

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2015.08.012

引用格式:何晓云,冯冀宁,杨晓波.基于 LFM 模型的高动态弱 GPS 信号载波捕获[J].电讯技术,2015,55(8):895-900. [HE Xiaoyun, FENG Jining, YANG Xiaobo. Carrier Acquisition of High Dynamic and Weak GPS Signal Based on LFM Model[J]. Telecommunication Engineering, 2015, 55(8):895-900.]

基于 LFM 模型的高动态弱 GPS 信号载波捕获*

何晓云^{1,**}, 冯冀宁², 杨晓波³

(1. 北京卫星导航中心, 北京 100094; 2. 河北师范大学 电子工程系, 石家庄 050031;
3. 石家庄职业技术学院 电子工程系, 石家庄 050081)

摘要:根据极大似然估计理论,通过载波频率和频率变化率分段对消、快速傅里叶变换(FFT)结果选大估计载波频率和频率变化率,实现载波信号捕获,建立了高动态全球定位系统(GPS)载波的线性调频(LFM)信号模型,并给出了算法的具体实现。详细分析了该算法中检测统计量的分布特性,推导了恒虚警准则下的检测门限,并讨论了其中关键参数的设计。仿真结果表明,该算法可以实现对 18 dBHz 的 GPS 高动态信号的载波捕获。

关键词:GPS; 载波捕获; 高动态; 微弱信号; 线性调频

中图分类号:TN962 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2015)08-0895-06

Carrier Acquisition of High Dynamic and Weak GPS Signal Based on LFM Model

HE Xiaoyun¹, FENG Jining², YANG Xiaobo³

(1. Beijing Satellite Navigation Center, Beijing 100094, China;

2. Department of Electronic Engineering, Hebei Normal University, Shijiazhuang 050031, China;

3. Department of Electronic Engineering, Shijiazhuang Professional Technology Institute, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: According to the maximum likelihood (ML) method, through the correlation cancellation of carrier frequency and carrier frequency change selecting maximum value of fast Fourier transform (FFT), carrier acquisition is realized and a linear frequency modulation (LFM) signal model of high dynamic global positioning system (GPS) carrier is established. The implementation solution of the algorithm is presented in which the distributing characteristic of detecting statistic quantity is analyzed, the detecting threshold under the constant false alarm rules is derived and the key parameters design is presented. The simulation results show that the algorithm can achieve the carrier acquisition of high dynamic GPS signals in 18 dBHz.

Key words: GPS; carrier signal acquisition; high dynamic; weak signal; linear frequency modulation

1 引言

随着 GPS 接收机在民用和军事领域,尤其在精确制导导弹等高动态情况下的广泛应用,高动态弱信号环境对 GPS 接收机的可靠性提出了更高的要求^[1]。高动态弱 GPS 信号捕获的关键是对载波信号多普勒和多普勒变化率的估计,这是一个重要的研究课题。由于信号动态高,在捕获过程中不能把载

波当作单频信号,通常短时间内可以将其视为线性调频 (Liner Frequency Modulation, LFM) 信号,估计其多普勒频率、频率变化率等参数^[2]。国内外学者就 LFM 信号频率及其变化率估计问题进行了大量的研究^[3-8],主要包括以下三类方法:第一类是基于时频分析的 Wigner-Ville 分布结合 Radon 变换等方法^[3],这类方法通过时频函数描述信号在不同时间

* 收稿日期:2015-04-02;修回日期:2015-06-26 Received date:2015-04-02;Revised date:2015-06-26

** 通讯作者:zh_hxy@sina.com Corresponding author:zh_hxy@sina.com

和频率的能量密度和强度,对信噪比要求较高,因此在低信噪比环境不能满足工程应用的要求;分数阶傅里叶变换适合处理 LFM 类信号,但是采用变化时频平面旋转因子估计 LFM 信号参数,计算过于复杂,而且对信噪比要求也较高^[4-5];第二类是基于相位估计的方法^[6-7],这类方法基于高信噪比的假设条件,当信噪比较低时效果很差,在低信噪比环境也很难使用该类方法;第三类是极大似然估计方法^[8],该方法是一种渐近无偏的估计方法,虽然其计算量也较大,但在低信噪比环境下,不失为最有效的估计方法。文献[9]提出的一种低信噪比下 LFM 参数估计方法,其本质就是极大似然估计。

