DOI: 10.13382/j.jemi.B2407510

基于 ML 估计的高动态 GNSS 信号快速捕获检测方法*

郝顺义[1] 李建文[2] 卢 航[3] 黄国荣[1]

(1. 空军工程大学航空工程学院飞控与电气工程教研室 西安 710038;2. 中国人民解放军 31827 部队 北京 100195;
3. 空军勤务学院航空弹药保障系 徐州 221000)

摘 要:针对高动态环境下 GNSS 因频域带宽增加导致捕获难度增大的问题,分析了接收端数字中频采样信号的传输特性及复基带信号经 FFT 模块处理后的相关峰的检测,提出了基于极大似然(ML)估计的高动态 GNSS 信号快速捕获检测方法。首先,根据随机信号的统计理论建立二元假设检验条件,构建了奈曼-皮尔逊准则下的 GNSS 信号捕获判决门限模型;其次,通过判决量的统计特性对等效高斯白噪声方差进行 ML 估计,根据其估计值计算捕获判决门限,其中通过虚警率的量化放大处理,解决了判决量样本值的增加带来的估计偏差问题;最后,对不同高动态条件下北斗 B3I 信号进行了捕获检测仿真实验。结果表明采用 ML 估计方法确定捕获判决门限从而提高高动态 GNSS 信号捕获的检测方法对高动态适应范围较宽,其频移捕获精度与 SINS 信息辅助捕获相当,比序贯检测算法提高约 28%以上,相同条件下具有更快的平均捕获检测速度。

关键词: GNSS;捕获;极大似然;判决门限;虚警率

中图分类号: TN967.1 **文献标识码**: A **国家标准学科分类代码**: 590.99

Fast detection method for high dynamic GNSS signal acquisition based on ML estimation

Hao Shunyi[1] Li Jianwen[2] Lu Hang[3] Huang Guorong[1]

(1. Teaching and Research section for Flight Control and Electrical Engineering, Aviation Engineering School, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China; 2. Unit 31827 of PLA, Beijing 100195, China;
3. Department of Air Ammunition Support, Air Force Logistics Academy, Xuzhou 221000, China)

Abstract: To consider increased difficulties of the GNSS signal acquisition due to a wider range of the frequency bandwidth in high dynamic environment, the transmission characteristics of the numeric intermediate frequency signal in the GNSS receiver was analyzed, as well as the correlation peak detection of the complex baseband signal processed by the FFT module, a fast detection method for high dynamic GNSS signal acquisition based on ML estimation is proposed. Firstly, by the construction of Binary hypothesis testing conditions based on the statistical theory of random signals, an acquisition threshold model was presented using the Neyman Pearson Criterion; Secondly, the variance of equivalent White Gaussian Noise based on ML is estimated by judgment statistical characteristics and an acquisition threshold is calculated from variance estimated value, in the meantime the estimation error caused by increased judgment samples was resolved by means of false alarm rate quantized amplification. Finally, the acquisition detection simulation experiment of Beidou B3I signal was conducted in different high dynamic conditions. The result showed the proposed method have a wider scope of high dynamic adaptive capacity, and the precision accuracy of the acquired doppler frequency shift was on a par with the SINS information aiding method, also increased by more than 28% compared to the sequential detection method, as well as a faster detection speed in the same acquisition condition.

Keywords: GNSS; acquisition; maximum likelihood; decision threshold; false alarm rate

收稿日期: 2024-05-12 Received Date: 2024-05-12

*基金项目:国家自然科学基金(61573373)项目资助

0 引 言

世界主流的卫星导航系统[1](global navigation satellite system, GNSS)是基于码分多址(code division multiple access, CDMA)的扩频系统,接收机基带信号的处理经历捕获、跟踪和定位计算 3 个阶段,其中捕获过程确定码相位的初始值和载波多普勒频移,实现信号的粗同步。捕获成功的前提是对伪码相关值得出正确的检测结果[2],因此捕获门限的设定对接收机捕获性能的影响至关重要。在高动态环境中,载体和卫星相对速度通常大于 1 km/s。根据美国喷气动力实验室(jet propulsion laboratory, JPL)对高动态环境的定义,载体的高动态可近似描述为以下两种情况:载体在 1 s 内有 70 g 加速度的斜升,即 70 g/s 的加速度变化率持续 1 s;载体在 0.5 s 内有 50 g 加速度斜升,即 100 g/s 的加速度变化率持续 0.5 s,产生的 50 g 加速度持续 2 s,而后在 0.5 s 内产生 50g 加速度斜降[3]。载体的高动态运动使卫星信号产生较大的多普勒频移,进而使频域带宽及频域搜索点的个数显著增加,捕获难度较大。为适应载体的高动态,在采用串并结合、分段相关、快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)循环相关[4]等搜索捕获策略的基础上,根据多普勒频移搜索域的大小动态调整捕获门限,是实现高动态卫星导航信号快速捕获的有效途径之一。

