)]\\\cos[I^TX(k)]\end{bmatrix}$ (22)

对上述扩展卡尔曼滤波公式进行循环运算,即可得到对 $\theta(k),\omega_0(k),\omega_1(k),\omega_2(k)$ 的估计值。用此估计值经滤波后可调整载波 VCO 以完成载波跟踪。该算法估计精度高,但结构复杂。

3.3 自动频率控制环(AFC)

自动频率控制环(AFC)在实际中使用的有三种环:交叉积 AFC(CPAFC)、交叠离散傅立叶变换 AFC(ODAFC)和频率扩展卡尔曼滤波(EFKF)。下面分别予以介绍:

(1) 交叉积 AFC(CPAFC)

设接收到的信号如3.2节中的已采样信号:

$$\vec{r}(k)=\begin{bmatrix}r_I(k)\\r_Q(k)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}I(k)\\Q(k)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}n_I(k)\\n_Q(k)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}A\sin\theta(k)\\B\cos\theta(k)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}n_I(k)\\n_Q(k)\end{bmatrix}\tag{23}$$

这里 $I(k)$,$Q(k)$ 为信号的同相和正交分量,$n_I(k)$、$n_Q(k)$ 为零均值高斯噪声矢量 $\vec{n}(k)$ 的同相和正交分量。其它参数意义同3.2节。

对同相和正交信号进行叉积并经低通滤波可得：

$$V(k) = I(k-1)Q(k) - Q(k-1)I(k) = -A^2\sin[\Delta\theta(k)] \tag{24}$$

其中 $\Delta\theta(k)=\theta(k)-\theta(k-1)$，它能反映出频率变化的信息，即多普勒信息。所以可将 $V(k)$ 经过一个滤波器滤波，然后来调整载波 VCO 以完成载波跟踪。

(2) 交叠离散傅立叶变换 AFC(ODAFC)

在交叉积 AFC 中的叉积过程可以用 2 点离散傅立叶变换(DFT)来实现。所以可以选择在动态跟踪时能较好地去除干扰的 N 值，使用 N 点 DFT 来实现鉴频，完成在高动态下载波的跟踪。但它输出的是频率估计的误差值，而非我们想要的频率实际值。

(3) 频率扩展卡尔曼滤波(EFKF)

设接收到的信号为：

$$\vec{r}(k) = \begin{bmatrix} r_I(k) \\ r_Q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A\sin(\theta(k)) \\ B\cos(\theta(k)) \end{bmatrix} + \vec{n}(k) \tag{25}$$

公式中符号的含义同 3.2 节。对上式进行叉积可得：

$$Z_I(k) = r_I(k)r_Q(k-1) - r_Q(k)r_I(k-1) = \sin[\Delta\theta(k)] + n'_I(k) \tag{26}$$

$$Z_Q(k) = r_I(k)r_I(k-1) + r_Q(k)r_Q(k-1) = \cos[\Delta\theta(k)] + n'_I(k) \tag{27}$$

式中：

$$\begin{aligned} n'_I(k) = {} & n_I(k-1)\sin\theta(k) + n_Q(k)\cos\theta(k-1) \\ & + n_I(k-1)n_Q(k) - n_Q(k-1)\cos\theta(k) \\ & - n_I(k)\sin\theta(k-1) - n_I(k)n_Q(k-1) \end{aligned} \tag{28}$$

$$\begin{aligned} n'_Q(k) = {} & n_Q(k-1)\sin\theta(k) + n_Q(k)\sin\theta(k-1) \\ & + n_Q(k)n_Q(k-1) + n_Q(k-1)\cos\theta(k) \\ & + n_I(k)\cos\theta(k-1) + n_I(k)n_I(k-1) \end{aligned} \tag{29}$$

$$\Delta\theta(k) = \theta(k) - \theta(k-1) \tag{30}$$

由(26)、(27)式可见经过叉积后，式中已没有相位信息，而只剩相位差信息 $\Delta\theta(k)$，而此信息中正含有我们所要的多普勒信息。针对叉积后的式子，我们列出扩展卡尔曼滤波的状态方程：

$$\Delta\theta(k) = I^T X(k);\ I^T = [1,0,\cdots,0] \tag{31}$$

$$X(k+1) = \Phi X(k) + \vec{v}(k) \tag{32}$$

这里 $\vec{v}(k)$ 为策动噪声矢量，Φ 为传输矩阵。针对 2 阶频率扩展卡尔曼滤波，我们可设状态矢量为：

$$X^T(k) = [\Delta\theta(k) \quad \Delta\omega(k)] \tag{33}$$

式中 $\Delta\omega(k)$ 为 $\Delta\theta(k)$ 的一阶导数。

而 2 阶频率扩展卡尔曼滤波的量测方程即为式 3－13：

$$Z(k) = \vec{h}[X(k)] + \vec{n}'(k) = \begin{bmatrix} \sin[\Delta\theta(k)] \\ \cos[\Delta\theta(k)] \end{bmatrix} + \vec{n}'(k) \tag{34}$$