本文根据极大似然估计理论,对高动态载波信号模型进行分析,提出一种低载噪比下高动态载波信号二维捕获算法,引入恒虚警检测环节,推导了恒虚警门限,分析了其他关键参数设计,并针对 GPS 信号进行了仿真,结果表明本算法能够快速给出频率和频率变化率的二维联合估计。

2 高动态载波信号模型

高动态情况下,在较短时间内可将载波信号视为 LFM 信号,式(1)为其离散形式:

$$\tilde{r}(k) = A e^{j[\theta_0 + 2\pi(f_0 k + \frac{1}{2} f_1 k^2)]} + \tilde{n}(k) \quad (1)$$

式中, $s(k) = A e^{j[\theta_0 + 2\pi(f_0 k + \frac{1}{2} f_1 k^2)]}$ 为接收复信号模型; f_0 为多普勒频率; f_1 为频率变化率; θ_0 为初始相位; A 为信号幅值; $\tilde{n}(k)$ 为复噪声,服从高斯分布,其带宽大于信号带宽,其期望值和协方差函数如下:

$$\begin{cases} E[\tilde{n}(k)] = 0 \\ K_n(m) = E[\tilde{n}(k+m)\tilde{n}^*(k)] = \delta(m) \cdot N_0/2 \end{cases} \quad (2)$$

则信号 $\tilde{r}(k)$ 的概率密度函数为

$$p[\tilde{r}(k)] = \frac{1}{(\pi N_0)^{0.5}} e^{-\frac{|\tilde{r}(k) - s(k)|^2}{N_0}} \quad (3)$$

在接收信号序列 $X_N = \tilde{r}(k) (k=1, 2, \dots, N)$ 互不相关、信号参数 A, θ_0, f_0, f_1 无先验信息可利用情况下, X_N 的联合概率密度函数为

$$p\{X_N | A, \theta_0, f_0, f_1\} = (\pi N_0)^{-\frac{N}{2}} e^{-\frac{\sum_{k=0}^{N-1} |\tilde{r}(k) - s(k)|^2}{N_0}} \quad (4)$$

对式(4)两边取自然对数,略去不含信号参数的项,可得到等价的对数似然函数

$$\Lambda(X_N) = -\frac{1}{N_0} \sum_{k=0}^{N-1} |\tilde{r}(k) - s(k)|^2 \quad (5)$$

同理可得到连续形式的对数似然函数 $\Lambda(X_N)$, 推导后得到

$$\Lambda[\tilde{r}(t)] = -\frac{1}{N_0} \int_0^T \{ |\tilde{r}(t)|^2 + |s(t)|^2 - 2\text{Re}[s^*(t)\tilde{r}(t)] \} dt \quad (6)$$

将式(1)代入式(6)中可得

$$N_0 \Lambda[\tilde{r}(t)] = 2A \text{Re} \left[e^{-j\theta_0} \int_0^T e^{-j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} f_1 t^2)} \tilde{r}(t) dt \right] - \int_0^T |\tilde{r}(t)|^2 dt - A^2 T \quad (7)$$

式中,右边第一项含有未知参数 θ_0 。对于复数 $\theta_0 = \arg(z)$, 当 $\theta_0 = \arg(z)$ 时 $\text{Re}[e^{-j\theta_0} z]$ 取值最大,因此, θ_0 的最大似然估计为

$$\hat{\theta}_0 = \arg \left[\int_0^T e^{-j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} f_1 t^2)} \tilde{r}(t) dt \right] \quad (8)$$