为提高卫星导航信号的检测概率,降低虚警率,缩短捕获时间,文献[5]是在惯性导航系统(strapdown inertial navigation system, SINS)/GNSS 松组合框架下,基于软件接收机的灵活性,提出采用外部信息辅助搜索的自适应门限算法实现 GNSS 信号的捕获,虽适用于高动态环境,但需要得到 SINS 惯导信息的辅助,其应用受到局限;文献[6-7]分析了 χ^2 检测方法,该方法避免了门限的求解,但存在检测速率慢且算法要求可见卫星数必须有一定的余度的不足;文献[8]基于 FFT 及反变换实现 PRN 捕获的基本原理,研究且限于对具有周期码的线性相关特点的短周期码利用简化后的 FFT 算法实现快速捕获,其应用存在一定的局限性;文献[9]提出了使用序贯检测捕获 PN 码,但由于使用连续积分器后各采样周期不独立,似然比的计算存在一定的误差,虚警概率较高;文献[10]提出的基于信噪比的自适应伪码捕获算法改善了滑动相关法的捕获性能,对于长周期伪码序列将增加捕获时间,不适用于高动态环境。

针对高动态环境下 GNSS 快速捕获检测判决门限进行了探讨。在对判决量统计特性分析[11]的基础上,提出了采用极大似然(maximum likelihood, ML)估计方法确定判决门限的思路,并通过对虚警率进行量化放大处理,解决了判决量样本值带来的估计偏差问题。通过对北斗 B3I 信号的捕获仿真计算,验证了该方法的可行性。其方法可有效提高高动态环境下 GNSS 捕获精度和速度,具有较强的工程应用参考价值。

1 卫星导航信号捕获检测方法

GNSS 通常采用“导航电文+测距码”的调制方式,信号处理如图 1 所示。天线接收导航信号后,经过射频带通滤波器将带外噪声滤除,然后经过低噪声放大器放大。本地载波发生器产生两路相位差为 90°的正弦波,与射频信号混频后,产生同相 I 和正交相 Q 两路信号。低通滤波器将混频产生的高频分量滤除,然后分别送入 AD 采样器,生成 I、Q 支路中频数字信号。

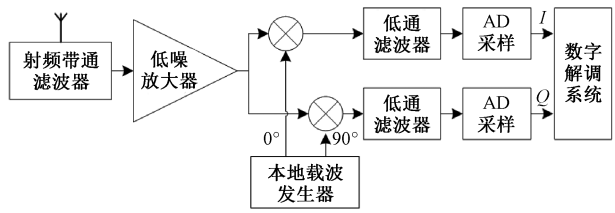

图 1 射频信号处理模块

Fig. 1 RF signal processing module

设接收端在采样时间 t_k 时刻获取的数字中频信号为 $S_{IF}(t_k)$,该信号进入数字下变频器与本地载波混频,经低通滤波后与本地伪码进行相关累加运算,得到同相及正交相支路的即时分量输出分别为:

$$\bar{I}_P(t_k) = E\left\{\sum_{k=1}^{M} S_{IF}(t_k)\cdot C(t_k-\hat{\tau}'_k)\cdot\cos[\omega_{IF}t_k+\hat{\phi}(t_k)]\right\} \quad (1)$$

$$\bar{Q}_P(t_k) = -E\left\{\sum_{k=1}^{M} S_{IF}(t_k)\cdot C(t_k-\hat{\tau}'_k)\cdot\sin[\omega_{IF}t_k+\hat{\phi}(t_k)]\right\} \quad (2)$$

其中,$C(t_k-\hat{\tau}'_k)$ 为本地即时码;$\hat{\tau}'_k$ 为伪码传输延迟总量延迟 τ'_k 的估计值;$\hat{\phi}(t_k)$ 为多普勒相位 $\phi(t_k)$ 的估计值;ω_{IF} 为中心角频率;M 为在积分时间 T_I 内累积的采样数。$\hat{\tau}'_k$、$\hat{\phi}(t_k)$ 及 ω_{IF} 的表示如式(3)所示。

$$\begin{cases}\hat{\tau}'_k = \tau_k - \hat{\zeta}(t_k-\tau_k)\\ \hat{\phi}(t_k) = 2\pi\left(\hat{f}_{dop} - f_{TDC}\dfrac{\delta f_{Loc}}{f^s_{Loc}}\right)t_k + \varphi_{IF} + \phi_0\\ \omega_{IF} = 2\pi f_{IF}\end{cases} \quad (3)$$

其中,$\hat{\zeta}$ 为伪码延时偏移率,$\delta f_{Loc}/f^s_{Loc}$ 为振荡器的归一化频率误差,f_{TDC} 为由卫星射频信号至最终的中频所产生的频率迁移量,$\hat{f}_{dop}$ 为高动态环境下多普勒频移估

计值，φ_{IF} 为混频后的频率误差对载波相位的影响。ϕ_0 为载波初相。

根据同相及正交相支路的即时分量构造如式(4)所示。

$$r(n_r,\hat{f}_{dop}) = \bar{I}_P(t_k) + j\bar{Q}_P(t_k) = E\left\{\sum_{k=1}^{M} S_{IF,k}\cdot C_{k-n}\cdot \exp[-j(\omega_{IF}t_k+\hat{\phi}_k)]\right\} \tag{4}$$

