

一种高动态、弱信号 GPS 比特同步方法

李新山* 郭伟 谢先斌

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

摘要: 为了实现高动态、弱信号条件下的GPS信号的比特同步, 该文提出了一种基于差分相干累加的比特同步方法, 简称差分累加法。该方法将一个导航数据比特周期内的复相干积分值与间隔为整数位导航数据比特长度的相应值进行差分相干累加后再进行非相干累加作为统计量, 计算20个候选位置的值, 最大值对应的差分相干累加起始位置即为导航数据比特边界位置, 从而实现比特同步。仿真结果表明, 差分累加法适合高动态、弱信号GPS比特同步。

关键词: GPS; 弱信号; 高动态; 比特同步; 差分累加

中图分类号: TN967.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)10-2521-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00270

A GPS Bit Synchronization Method for High-dynamic and Weak Signal

Li Xin-shan Guo Wei Xie Xian-bin

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications,
University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: In order to achieve bit synchronization of high-dynamic and weak GPS signal, a bit synchronization method based on differential coherent accumulation is proposed, called differential accumulation method. With this method, every one of complex samples after coherent integration within a navigation data bit period is multiplied with the conjugated of the previous corresponding sample that the interval between them is an integer number of navigation data bit length and the product is accumulated, and then non-coherent accumulated as a statistic to calculate the value of the 20 candidate locations, the starting position of differential coherent accumulation corresponds with the largest value is determined as navigation data bit boundary position to perform bit synchronization. Simulation results show that the differential accumulation method is suitable for high-dynamic, weak GPS signal bit synchronization.

Key words: GPS; Weak signal; High-dynamic; Bit synchronization; Differential accumulation

1 引言

在GPS系统中, L1波段上调制的C/A码周期为1ms, 调制的导航数据比特长度为20ms, 当初步捕获到卫星信号之后, 为了后续的信号跟踪、导航数据解调以及伪距测量, 必须确定导航数据比特跳变的位置, 实现比特同步。

现有GPS接收机中广泛采用直方图法进行比特同步^[1,2]。该方法对相关器输出的相邻积分值的符号变化进行计数, 共有20个候选位置, 经过一段时间的统计, 如果在某个位置的符号变化次数明显大于其他位置, 则认为该位置为比特边界。该方法对相

关器输出的符号进行硬判决, 当本地再生的载波频率存在较大误差时, 即使处于同一导航数据比特内的相邻积分值的符号也会因为频率偏移产生的相位旋转而发生变化, 因而不适合高动态条件下的比特同步, 同时由于该方法只利用比特跳变边界相邻的两个C/A码周期的能量, 因此低信噪比时同步性能差。文献[3]改进了直方图法, 通过合理地选取门限值提升了同步性能, 但仍然无法应用于高动态及弱信号下的比特同步。

文献[4]提出了一种比特同步算法, 本文中我们称它为比特能量法。该方法计算20个比特跳变候选位置的导航数据比特的信号能量, 选择比特能量最大的位置作为比特边界。比特能量法充分利用了导航数据比特的能量, 适用于低信噪比的情况, 其性能比直方图法大有提高。仿真表明^[4]该方法在载噪比为20dB-Hz时仍能保持较低的错误概率。然而

2011-03-23收到, 2011-06-27改回

国家973计划项目(2009CB320405)和国家科技重大专项(2010ZX03005-002)资助课题

*通信作者: 李新山 xsli@163.com

该方法同样对频率偏移敏感,不适合高动态条件下的比特同步。

随着移动电话、汽车、弹道导弹和巡航导弹中GPS接收机的广泛应用^[5,6],必须研究高动态、弱信号条件下的比特同步。针对该问题,本文提出了一种基于差分相干累加的比特同步方法,简称差分累加法。我们将一个导航数据比特周期内的复相干积分值与间隔为整数位导航数据比特长度的相应值进行差分相干累加后再进行非相干累加作为统计量,计算20个候选位置的值,最大值对应的差分相干累加起始位置即为导航数据比特边界位置,从而实现比特同步。由于该统计量只与两个对应复相干积分值的二次相位差分有关,因而对接收机高速移动或时钟漂移引起的频率偏移不敏感,提高了大频偏下的比特同步性能。同时,通过非相干累加增加了处理增益,提高了算法的灵敏度。