将式(8)代入式(7),可得

$$\max_{\theta_0} N_0 \Lambda[\tilde{r}(t)] = 2A \left| \int_0^T e^{-j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} f_1 t^2)} \tilde{r}(t) dt \right| - \int_0^T |\tilde{r}(t)|^2 dt - A^2 T \quad (9)$$

为了求取式(9)中参数 A 的最大似然估计值,在式(9)两端对 A 求导,并令导数为 0,可得

$$\hat{A} = \frac{1}{T} \left| \int_0^T e^{-j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} f_1 t^2)} \tilde{r}(t) dt \right| \quad (10)$$

将式(10)代入式(9),可得等价似然函数

$$\max_{\theta_0, A} N_0 \Lambda[\tilde{r}(t)] = \frac{1}{T} \left| \int_0^T e^{-j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} f_1 t^2)} \tilde{r}(t) dt \right|^2 - \int_0^T |\tilde{r}(t)|^2 dt \quad (11)$$

式中,等式右边第二项中不包含多普勒频率和多普勒频率变换率信息,所以等价的似然函数表达式为

$$L(f_0, f_1) = \left| \int_0^T e^{-j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} f_1 t^2)} \tilde{r}(t) dt \right| \quad (12)$$

其离散化似然函数为

$$L(f_0, f_1) = \left| \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j2\pi(f_0 k + \frac{1}{2} f_1 k^2)} \tilde{r}(k) \right| \quad (13)$$

$$(\hat{f}_0, \hat{f}_1) = \arg \left[\max_{f_0, f_1} \left| \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j2\pi(f_0 k + \frac{1}{2} f_1 k^2)} \tilde{r}(k) \right| \right] \quad (14)$$

从式(14)可以看出,极大似然估计方法在起始频率 f_0 和多普勒频率变化率 f_1 均未知的情况下,可通过对 f_0 和 f_1 相关对消来搜索两个参数。在相关鉴别时间 T_{Dis} 范围内,进行多普勒频率变化率对消后的信号能量可以表示为

$$\int_{t_0}^{t_0 + T_{\text{Dis}}} |A e^{j\pi f_1 m^2} \cdot \tilde{r}(t)|^2 dt = A^2 \int_{t_0}^{t_0 + T_{\text{Dis}}} |\tilde{r}(t)|^2 dt \quad (15)$$

式中, $m=1, 2, \dots, M-1, M$ 为对消信号的幅度,用于区别不同的频率变化率。由式(15)可知,多普勒频率变化率对消后,各组信号的能量在时域相同,根据帕斯瓦尔定理可知,各组信号在频域的能量也相同。

图 1 所示为信号的多普勒频率变化率为 30 kHz/s 时,分别采用 20 kHz、15 kHz、10 kHz 等不同的多普勒频率变化率对信号进行对消后快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 的结果。

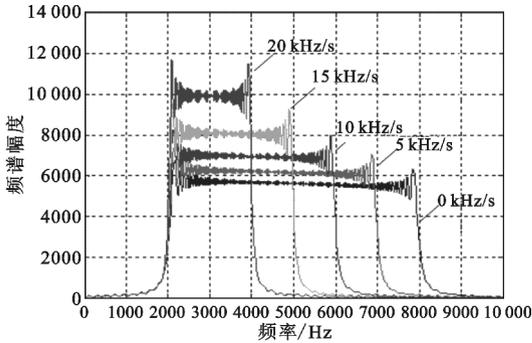


图 1 不同多普勒频率变化率对消的 FFT 频谱
Fig. 1 FFT spectrum for different changing rate of Doppler frequency

由图 1 可见,在同等条件下,对 f_1 的估计越准确,对消后多普勒频率变化率残余越小,则对应的频谱幅值越大。

3 高动态弱载波信号捕获算法

3.1 算法实现方案

根据理论分析,可将需要估计的多普勒频率变化率的范围均匀分为 M 段,分别用 M 个多普勒频率变化率 $e^{j\pi f_{1,m} t^2}$ 对输入复信号进行对消,最后对各组对消后的结果进行 FFT 运算,估计多普勒频率变化率和起始频率。当某个对消的多普勒频率变化率和输入信号的多普勒频率变化率较接近时,其频域的能量更加集中于一根谱线或几根谱线,通过对各组对消结果的 FFT 谱线的最大值进行比较,可以选择出多普勒频率变化率估计误差的最小值。在估计误差最小的多普勒频率变化率对应的 FFT 结果中,最大幅值的坐标即对应多普勒频率的估计值。因此,可得低载噪比高动态载波信号参数并行估计算法的实现方案,如图 2 所示。