$\vec{n}'(k)$ 为测量噪声矢量。将 $\Delta\theta(k)$，$\Delta\omega(k)$ 用泰勒展开可得：

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & T_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{35}$$

$$Q = \sigma_y^2 T_s^2 \begin{bmatrix} T_s^2/3 & T_s/2 \\ T_s/2 & 1 \end{bmatrix} \tag{36}$$

式中符号同 3.2 节。将上述代入扩展卡尔曼滤波公式(16)～(21)式,即可得到对 $\Delta\theta(k)$, $\Delta\omega(k)$的估计值,将此估计值经滤波后可调整载波 VCO 以跟踪信号。

上述三种自动频率控制环的实时性较好,结构较简单,但估计误差较大。

3.4 自适应最小均方算法(ALS)

该算法包括快速频率获取 ALS 和差分抽样快速频率获取 ALS,它们是由 JPL 实验室的 R. Kumar 提出的。下面分别予以介绍:

(1) 快速频率获取 ALS

设接收到的经过采样的同相和正交信号分别为:

$$\begin{aligned} I(k) &= A\sin(\omega t_k + \Phi) + n_{ik} \qquad k = 1,2\cdots \\ Q(k) &= A\cos(\omega t_k + \Phi) + n_{qk} \end{aligned} \tag{37}$$

这里 ω 是要估计的频率;t_k 为采样时间;n_{ik}, n_{qk}分别为零均值高斯矢量$\vec{n}(k)$的同相和正交分量;A 为信号幅度。

对上述两式分别进行泰勒展开可得:

$$\begin{bmatrix} I(K) \\ Q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A\sin\Phi & A\cos\Phi\cdot\omega & -\frac{A\sin\Phi}{2!}\omega^2\cdots & \frac{A\sin\Phi}{(n-1)!}\omega^{n-1} \\ A\cos\Phi & -A\sin\Phi\cdot\omega & \frac{A\cos\Phi}{2!}\omega^2\cdots & \frac{A\cos\Phi}{(n-1)!}\omega^{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ t_k \\ t_k^2 \\ \vdots \\ t_k^{n-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{ik} \\ n_{qk} \end{bmatrix} \tag{38}$$

列出观测方程:

$$Z(k) = \Theta X(k) + \vec{n}(k) \tag{39}$$

对比式(38)和式(39)可见:$Z^T(k) = [I(k)\ \ Q(k)]$是观测矩阵;$\vec{n}^T(k) = [n_{ik} n_{qk}]$是噪声矩阵;$\Theta$ 是未知参数矩阵,其中含有我们所感兴趣的频率 ω;$X^T(k) = [1\ \ t_k\ t_k^2 \cdots\ t_k^{n-1}]$是观察状态矢量。根据最小均方法(即最小二乘法)我们可以从观测值 $Z(k)$得到含有待估计参数矩阵 Θ 的估计值$\hat{\Theta}$。

$$\hat{\Theta} = \left(\sum_{j=1}^{N} X(j) X^T(j) \lambda^{N-j}\right)^{-1} \left(\sum_{j=1}^{N} X(j) Z^T(k) \lambda^{N-j}\right) \tag{40}$$

上式中的 λ 为一个 $0-1$ 间的权系数。从 $\hat{\Theta}$ 中我们可以得到 ω 的估计值$\hat{\omega}$:

$$\hat{\omega} = \{(\hat{\Theta}^{21})^2 + (\hat{\Theta}^{22})^2\}^{1/2} A^{-1} \tag{41}$$

其中 $\hat{\Theta}^{ij}$为$\hat{\Theta}$ 矩阵中的第 i, j 个元素。在得到了频率的估计值之后,将其经过滤波调整载波 VCO 即可完成载波跟踪。

(2) 差分抽样快速频率获取 ALS

该算法是对上述快速频率获取 ALS 算法的改进,两者的不同在于它不是 $I(k)$, $Q(k)$进行泰勒展开,而是对其差分形式进行泰勒展开,如下式:

$$y(k)=I(k)-I(k-1)=\omega\Delta t_k Q(k-1)-\frac{1}{2!}\omega^2(\Delta t_k)^2 I(k-1)+\cdots+\eta(k) \tag{42}$$

$$z(k)=Q(k)-Q(k-1)=-\omega\Delta t_k I(k-1)-\frac{1}{2!}\omega^2(\Delta t_k)^2 Q(k-1)+\cdots+\xi(k) \tag{43}$$