2 信号模型

设GPS信号经捕获后由相关器输出的1ms复相干积分值为^[7,8]

$$X_n = b_n R(\Delta\tau) \text{sinc}(f_0 T_c + \alpha n T_c^2) A_n \times \exp \left\{ j \left[2\pi \left(f_0 n T_c + \frac{1}{2} \alpha n^2 T_c^2 \right) + \phi_0 \right] \right\} + w_n \quad (1)$$

其中 X_n 为相关器输出的样本编号为 n 的复相干积分值; $b_n = \pm 1$ 为未知的导航数据比特; $R(\Delta\tau)$ 为自相关函数; $\Delta\tau$ 为接收码与本地码之间的偏移时间; $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / \pi x$ 为辛格函数; f_0 为初始频偏; α 为多普勒速率,单位为Hz/s; T_c 为相干积分时间,本文设为1ms,从而相关器输出的样本率为1kHz; A_n 为信号幅度; ϕ_0 为初相位; w_n 为实部和虚部相互独立、均值为零、方差为1的复高斯白噪声。

式(1)中考虑了输入信号与本地信号之间的频率偏移,其大小为

$$\Delta f_n = f_0 + \alpha n T_c \quad (2)$$

通常,当相关器进行1ms的相干积分时,频率搜索步长为500Hz,容许的最大频率偏移为 ± 250 Hz。考虑到采用平均相关技术^[9]进行捕获后相干积分值中C/A码的偏移时间很小,此时 $R(\Delta\tau) \approx 1$ 。同时考虑到当最大频率偏移 $\Delta f = \pm 250$ Hz时,由于频率偏移造成的衰减只有 $20 \lg[\text{sinc}(\Delta f T_c)] = -0.9$ dB,本文在后续的分析中忽略自相关函数和频率偏移对复相干积分值幅度的影响。设信号幅度 $A_n = A$ 为常数,采用以下简化的信号模型:

$$X_n = b_n A \exp \left\{ j \left[2\pi \left(f_0 n T_c + \frac{1}{2} \alpha n^2 T_c^2 \right) + \phi_0 \right] \right\} + w_n \quad (3)$$

式(3)中,令

$$\Theta_n = 2\pi \left(f_0 n T_c + \frac{1}{2} \alpha n^2 T_c^2 \right) + \phi_0 \quad (4)$$

表示复相干积分值中信号的相位角,则式(3)可以进一步简化为

$$X_n = b_n A \exp(j\Theta_n) + w_n \quad (5)$$

3 算法推导与性能分析

设相关器第 n 个输出值与间隔为 i 个导航数据比特长度的第 $n-20i$ 个输出值之间的共轭乘积为

$$Y_n^i = X_n X_{n-20i}^* = b_n b_{n-20i}^* A^2 e^{j(\Theta_n - \Theta_{n-20i})} + b_n A e^{j\Theta_n} w_{n-20i}^* + b_{n-20i}^* A e^{-j\Theta_{n-20i}} w_n + w_n w_{n-20i}^* \quad (6)$$

由式(6)可以看出,公式右边的第1项为信号项,另外3项为噪声项。没有比特跳变时,第1项中两个相干积分值信号之间的相位差为

$$\Delta\Theta_n^i = \Theta_n - \Theta_{n-20i} = 2\pi \left[\left(20if_0 T_c + \frac{1}{2} \alpha (40ni - 400i^2) T_c^2 \right) \right] \quad (7)$$

若存在比特跳变,则相应的相位差为

$$\Delta\Theta_n^i = \Theta_n - \Theta_{n-20i} = 2\pi \left[\left(20if_0 T_c + \frac{1}{2} \alpha (40ni - 400i^2) T_c^2 \right) \right] + \pi \quad (8)$$