$r(n_r,\hat{f}_{dop})$ 即为接收端数字中频信号经同相及正交相分解后组合成的复基带信号，其中：j 为虚数单位，n_r 为伪码序列的起始时间。$S_{IF,k}$、C_{k-n} 及 $\hat{\phi}_k$ 分别表示如式(5)所示。

$$\begin{cases} S_{IF,k} = S_{IF}(t_k) \\ C_{k-n} = C[(k-n_r)T_s] \\ \hat{\phi}_k = \hat{\phi}(t_k) \end{cases} \tag{5}$$

复基带信号 $r(n_r,\hat{f}_{dop})$ 经 FFT 模块映射到频域并与本地信号的 FFT 共轭相乘，乘积经快速傅里叶逆变换(inverse fast Fourier transform，IFFT)模块映射到时域。检测器检测 IFFT 模块的输出是否出现相关峰。通常采用如下检测量来判断 IFFT 变换后相关峰的存在及其位置，以确定目标信号的捕获：

$$P(n_r,\hat{f}_{dop}) = |r(n_r,\hat{f}_{dop})|^2 \tag{6}$$

对于由噪声统计决定的门限值 δ_{aq}，若存在 n_r 及 $\hat{f}_{dop}$，使随机检测量 z 满足如式(7)所示。

$$z = P(n_r,\hat{f}_{dop}) > \delta_{aq} \tag{7}$$

则表明已检测到信号，并将满足条件的所有 $P(n_r,\hat{f}_{dop})$ 值中的最大者对应的 n_r 及 $\hat{f}_{dop}$ 作为粗捕获的码相位及多普勒频移值；若不满足上式条件，则需以 Δf_{aq} 为步长继续对 $\hat{f}_{dop}$ 串行搜索；若在整个时间域及多普勒频移域内均不满足式之条件，则说明信号不存在或门限值 δ_{aq} 设置不正确，进而导致信号不能被正确检测。

2　捕获判决门限的优化设计

2.1　假设检验

检测判断卫星信号是否存在可理解为一个二元假设检验[11-12]问题，按照随机信号的统计理论来分析。在假定信道为加性高斯白噪声[13]信道(additive white gaussian noise channel，AWGN)的前提下，建立二元假设检验如下：

H_0：假定只有噪声存在。

H_1：假定信号与噪声同时存在。

对于二元信号检测过程来说，最有意义的两个统计量为虚警率 p_{fa} 和检测率 p_d：

$$\begin{cases} p_{fa} = \int_{\delta_{aq}}^{\infty} p(z|H_0)\,dz \\ p_d = \int_{\delta_{aq}}^{\infty} p(z|H_1)\,dz \end{cases} \tag{8}$$

式中：z 为判决量，δ_{aq} 为判决门限，$p(z|H_0)$ 为在条件 H_0 下，判决量 z 的概率密度函数，$p(z|H_1)$ 为在条件 H_1 下，判决量 z 的概率密度函数。对于门限 δ_{aq}，如果检测量大于这个门限，便认定为信号存在，而当低于这个门限时，便认定为噪声，不存在信号。

2.2　捕获判决门限模型

因先验概率未知，故采用奈曼-皮尔逊准则求解判决门限。在 AWGN 信道下，当搜索方格中不存在信号时，则判决量 z 满足二自由度的中心 χ^2 分布。相反，若搜索方格中存在信号，则判决量 z 满足非中心 χ^2 分布。两种条件下的概率密度函数分别为[14]：

$$\begin{cases} p(z|H_0) = \dfrac{1}{2\widetilde{\sigma^2}}\cdot\exp\left(-\dfrac{z}{2\widetilde{\sigma^2}}\right) = \dfrac{1}{V}\cdot\exp\left(-\dfrac{z}{V}\right) \\ p(z|H_1) = \dfrac{1}{V}\cdot\exp\left(-\dfrac{z+M_c^2}{V}\right)\cdot I_0\left(\dfrac{2\sqrt{M_c^2\cdot z}}{V}\right) \end{cases} \tag{9}$$

其中，$V=2\widetilde{\sigma^2}$；$\widetilde{\sigma^2}$ 为 I、Q 两路经解扩、交叉处理及码片累加后的等效高斯白噪声方差(包括噪声和干扰[15])；$M_c^2=M^2\cdot E_c$，E_c 为每码片的能量；I_0 为零阶修正的 Bessel 函数。由式(9)可得判决门限为 δ_{aq} 时的检测率 p_d 及虚警率 p_{fa} 分别为：

$$\begin{cases} p_d = Q_1\left(\sqrt{2M_c^2/V},\ \sqrt{2\delta_{aq}/V}\right) \\ p_{fa} = \exp(-\delta_{aq}/V) \end{cases} \tag{10}$$

其中，$Q_m(a,b)$ 为广义 Marcum Q 函数，且：

$$Q_m(a,b) = \int_b^{\infty} u\cdot(u/a)^{m-1}\cdot\exp[-(u^2+a^2)/2]\cdot I_{m-1}(au)\,du \tag{11}$$