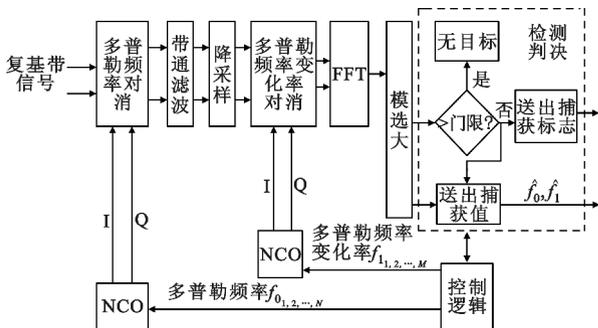


图 2 并行捕获算法方案
Fig. 2 Parallel acquisition scheme

为实现对载波多普勒的估计,并降低动态,将多普勒范围划分为 N 段,各段多普勒频率对消的数控振荡器 (Numerically Controlled Oscillator, NCO) 分别对应为划分的 N 个频率范围的中心频率 $f_{0_1} \sim f_{0_N}$ 。每段多普勒频率对消后的信号首先经过带通滤波器,然后进行降采样率处理,之后分别和 M 个多普勒频率变化率 $f_{1_1} \sim f_{1_M}$ 进行对消、FFT 鉴别、选大,最大 FFT 幅值对应的多普勒频率变化率 \hat{f}_1 及多普勒频率的鉴别值 \hat{f}_0 即为参数估值。

$$\begin{cases} \hat{f}_0 = \hat{f}_{0_k} \\ \hat{f}_1 = \hat{f}_{1_k} \end{cases}, k = \max_n (|\text{FFT}_n|) \quad (16)$$

式中, n 为总的 FFT 谱线数。

为提高载波信号的捕获可靠性,算法中引入恒虚警 (Constant False Alarm Rate, CFAR) 检测判决环节,因此,需要合理设计 CFAR 检测门限值、多普勒频率步进 Δf_0 、变化率步进 Δf_1 、鉴别时间 T_{Dis} 等相关参数以保证对载波信号正确、可靠、快速捕获。

3.2 关键参数选择及推导

FFT 是本算法的主要工具,其检测信噪比通常要求在 14.55 dB 以上^[10]。FFT 等效于对信号的相关积累,能够改善信噪比,改善程度与鉴别时间 T_{Dis} 有关。对于单音信号,信噪比改善为

$$\text{SNR} = \text{CNR} - B = \text{CNR} - 10 \lg(1/T_{\text{Dis}}) \quad (17)$$

式中,SNR 表示信噪比,CNR 表示载噪比, B 为等效带宽。

另外,在多普勒频率变化率较大情况下,FFT 能量分散在多根谱线上,鉴别时间内多普勒频率范围为 $\Delta f_1 \cdot T_{\text{Dis}}$ 。因此,有效检测信噪比由式(18)决定:

$$\text{SNR} = \text{CNR} - \max[10 \lg(1/T_{\text{Dis}}), 10 \lg(1/(\frac{\Delta f_1}{2} \cdot T_{\text{Dis}}))] \quad (18)$$