一个导航数据比特周期内差分相干值信号项相干累加时的相位关系如图1所示。

由图1容易看出,若一个导航数据比特周期内相干累加的共轭乘积之间没有比特跳变,则相干累加值的信号幅度将达到最大值,即相干累加值的信号幅度只与20个共轭乘积的相位差有关,也就是与相关器输出的复相干积分值的二次相位差分有关,从而消除了初始频偏对相干累加值信号幅度的影响,故采用一个导航数据比特周期内差分相干值的相干累加结果作为检验统计量时不受初始频偏的影响,该方法适应大频偏下的比特同步。同时,经过相干累加和非相干累加处理后适合低信噪比条件下的比特同步。

设待处理的数据长度为 N 位导航数据比特,对20个可能的比特跳变位置先在一个导航数据比特

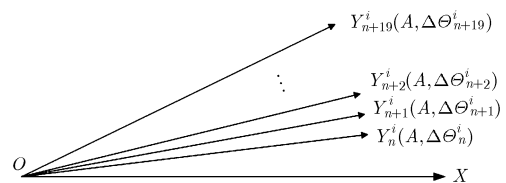


图1 一个导航数据比特周期内差分相干值信号项相干累加时的相位关系图

周期内进行共轭相乘并相干累加后再进行非相干累加得检验统计量：

$$Z_{iklp} = \sum_{i=1}^M \sum_{k=i}^{N-2} \left| \sum_{l=1}^{20} Y_{20k+l+p}^i \right|, p = 0,1,2,\dots,19 \quad (9)$$

其中 p 为 20 个可能的比特跳变位置，若 p 为比特跳变位置，则有 $b_{p+1} = b_{p+2} = b_{p+3} = \dots = b_{p+20}$ 。 i 为共轭相乘的两个相关输出值间隔的导航数据位数，其最大值取为 M 。求出 Z_{iklp} 中的最大值对应的差分相干累加起始位置作为比特跳变位置的估计，即

$$\hat{p} = \arg \max_p Z_{iklp} \quad (10)$$

对应的比特同步框图如图 2 所示。

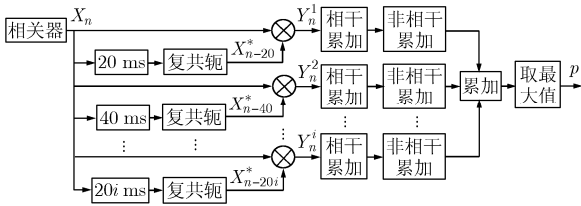


图 2 基于差分累加法的比特同步框图

首先分析差分相干项。将式(6)重新定义如下：

$$\begin{aligned} Y_n^i &= b_n b_{n-20i} A^2 e^{j(\Theta_n - \Theta_{n-20i})} + b_n A e^{j\Theta_n} w_{n-20i}^* \\ &\quad + b_{n-20i} A e^{-j\Theta_{n-20i}} w_n + w_n w_{n-20i}^* \\ &\triangleq S_n^i + N1_n^i + N2_n^i + N3_n^i \end{aligned} \quad (11)$$

其中第 1 项为信号项，其他 3 项为噪声项，其值分别为

$$\begin{aligned} S_n^i &= A^2 b_n b_{n-20i} e^{j(\Theta_n - \Theta_{n-20i})} \\ &= A^2 b_n b_{n-20i} e^{j\{2\pi[20f_0iT_c + 10\alpha i(2n-20i)T_c^2]\}} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} N1_n^i &= A b_n e^{j\Theta_n} w_{n-20i}^* \\ &= A b_n e^{j\{2\pi[f_0nT_c + (1/2)\alpha n^2T_c^2]\}} w_{n-20i}^* \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} N2_n^i &= A b_{n-20i} e^{j\Theta_{n-20i}} w_n^* \\ &= A b_{n-20i} e^{j\{2\pi[f_0(n-20i)T_c + (1/2)\alpha(n-20i)^2T_c^2]\}} w_n^* \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} N3_n^i &= w_n w_{n-20i}^* = (w_{I,n} + jw_{Q,n})(w_{I,n-20i} \\ &\quad - jw_{Q,n-20i}) = w_{I,n}w_{I,n-20i} + w_{Q,n}w_{Q,n-20i} \\ &\quad + j(w_{Q,n}w_{I,n-20i} - w_{I,n}w_{Q,n-20i}) \end{aligned} \quad (15)$$