式中：I_{m-1} 为 $m-1$ 阶修正的 Bessel 函数。根据式(10)可得在奈曼-皮尔逊准则下的判决门限 δ_{aq} 为：

$$\delta_{aq} = -V\cdot\ln(p_{fa}) \tag{12}$$

可以看出：在虚警率 p_{fa} 一定的条件下，判决门限 δ_{aq} 由 V 唯一确定。而 V 随着不同环境和干扰功率的变化而动态地变化，此时需根据实时的接收数据对其进行估计。

选择合理的门限值 δ_{aq} 可以保证捕获电路有较低的虚警率和漏警率，同时它的选择又与随机检测量 z 的分布息息相关。

2.3　捕获判决门限的 ML 估计

观察 H_0 条件下的判决量 z，可发现其概率密度函数只有 V 是未知的，根据参数估计理论，可以由 z 的样本值

对 V 进行估计。ML 估计是一种基于给定观察数据评估模型参数的统计方法,适用于“模型已定,参数未知”的情况。因此采用 ML 估计准则对 V 值进行估计。

根据 FFT 时域并行算法,在当前串行搜索的多普勒频移单元 $\hat{f}_{dop}$ 处产生 M 个判决量 $z_k(k=1,2,\cdots,M)$。以 1 ms 长度的采样数据为例,根据采样频率 f_s,每个码片平均采样 $T_C f_s$ 次,T_C 为码片宽度,如以 1/2 码片作为伪码成功捕获的误差上界,将有 $M - T_C f_s$ 个判决量的码相位偏离正确的码相位长达 1/2 码片以上,故此 $M - T_C f_s$ 个判决量符合 H_0 假设,然函数。令 $M_0 = M - T_C f_s$,则根据 H_0 条件下的概率密度函数(9),推导得到 V 的似然函数为:

$$p(z;\ V) = \prod_{k=1}^{M_0} \frac{\exp(-z_k/V)}{V} = \frac{1}{V^{M_0}} \exp\left[-\frac{1}{V}\sum_{k=1}^{M_0} z_k\right] \tag{13}$$

上式两边取自然对数,并对 V 求偏导,令其偏导为 0,得到:

$$\frac{\partial \ln[p(z;\ V)]}{\partial V} = -\frac{M_0}{V} + \frac{1}{V^2}\sum_{k=1}^{M_0} z_k = 0 \tag{14}$$

解上式,可得 V 的 ML 估计值为:

$$\hat{V} = \frac{1}{M_0}\sum_{k=1}^{M_0} z_k \tag{15}$$

将式(15)代入式(12),并根据事先设定的虚警率 p_{fa0},即可解得所需的判决门限。

2.4 ML 估计方法的改进

由于在成功捕获伪码前并不能确切地知道符合 H_0 条件的 M_0 个判决量,故实际应用中采用式(15)估计 V 值有较大的难度。如果将全部 M 个判决量样本值用作 V 值的估计则不存在该问题,但是,此举因 M 个样本值中包含符合 H_1 条件的判决量而使 V 的估计产生偏差。为尽量降低该偏差对检测率的影响,可在 p_{fa0} 的基础上对虚警率的取值作适当放大处理,下面对放大的幅度进行量化分析。

根据式(12)及(15),令判决门限 δ_{aq} 为:

$$\delta_{aq} = [-\ln(p_{fa0})] \cdot \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=1}^{M} z_k = [-\ln(p_{fa0})] \cdot \frac{1}{M} \cdot \left(\sum_{k_1=1}^{M-M_0} z_{k_1} + M_0 \cdot \hat{V}\right) \tag{16}$$

其中,z_{k_1} 为 $M - M_0$ 个符合 H_1 假设的判决量。在所有 M 个判决量 z_k 中,最大值 $z_{\max}$ 必包含在符合 H_1 假设的判决量样本值 z_{k_1} 中,故有:

$$\delta_{aq} < [-\ln(p_{fa0})] \cdot \frac{1}{M} \cdot [(M - M_0) z_{\max} + M_0 \cdot \hat{V}] \approx [-\ln(p_{fa0})] \cdot \left(\frac{M - M_0}{M} z_{\max} + \hat{V}\right) \tag{17}$$

当 $\dfrac{M - M_0}{M} z_{\max} \leqslant \dfrac{1}{2M}\sum_{k=1}^{M} z_k$ 时,根据:

$$\frac{1}{2M}\sum_{k=1}^{M} z_k + \frac{1}{2M}\sum_{k=1}^{M} z_k < \frac{M - M_0}{M} z_{\max} + \hat{V} \tag{18}$$

有:

$$\frac{M - M_0}{M} z_{\max} < \hat{V} \tag{19}$$

根据上式,不等式(17)可进一步放大为:

$$\delta_{aq} < 2\hat{V} \cdot [-\ln(p_{fa0})] = \hat{V} \cdot [-\ln(p_{fa0}^2)] \tag{20}$$

又因 $\delta_{aq} > \hat{V} \cdot [-\ln(p_{fa0})]$,故实际的虚警率被缩小在 $(p_{fa0}^2,\ p_{fa0})$ 范围内。