式中, $\Delta f_1/2$ 为调频率估计偏差。

由式(18)可知,鉴别时间 T_{Dis} 越大,频率变化率步进 Δf_1 越小。信噪比改善越大,检测性能越好,这与低信噪比对两者的要求一致。同时,根据 FFT 性质,鉴别时间越长,FFT 分辨率越高。另外,为降低运算量,便于工程实现,在满足信噪比和捕获精度前提下,频率变化率步进 Δf_1 应尽可能大,鉴别时间 T_{Dis} 尽可能小。因此, Δf_1 、 T_{Dis} 等参数需要根据实际情况选择。 Δf_0 的选取决定了分段区间的个数 N , Δf_0 选取过小,划分的区间数目就很多,这样进行频率估计时要搜索更多的区间才能完成最终估计,运算量大。另一方面,若 Δf_0 选取过大,下变频后信号

的最高频率会很大,这意味着需要采用较高的二次采样频率,即 FFT 点数过多,难以实现。因此,合适的 Δf_0 也是在两者之间的折衷。

算法中另一关键参数为恒虚警门限的确定。采用模值检测,在没有信号的情况下,高斯白噪声频域幅值 $|N(k)|$ 服从 Rayleigh 分布^[11],其概率密度函数为

$$p(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} \quad (19)$$

根据算法原理,需检测各通道所有 n 条谱线,并选大。由式(16),恒虚警门限的确定要根据 n 个服从 Rayleigh 分布的独立随机变量最大值的概率密度函数来确定。 n 个独立同分布的随机变量的最大值的概率密度函数为

$$p_{\max}(z) = n [P(z)]^{n-1} p(z) \quad (20)$$

式中, $P(z)$ 为概率函数。将式(19)代入式(20),推导出 FFT 输出最大值的概率密度函数为

$$p_{\max}(z) = n [1 - e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}}]^{n-1} \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} \quad (21)$$

则虚警概率为

$$P_{fa} = \int_V^\infty n [1 - e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}}]^{n-1} \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} dz \quad (22)$$

积分结果为

$$P_{fa} = 1 - (1 - e^{-\frac{V^2}{2\sigma^2}})^n \quad (23)$$

则虚警门限 V 为

$$V = \sqrt{-2 \ln(1 - \sqrt[n]{P_{fa}})} \cdot \sigma \approx \sqrt{-2 \ln(P_{fa}/n)} \cdot \sigma \quad (24)$$

由式(24)可以看出,虚警门限不仅和虚警概率及噪声的均方差功率有关,还和 FFT 输出谱线个数有关。

如果算法使用模方检测,在没有信号的情况下, $|N(k)|^2$ 服从指数分布^[11],同理可得恒虚警门限为

$$V = -2\sigma^2 \ln(1 - (1 - P_{fa})^{\frac{1}{n}}) \approx -2\sigma^2 \ln\left(\frac{P_{fa}}{n}\right) \quad (25)$$

由式(25)我们可以得出和模值检测相类似的结论,门限和 FFT 输出值的个数有关。同时,还可以看出,对于指数分布的随机变量, $2\sigma^2$ 为其均值,所以可以直接利用噪声均值的估计、虚警概率 P_{fa} 和 FFT 谱线数来确定虚警门限。

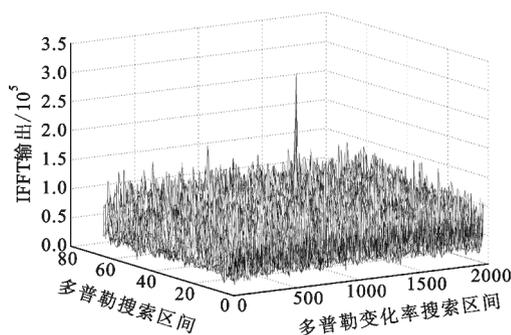
4 仿真与分析

仿真原理如图 2 所示。仿真中采用 GPS 的 C/A 码信号模型,带宽为 2 MHz。载波信号多普勒频率范围取 $[-300 \text{ kHz}, 300 \text{ kHz}]$,多普勒频率变化率范