$N1$ 和 $N2$ 服从均值为零的复高斯分布，其方差分别为

$$\sigma_{N1_n^i}^2 = E\{N1_n^i - E\{N1_n^i}\}^2\} = A^2\sigma_w^2 \quad (16)$$

$$\sigma_{N2_n^i}^2 = E\{N2_n^i - E\{N2_n^i}\}^2\} = A^2\sigma_w^2 \quad (17)$$

$N3$ 服从正态乘积分布，其方差为^[8]

$$\sigma_{N3_n^i}^2 = E\{N3_n^i\}^2 = \sigma_w^4 \quad (18)$$

$N3$ 经过 20 次累加后其分布趋近为高斯分布。

设差分相干项在一个导航数据比特长度内进行相干累加后的累积量为

$$Z_{lp}^i = \sum_{l=1}^{20} Y_{n+l+p}^i \quad (19)$$

该累积量的实部和虚部均服从高斯分布，从而其包络 $|Z_{lp}^i|$ 服从式(20)定义的莱斯分布^[10]：

$$p(z) = \begin{cases} \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{z^2+S^2}{2\sigma_n^2}\right)} I_0\left(\frac{zS}{\sigma_n^2}\right), & z \geq 0 \\ 0, & z < 0 \end{cases} \quad (20)$$

其中 z 表示随机变量的值； σ_n^2 表示均方根噪声功率； S 表示信号幅度均方根值； $I_0(zS/\sigma_n^2)$ 表示零阶修正的贝塞尔函数。

(1) 当 p 为比特跳变位置时，容易求得信号幅度均方根值为

$$\begin{aligned} S_{lp}^i &= \left| \sum_{l=1}^{20} A^2 b_{n+l+p} b_{n-20i+l+p} e^{j\{2\pi[20f_0iT_c + 10\alpha i(2n+2l+2p-20i)T_c^2]\}} \right| \\ &= A^2 \left| \sum_{l=1}^{20} e^{j40\pi\alpha iT_c^2} \right| = A^2 \left| \frac{1 - e^{j800\pi\alpha iT_c^2}}{1 - e^{j40\pi\alpha iT_c^2}} \right| \end{aligned} \quad (21)$$

由式(21)可以看出经过累加后的信号包络与初始频偏大小无关，而只与多普勒速率有关。

均方根噪声功率为

$$\begin{aligned} \sigma_{n_{lp}^i}^2 &= \frac{1}{2} \sum_{l=1}^{20} (\sigma_{N1_{n+l+p}^i}^2 + \sigma_{N2_{n+l+p}^i}^2 + \sigma_{N3_{n+l+p}^i}^2) \\ &= 20A^2\sigma_w^2 + 10\sigma_w^4 \end{aligned} \quad (22)$$

(2) 当 p 不为比特跳变位置时，若存在 $b_{n+l+p} b_{n-20i+l+p} \neq 1$ ，则 Z_{lp}^i 的信号幅度均方根值为

$$S_{lp}^i = A^2 \left| \sum_{l=1}^{20} b_{n+l+p} b_{n-20i+l+p} e^{j40\pi\alpha iT_c^2} \right| \quad (23)$$

否则， Z_{lp}^i 的信号幅度均方根值同式(21)。

均方根噪声功率与比特跳变无关，同式(22)。

设 P 为假设的比特跳变位置与实际比特跳变位置的间隔时间， $P = 0,1,2,\dots,10$ ms。当 i 值较小时， Z_{iklp} 的幅度分布可认为是多个相同莱斯分布的和分布，目前尚无法求出该分布的分布函数以及概率密度函数的闭式解^[11]。但在弱信号条件下，由于信号的累积通常需要 1 s 以上，累加次数比较大，由中心极限定理，我们假定 Z_{iklp} 近似服从正态分布。