当 $\dfrac{M - M_0}{M} z_{\max} > \dfrac{1}{2M}\sum_{k=1}^{M} z_k$ 时,令:

$$\varepsilon = \left(\frac{M - M_0}{M} z_{\max}\right) \Big/ \left(\frac{1}{2M}\sum_{k=1}^{M} z_k\right),\ \varepsilon > 1 \tag{21}$$

则:

$$\frac{M - M_0}{M} z_{\max} + \hat{V} = \varepsilon \cdot \frac{1}{2M}\sum_{k=1}^{M} z_k + \hat{V} \tag{22}$$

与数千量级的 M 及 M_0 相比,符合 H_1 假设的判决量个数 $M - M_0$ 非常小(其量级为个位数),且在各种干扰的作用下,相关峰的突出不明显,反映在判决量上通常有:

$$\sum_{k_1=1}^{M-M_0} z_{k_1} < \sum_{k=1}^{M_0} z_k \tag{23}$$

故:

$$\sum_{k=1}^{M} z_k = \sum_{k_1=1}^{M-M_0} z_{k_1} + \sum_{k=1}^{M_0} z_k < 2\sum_{k=1}^{M_0} z_k \tag{24}$$

根据式(24)对式(22)进一步放大,并结合不等式 $M_0 < M$,有:

$$\frac{M - M_0}{M} z_{\max} + \hat{V} = \varepsilon \cdot \frac{1}{2M}\sum_{k=1}^{M} z_k + \hat{V} < \varepsilon \cdot \frac{1}{M_0}\sum_{k=1}^{M_0} z_k + \hat{V} = (\varepsilon + 1)\hat{V} \tag{25}$$

根据式(17)及(25),有:

$$\delta_{aq} < (\varepsilon + 1)\hat{V} \cdot [-\ln(p_{fa0})] = \hat{V} \cdot [-\ln(p_{fa0}^{\varepsilon+1})] \tag{26}$$

又因 $\delta_{aq} > \hat{V} \cdot [-\ln(p_{fa0})]$,故实际的虚警率被缩小在 $(p_{fa0}^{\varepsilon+1},\ p_{fa0})$ 范围内。

为降低采用 M 个判决量的 V 值估计误差对检测率的影响,可根据实际虚警率缩小的幅度对其进行相应幅度的放大,并将其作为门限计算过程中的虚警率,具体如式(27)所示。

$$\begin{cases} p_{fa} \in \left(p_{fa0},\ \sqrt{p_{fa0}}\right),\ \dfrac{M - M_0}{M} z_{\max} \leqslant \dfrac{1}{2M}\sum_{k=1}^{M} z_k \\ p_{fa} \in \left(\sqrt{p_{fa0}},\ \sqrt[\varepsilon+1]{p_{fa0}}\right),\ \dfrac{M - M_0}{M} z_{\max} > \dfrac{1}{2M}\sum_{k=1}^{M} z_k \end{cases} \tag{27}$$

给定 p_{fa0} 值，并依据上式进行放大。同时，依据 M 个判决量计算 V 的 ML 估计值，将结果代入式(12)中，即可解算出判决门限。

综合假设检验、概率密度函数、似然函数、V 的 ML 估计值、虚警率放大处理、判决门限等模型，可得到采用 ML 估计方法确定捕获判决门限的思路，其简要计算逻辑如图 2 所示。

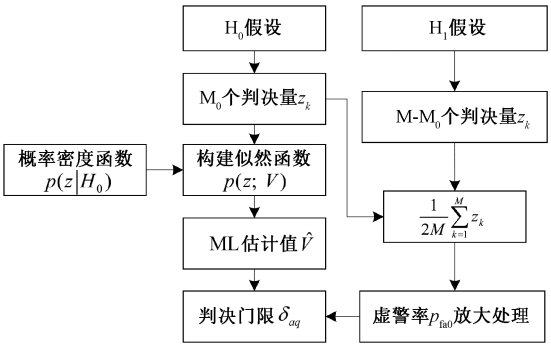

图 2　基于 ML 估计的捕获判决门限计算逻辑框图

Fig. 2　Logical block diagram of acquisition threshold calculation based on ML estimation

3　实验分析

以中国卫星导航系统管理办公室测试评估研究中心发布的北斗 B3I 星历为参考，获取于 2024 年 03 月 20 日 08:31 时(北斗周:949)对应的 PRN-10 原始星历数据，将其作为北斗 B3I 数字中频信号模拟器星历仿真[16]的初始值。设定仿真时间 $T_{\rm sim}$ 为 20 s，步长 $\tau_{\rm sim}$ 为 0.02 s。假设载体作高动态线性加速度运动，1 s 内有 70 g 加速度的斜升，$t_{\rm sim}$=6 s 时模拟高动态环境下产生的真实多普勒频移及传输延迟分别为−8 715.2 Hz 和 76 713 μs，对应的真实码相位为 7 458 码片，该频移及传输延迟量具备典型的高动态信号传输特征。伪码及 D1 导航电文依据北斗系统空间信号接口控制文件 B3I(1.0 版)的定义模拟生成[17]。