式中 $n(k)$,$\xi(k)$为高阶剩余量。得到上式后,我们再列出观测方程:

$$Z(k)=\Theta X(k)+\vec{n}(k) \tag{44}$$

剩下的步骤同快速频率获取 ALS 算法一样。

这两种算法的估计精度高,性能优良,但结构复杂。

以上是对高动态、低信噪比环境下的一些频率估计算法的说明。在此种环境下算法的估计性能可由两个参数表示,即估计无误情况下的载波噪声比的最低门限 CNR(dBHz)和在低信噪比环境下的估计误差 RMS(Hz)。

下面我们列表对上述算法进行比较:

表1

算法	门限(dBHz)	RMS误差(Hz)		相位估计	频率变化率估计	复杂性
		23dBHz	26dBHz			
MLE	23.0	7.0	1.0	无	有	6
EKF	23.9	3.5	2.2	有	有	5
CPAFC	24.7	60.0	31.0	无	有	2
ODAFC	22.5	17.0	9.0	无	无	3
FEKF	22.5	36.0	22.5	无	有	4
DPLL	25.7	20.0	12.0	有	无	1

从上表可以看出,这些算法各有优缺点。针对高动态、低信噪比环境下的 GPS 数字接收机可设计为如下框图。在图中我们将多普勒频移的估计值经载波辅助反馈给解扩电路,以完成高动态环境下的信号解扩;将多普勒频移的估计值经滤波后控制载波 NCO 以完成高动态环境下的信号解调。

4 小结

上面我们讨论了 GPS 系统的构成、GPS 信号的结构及 GPS 接收的原理,然后重点讨论了高动态对 GPS 信号接收的影响及处理这一影响的一些方案和算法,并在算法之间作了比较。加强在高动态 GPS 接收方面的研究,必将对提高我国在导航定位技术方面有重要的作用。

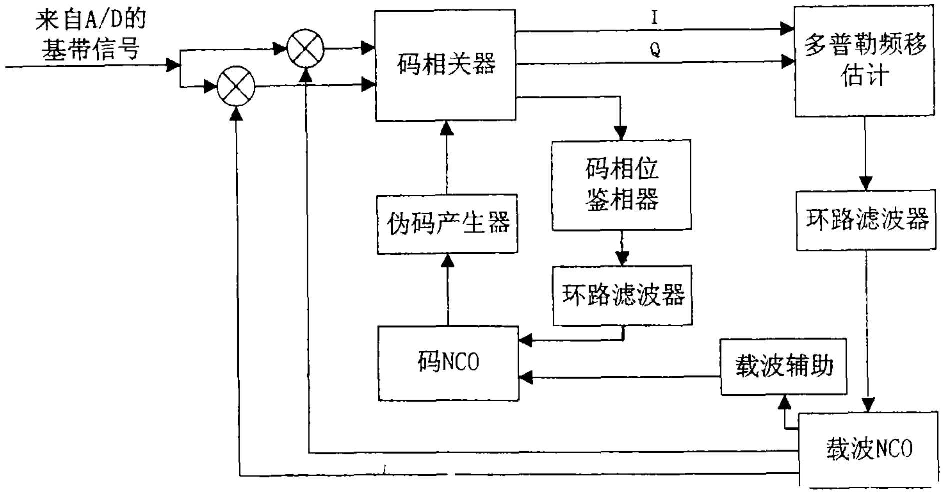

图 1

参考文献

1　孙礼,王银锋.GPS 信号捕获与跟踪策略确定及实现．北航学报 No.2 1999

2　李小民,刘晖,郑利龙.一种高动态环境 GPS 信号的跟踪方法及实现.遥测遥感.1999.3

3　Hurd W, Statman J I. High dynamic GPS receiver using maximum likelihood estimation and frequency tracking. IEEE Trans on AES Juiy, 1987

4　Natali F D. AFC tracking algorithms. IEEE Trans on COM Aug, 1984

5　Aguirre S, Hinedi S. Two novel automatic frequency tracking loops. IEEE Trans on AES Sep, 1989

6　kumar R. Fast frequency acquisition via adaptive least squares algorithm. In Proceedings of the International Telemetering Conference, Oct, 1986

7　kumar R. Differential sampling for fast frequency acquisition via adaptive least squares algorithm. In Proceedings of the International Telemetering Conference Oct, 1987

8　Zhuang W. Digital baseband processer for GPS receiver－Modeling and Simulations. IEEE Trans on AES Oct, 1993

9　Hinedi S, statman J I. High dynamic GPS tracking. N89－20113