当 $P = 0$ 时，其均值和方差分别为

$$E(Z_{iklp}) = \frac{1}{2} M(2N - M - 3) \times S_{lp}^i \quad (24)$$

$$D(Z_{iklp}) = \frac{1}{2} M(2N - M - 3) \times \sigma_{n_{lp}^i}^2 \quad (25)$$

当 $P \neq 0$ 时，由于 $b_{n+l+p} b_{n-20i+l+p}$ 在累积期间发

生符号变化的概率为 0.5。相应的均值表达式为

$$E(Z_{iklp}) = \frac{1}{4} M(2N - M - 3) \times (S_p^i + S_p^j) \quad (26)$$

同步性能通常由边缘检测率(EDR)这个指标来进行评估,边缘检测率表示在多次检测试验中正确检测到比特边缘的概率,它是载噪比(C/N_0)的函数^[12]。设 $p=0$ 为比特跳变位置,边缘检测率为

$$P_d = P\left\{Z_{iklp}|_{p=0} > \max\left(Z_{iklp}|_{p=1,2,\dots,19}\right)\right\} \quad (27)$$

设变量 $U = \max(Z_{iklp}|_{p=1,2,\dots,19})$ (即 19 个存在比特跳变的统计量中幅度最大的 Z_{iklp}), 可得

$$\begin{aligned} P_d &= \int_{-\infty}^{+\infty} f_{Z_0}(v) \int_{-\infty}^v f_U(u) du dv \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} f_{Z_0}(v) \prod_{p=1}^{19} F_{Z_p}(v) dv \end{aligned} \quad (28)$$

其中 f_{Z_0} 和 f_U 分别表示比特跳变位置检验统计量和变量 U 的概率密度函数; F_{Z_p} , $p=1,2,\dots,19$, 为非跳变位置的检验统计量的分布函数。

相应的虚警概率为

$$P_{fa} = P\left\{Z_{iklp}|_{p=0} < \max\left(Z_{iklp}|_{p=1,2,\dots,19}\right)\right\} = 1 - P_d \quad (29)$$

4 仿真结果与分析

由于无频偏时比特能量法在弱信号时具有优异的比特同步性能,在仿真实验中我们选择它与差分累加法进行比较。通过统计仿真方法得到差分累加法与比特能量法的边缘检测率,同时给出差分累加法边缘检测率的理论分析值。信号模型由式(3)给出。GPS C/A 码信号经相关器解扩后的信号带宽是 1 kHz。噪声为复高斯白噪声,实部和虚部相互独立,均值为 0,方差均为 1。初始相位 $\phi_0 = 0$ 。为了仿真各种弱信号条件下的载噪比,通过式(30)对信号幅度进行调整^[12]:

$$A = \left(2T_c 10^{\frac{C/N_0}{10}}\right)^{1/2} \quad (30)$$

其中 C/N_0 为载噪比,单位为 dB-Hz。当信号幅度 $A=1$ 时,相当于 $C/N_0 = 27$ dB-Hz。

首先,我们对式(9)中不同 i 值对比特同步探测性能的影响进行仿真。设被测信号载噪比为 $C/N_0 = 24$ dB-Hz,数据长度为 50 个导航数据比特,仿真次数为 10000 次,不同的初始频偏和多普勒速率下的仿真结果如图 3 所示。

从图 3 可以看出:当多普勒速率为零时,增大 i 值将不断增加边缘检测率。若存在较大的多普勒速

率,边缘检测率随着 i 值的不断变大将出现先上升后下降的现象。参照式(21)和式(23)可知,当 i 取值较小时,累积量 Z_p^i 中的信号幅度增益可近似认为不随 i 的取值变化,增大 i 值能增加处理增益;当 i 的取值增大到一定程度后, $P=0$ 时的信号幅度累积增益反而会小于 $P \neq 0$ 时的信号幅度累积增益,应根据多普勒速率的大小选取合适的 i 值。在下面的仿真实验中,我们选取 $i=6$ 。