设定虚警率 p_{fa0} 为 0.006，信噪比 SNR 为−12 dB。以 $t_{\rm sim}$=6 s 产生的多普勒频移及传输延迟为参考，捕获过程以单次驻留方式完成所有单元的搜索，码相位搜索范围 0~10 229 码片。根据模拟的北斗 B3I 数字中频采样信号进行 FFT 时域并行捕获检测仿真计算。PRN-10 星数字中频采样信号的高动态捕获结果如图 3 所示，其中相关幅值的峰值所在位置坐标即为捕获到的码相位和多普勒频移。

如图 4 和 5 所示，其数据表明相关峰出现在多普勒频移 $\hat{f}_{\rm dop}$=−8 692.19 Hz、码相位初始值 $n_{\rm r}$=7 457.69 点处，判决量 z 为 803.2×10⁴，大于 ML 估计的检测门限值 721.3×10⁴，信号捕获成功。

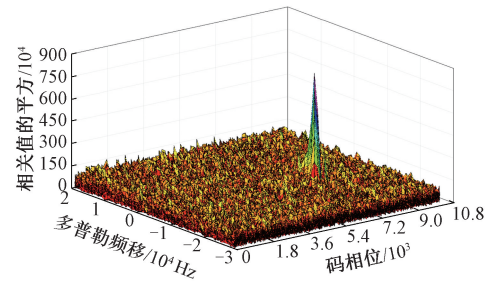

图 3　二维搜索区间的三维捕获结果

Fig. 3　Three dimensional acquisition result of two dimensional search interval

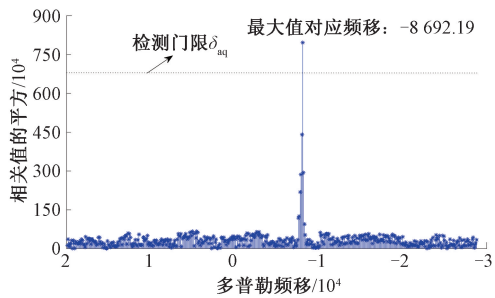

图 4　多普勒频移域的串行粗捕获结果

Fig. 4　Serial coarse acquisition result of doppler shift domain

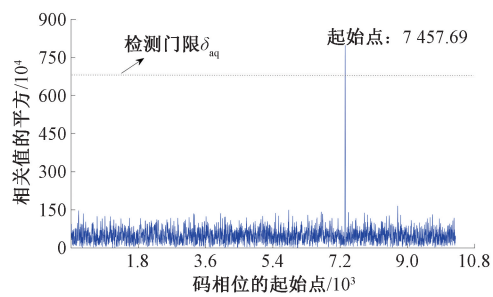

图 5　时间域的并行搜索捕获结果

Fig. 5　Parallel search acquisition result of time domain

在时间 $T_{\rm sim}$ 内取多点高动态运动轨迹，对 B3I 数字中频采样信号进行重新捕获检测运算，测试算法的高动态响应能力，结果如表 1 所示。其中 δ_{aq} 为检测门限。表 1 数据表明，在不同的高动态加速条件下，算法均能够成功检测相关峰，捕获动态适应范围较宽。采用其它原始星历数据进行多次捕获验证。

与序贯检测[18-19]及 SINS 辅助(惯性信息辅助)[20-21]方法对比，不同星历数据的高动态捕获误差及平均捕获时间如表 2 所示。其中，$\Delta\hat{f}_{dop}$ 为多普勒频移捕获误差；$\Delta n_{\rm r}$ 为码相位捕获误差；$\bar{t}_{aq}$ 为多点高动态轨迹平均捕获

检测时间。表 2 数据表明,与序贯检测捕获算法相比,ML 估计算法的多普勒频移捕获精度提高约 28%以上,码相位捕获精度基本持平,相同条件下平均捕获检测时间约为序贯检测算法的 1/2;与 SINS 辅助捕获方法相比,ML 估计算法的多普勒频移及码相位捕获精度处于同一水平,捕获速度略有提高,在同等硬件设备条件下,ML 估计算法因不依赖于惯性信息辅助,不受惯性漂移误差的影响,应用场景较广。

表 1 不同高动态环境下算法捕获检测结果

Table 1 Acquisition detection result of algorithm with different high dynamic environment

东向速度/(m·s^{-1})	纵向加速度/g	$\hat{f}_{dop}$/kHz	n_r/码片	z/10^4	δ_{aq}/10^4
2 500	40	−8.692	7 457.69	803.2	721.3
2 800	50	−10.152	4 716.58	895.3	752.7
3 600	70	−14.385	1 158.32	966.4	813.9

表 2 不同算法下高动态捕获误差及平均捕获时间

Table 2 High dynamic acquisition error and average acquisition time of different algorithm

原始星历	捕获检测算法	$\Delta\hat{f}_{dop}$/Hz	Δn_r/码片	$\bar{t}_{aq}$/ms
PRN-10	序贯检测	45.12	0.27	342
	ML 估计	30.01	0.31	181
	SINS 辅助	28.35	0.25	201
PRN-13	序贯检测	67.41	0.26	379
	ML 估计	48.15	0.29	157
	SINS 辅助	51.24	0.37	186
PRN-16	序贯检测	39.16	0.35	314
	ML 估计	21.58	0.34	149
	SINS 辅助	18.47	0.21	173

根据理论设定的 V 值与 ML 估计的 V 值,经仿真计算得到的检测概率 p_d 与虚警概率 p_{fa} 的变化关系如图 6 所示,两条曲线的重合度表明采用 ML 估计判决门限的捕获性能与理论分析结果较为吻合。

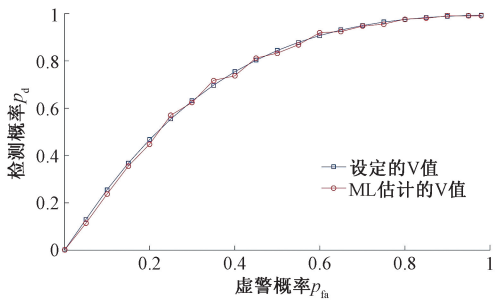

图 6 检测率仿真结果

Fig. 6 Detection rate simulation result

4 结 论

针对工程应用中高动态环境下 GNSS 因频域带宽增加导致捕获速度、捕获精度等方面难度增大的问题,提出了基于 ML 估计的高动态 GNSS 信号快速捕获检测方法。其方法是根据判决量的统计特性,对等效高斯白噪声方差进行 ML 估计,根据其估计值确定捕获判决门限;通过对虚警率进行量化放大处理,克服了判决量样本值的选取存在的估计偏差问题。在不同的高动态加速条件下采用该算法对北斗 B3I 信号进行捕获检测仿真实验验证,结果表明该算法均能够成功检测相关峰,对高动态适应范围较宽,其频移捕获精度与 SINS 信息辅助捕获相当,比序贯检测算法提高约 28%以上,相同条件下具有更快的平均捕获检测速度。与序贯检测算法和 SINS 辅助方法相比,ML 估计方法优势明显,工程实践相对简单,在高超音速载体 GNSS 信号捕获应用领域中具有较强的工程应用参考价值。对于复杂电磁环境信噪比变化时的 ML 估计的高动态 GNSS 信号快速捕获检测将是进一步深入研究的方向。

参考文献

[1] 朱东琴,王红茹,岳敬轩. 基于 EM 估计的多模型车载组合导航算法[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(7): 239-246.
ZHU D Q, WANG H R, YUE J X. A multi-model vehicle integrated navigation algorithm based on EM estimation[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(7): 239-246.

[2] SHIM D S, JEON J S. An unambiguous delay and multiply acquisition scheme for GPS L1C signals[J]. Sensors, 2018, 18(6): 1-22.

[3] 陈嘉鑫,黎柏春. 高动态 GPS 抗干扰算法仿真研究[J]. 现代防御技术, 2022, 50(1): 33-40.
CHEN J X, LI B CH. Simulation of high dynamic GPS anti-jamming algorithm [J]. Modern Defence Technology, 2022, 50(1): 33-40.

[4] YANG M H, WU H, WANG Q Q, et al. A beidou signal acquisition approach using variable length data accumulation based on signal delay and multiplication [J]. Sensors, 2020, 20(5): 1-17.

[5] 黄国荣,许刚,高圆,等. 高动态条件下 SINS 信息在 GPS 软件接收机信号捕获中的应用[J]. 航天控制, 2013, 33(1): 15-20.
HUANG G R, XU G, GAO Y, et al. The application on SINS information in software-defined GPS receiver signal

acquisition with high dynamic condition[J]. Aerospace Control, 2013,33(1):15-20.

[6] 冀捐灶,彭兴钊,杜军,等. 三种卫星故障检测策略的对比研究与仿真[J]. 计算机仿真, 2013,30(9):51-55.
JI J Z, PENG X ZH, DU J, et al. Comparison and simulation of three satellites failure detection methods[J]. Computer Simulation, 2013,30(9):51-55.

[7] 常诚,黄国荣,彭兴钊,等. 复杂环境下奇偶矢量 RAIM 算法的故障检测性能研究[J]. 导弹与航天运载技术, 2013,328(5):37-40.
CHANG CH, HUANG G R, PENG X ZH, et al. Research on fault detection through parity vector RAIM algorithm in complex environment[J]. Missiles and Space Vehicles, 2013,328(5):37-40.

[8] 任记达. 基于 FFT/iFFT 的 GPS 信号捕获算法研究[J]. 现在导航, 2013,12(6):407-410.
REN J D. Research on acquisition algorithm of GPS signal based on FFT/iFFT[J]. Modern Navigation, 2013,12(6):407-410.

[9] 张晓璐,全厚德,孙慧贤. 对偶序列跳频通信系统的等待匹配式自同步捕获方法[J]. 探测与控制学报, 2021,43(1):88-94.
ZHANG X L, QUAN H D, SUN H X. Waiting-matching self-synchronous capture scheme for dual-sequence frequency hopping communication system[J]. Journal of Detection & Control, 2021,43(1):88-94.

[10] 赵志远,陈树新,华璐. 基于信噪比控制的自适应伪码捕获算法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2013,14(5):80-84.
ZHAO ZH Y, CHEN SH X, HUA L. An adaptive acquisition algorithm of PN codes based on SNR control[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2013,14(5):80-84.