其次,我们对差分累加法与比特能量法的边缘检测率进行比较并与理论分析值进行对比,共仿真 3 种情况,数据长度和仿真次数同前。

第 1 种情况我们考虑大频偏条件下的影响:取 $f_0 = 250$ Hz, $\alpha = 0$ Hz/s,仿真结果如图 4 所示。由图可见,初始频偏很大时,比特能量法无法正确检测比特跳变位置,并且随着载噪比增加,正确同步时比特内的能量由于相位旋转反而达到最小值,因而边缘检测率趋近于零。由于低载噪比时对莱斯分布的和分布用高斯分布近似表示时引入了较大的误差,在低载噪比时差分累加法边缘检测率较理论分析值性能下降约 0.5 dB 左右,在高载噪比时差分累加法与理论分析值吻合得很好。

第 2 种情况我们考虑大多普勒速率下的影响:取 $f_0 = 0$ Hz, $\alpha = 150$ Hz/s,仿真结果如图 5 所示。同样,由于多普勒速率导致复相干积分值的相位旋转,比特能量法无法进行比特同步检测。差分累加法边缘检测率与图 4 对比性能下降约 1 dB 左右,这是由于多普勒速率较大时统计量受到复相干积分值的二次相位差分残余量的影响所致。

第 3 种情况我们同时考虑大频偏和大多普勒速率条件下的影响:取 $f_0 = -250$ Hz, $\alpha = 150$ Hz/s,仿真结果如图 6 所示。与前面两种情况一样,比特能量法无法进行边缘检测,而差分累加法边缘检测率与图 5 相比略有下降。

5 结束语

本文提出了一种高动态、弱信号条件下的 GPS 比特同步方法,我们称为差分累加法。仿真结果表明,该方法在各种初始频偏及多普勒速率条件下均具有稳定的比特同步检测性能。处理的数据长度为 1 s,载噪比为 24~25 dB-Hz 时,边缘检测率可达 90%。与理论分析值的对比说明该理论模型与仿真结果比较吻合。今后我们将进一步研究低载噪比条件下的比特同步。

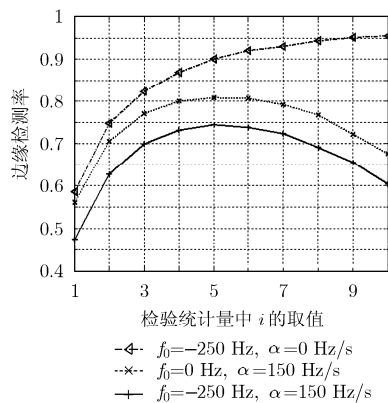


图3 不同的初始频偏和多普勒速率下 i 值对边缘检测率的影响 ($C/N_0 = 24$ dB-Hz)

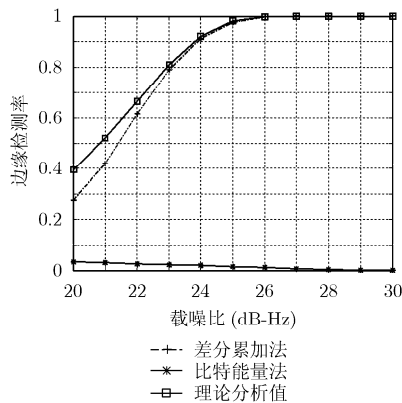


图4 差分累加法与比特能量法以及理论分析值的边缘检测率比较 ($f_0 = -250$ Hz, $\alpha = 0$ Hz/s)