[11] 卢航,郝顺义,沈飞,等. 基于融合状态递推的非线性联邦滤波器故障检测算法[J]. 航天控制, 2018,36(2):88-92.
LU H, HAO SH Y, SHEN F, et al. Nonlinear federated filter fault detection algorithm based on fusion state propagator[J]. Aerospace Control, 2018,36(2):88-92.

[12] 崔展博,景博,焦晓璇,等. 基于联邦卡尔曼滤波器的容错组合导航系统设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2021,35(11):143-153.
CUI Z B, JING B, JIAO X X, et al. Design of fault-tolerant integrated navigation system based on federated Kalman filter[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2021,35(11):143-153.

[13] 荆蕾,孙炜玮,潘新龙,等. 测量噪声方差未知的多传感器组合导航集中融合算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2023,37(10):164-171.
JING L,SUN W W,PAN X L, et al. Centralized fusion algorithm of multi-sensor integrated navigation for unknown measurement noise variance[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023,37(10):164-171.

[14] 高广乐,高社生,彭旭,等. 渐消 SPRT 在 SINS/CNS/SRS 导航系统软故障诊断中的应用[J]. 中国惯性技术学报,2020,28(6):834-840.
GAO G L,GAO SH SH,PENG X, et al. Fading SPRT method for soft fault diagnosis in SINS/CNS/SRS integrated navigation system[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2020,28(6):834-840.

[15] 李伟,郝顺义,黄国荣,等. 改进自适应 ADMCC-HCKF 算法及在 SINS/CNS/GNSS 中的应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2021,35(8):79-85.
LI W, HAO SH Y, HUANG G R, et al. Improved adaptive ADMCC-HCKF algorithm and application in SINS/CNS/GNSS integrated navigation[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021,35(8):79-85.

[16] 靳乐怡,王珏,叶红军,等. 基于 LSTM 的卫星导航系统服务性能监测方法研究[J]. 电子测量技术,2022,45(22):149-156.
JIN L Y, WANG Y, YE H J, et al. Research on LSTM-based performance monitoring techniques for satellite navigation systems services[J]. Electronic Measurement Technology, 2022,45(22):149-156.

[17] 郑振宇,曹延哲,徐轩彬, 等. 基于 GNSS 信息的天文航海训练辅助系统[J]. 国外电子测量技术, 2022,41(9):121-127.
ZHENG ZH Y,CAO Y ZH,XU X B, et al. Auxiliary equipment for celestial navigation training based on GNSS information[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022,41(9):121-127.

[18] 关欣,国佳恩. 基于迭代离散度序贯检测的航迹抗差关联算法[J]. 系统工程与电子技术, 2022,44(8):2498-2505.
GUAN X, GUO J E. Anti-bias track association algorithm based on sequential detection of iterative discrete degree[J]. Systems Engineering and Electronics, 2022,44(8):2498-2505.

[19] 单坤,宋晓鸥,李国彬. 序贯检测在“北斗”卫星信号

捕获过程中的应用[J]. 电讯技术, 2022,62(6):729-733.
CHAN K, SONG X OU, LI G B. Application of sequential detection in BDS signal acquisition [J]. Telecommunication Engineering, 2022, 62 (6): 729-733.

[20] 杜继永,张凤鸣,李建文,等. 高动态环境下 SINS 姿态更新的改进等效旋转矢量算法[J]. 空间科学学报, 2013,33(1):85-91.
DU J Y, ZHANG F M, LI J W, et al. Improved equivalent rotation vector based attitude updating algorithm of strapdown inertial navigation system under highly dynamic environment [J]. Chinese Journal of Space Science, 2013,33(1):85-91.

[21] 刘小汇,王怡晨,文超,等. 复杂城市环境下的全球导航卫星系统/捷联惯性导航系统组合导航算法[J]. 电子与信息学报, 2023,45(11):4150-4160.
LIU X H, WANG Y CH, WEN CH, et al. Global navigation satellite system/strapdown inertial navigation system integrated navigation algorithm in complex urban environment[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023,45(11):4150-4160.

作者简介

郝顺义,1995 年、1998 年和 2001 年于空军工程大学分别获得学士学位、硕士学位和博士学位,现为空军工程大学教授,主要研究方向为惯性导航与组合导航。
E-mail: hsy_hsj@163.com

Hao Shunyi received his B. Sc., M. Sc. and Ph. D. degrees all from Air Force Engineering University in 1995, 1998 and 2001, respectively. He is now a professor at Air Force Engineering University. His main research interests include inertial navigation and integrated navigation.

李建文(通信作者),2003 年、2006 年和 2009 年于空军工程大学分别获得学士学位、硕士学位和博士学位,现为中国人民解放军 31827 部队工程师,主要研究方向为飞机健康管理及维修大数据分析。
E-mail: mrli1013@163.com

Li Jianwen (Corresponding author) received his B. Sc., M. Sc. and Ph. D. degrees all from Air Force Engineering University in 2003, 2006 and 2009, respectively. He is now an engineer at the Unit 31827 of PLA. His main research interests include airplane health management and big data analysis for airplane maintenance.