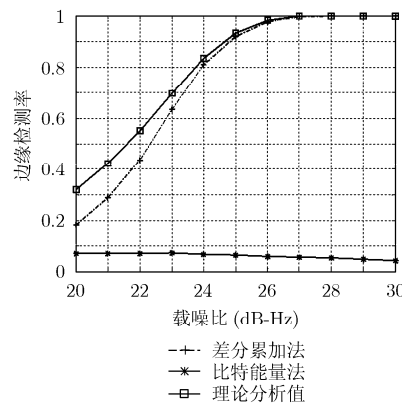


图5 差分累加法与比特能量法以及理论分析值的比特同步检测率比较 ($f_0 = 0$ Hz, $\alpha = 150$ Hz/s)

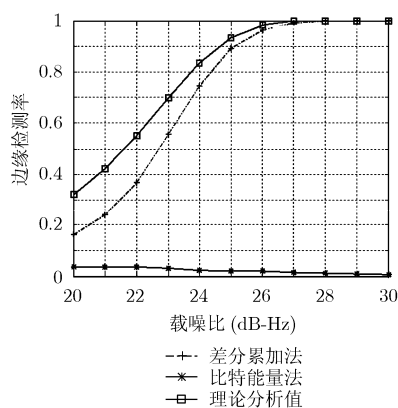


图6 差分累加法与比特能量法以及理论分析值的边缘检测率比较 ($f_0 = -250$ Hz, $\alpha = 150$ Hz/s)

参考文献

[1] Parkinson B W and Spilker J J. Global Positioning System: Theory and Applications Vol. I [M]. Washington: American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc, 1996: 395-396.

[2] Krumvieda K, Madhani P, Cloman C, *et al.* A complete IF software GPS receiver: a tutorial about the details [C]. ION GPS 2001, Salt Lake City, UT, Sep. 11-14, 2001: 789-829.

[3] Li S C, Sun J H, Li J H, *et al.* A modified histogram bit synchronization algorithm for GNSS receivers [C]. 2010 2nd International Conference on Information Science and Engineering (ICISE), Hangzhou, China, Dec. 4-6, 2010: 1720-1723.

[4] Kokkonen M and Pietilä S. A new bit synchronization method for a GPS receiver [C]. 2002 IEEE Position Location and Navigation Symposium, Palm Springs, CA, Apr. 15-18, 2002: 85-90.

[5] Lashley M, Bevilacqua D M, and Hung J Y. Performance analysis of vector tracking algorithms for weak GPS signals in high dynamics [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal*

Processing, 2009, 3(4): 661-673.

[6] Kamel A M. Design and testing of an intelligent GPS tracking loop for noise reduction and high dynamics applications [C]. ION GNSS 2010, Portland, OR, Sep. 21-24, 2010: 3235-3243.

[7] Yang C, Nguyen T, Blasch E, *et al.* Post-correlation semi-coherent integration for high-dynamic and weak GPS signal acquisition [C]. IEEE/ION PLANS 2008, Monterey, CA, May 2008: 1341-1349.

[8] Schmid A and Neubauer A. Performance evaluation of differential correlation for single shot measurement positioning [C]. ION GNSS 2004, Long Beach, CA, Sep. 21-24, 2004: 1998-2009.

[9] Soudan M and Geiger B C. On the averaging correlation for satellite acquisition in software defined radio receivers [C]. ION GNSS 2010, Portland, OR, Sep. 21-24, 2010: 3284-3289.

[10] Kaplan E D and Hegarty C J. Understanding GPS: Principles and Applications [M]. Norwood, MA, Artech House, 2006: 221-222.

[11] Lopez-Salcedo J A. Simple closed-form approximation to ricean sum distributions [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2009, 16(3): 153-155.

[12] Anghileri M, Pany T, Won J H, *et al.* An algorithm for bit synchronization and signal tracking in software GNSS receivers [C]. ION GNSS 2006, Fort Worth, TX, Sep. 26-29, 2006: 1836-1848.

李新山：男，1972年生，博士生，研究方向为微弱 GPS 信号接收、导航信号处理。

郭伟：男，1964年生，教授，博士生导师，研究方向为认知无线网络、通信信号处理。

谢先斌：男，1979年生，博士生，研究方向为认知无线网络中的通信容量。