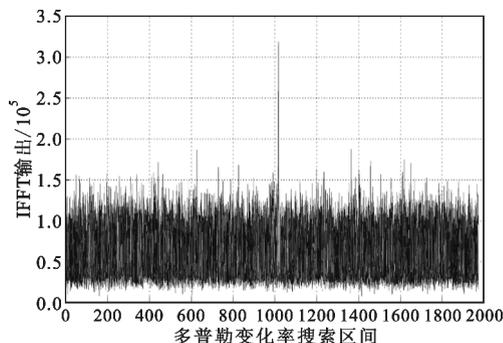
围是 $[-30 \text{ kHz/s}, 30 \text{ kHz/s}]$ 。仿真参数的设置:一次采样频率选为 4 MHz,信号时长 T 为 0.5 s。 $\Delta f_0 = 15 \text{ kHz}$,将多普勒频率可能范围分为 40 个区间。 $\Delta f_1 = 80 \text{ Hz/s}$,将多普勒变化率可能范围划分为 750 个离散搜索值。 $T_{\text{Dis}} = 0.5 \text{ s}$, T_{Dis} 和 Δf_1 的选择满足式(18)。低通滤波器通带宽度选为 16 kHz,二次采样频率为 33 kHz,对应 FFT 点数取 16 384 点。

4.1 仿真结果 1

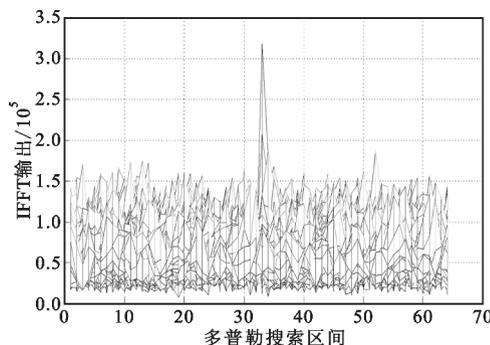
图 3 为多普勒频偏为 0 Hz,载噪比 18 dB · Hz 时 FFT 输出。



(a) 三围立体图



(b) 多普勒变化率搜索区间侧视图



(c) 多普勒搜索区间侧视图

图 3 载噪比 18 dB · Hz 时 FFT 输出
Fig. 3 FFT output in 18 dB · Hz

GPS 信号载噪比一般为 30 ~ 50 dB · Hz,而弱 GPS 信号载噪比为 20 dB · Hz 左右^[1]。表 1 给出了

8 种不同载噪比下各做蒙特卡洛仿真 100 次,判决量与噪声均值比统计平均结果。

表 1 判决量与噪声均值比

Table 1 Means ratio for adjudication variable to noise

载噪比/dB · Hz	判决量与噪声均值比
50	7.500
35	6.774
30	6.500
25	4.790
20	1.600
18	1.480

在低载噪比(小于 20 dB · Hz)时,尤其当载噪比小于 18 dB · Hz,和纯噪声情况相比,判决量的均值已很接近,此时出现虚警的概率会很大,因此有必要引入恒虚警检测环节。另外,仅进行单次判决无法完成可靠的目标检测,应该进行多次检测,继续压低虚警概率,提高检测概率。

对于高动态载波信号,很多文献采用延迟相关方法^[9]。本文对不同载噪比下多普勒频率和多普勒变化率的捕获均方根误差进行了仿真。图 4 所示为本文算法和延迟相关算法不同载噪比多普勒估计误差比较,图 5 所示为本文算法和延迟相关算法不同载噪比多普勒变化率估计误差比较。

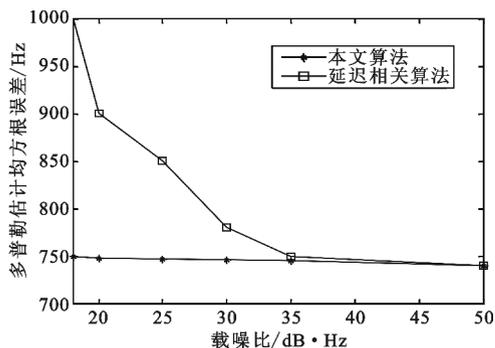


图 4 不同载噪比多普勒估计误差

Fig. 4 Doppler frequency estimation error in different carrier to noise ratio

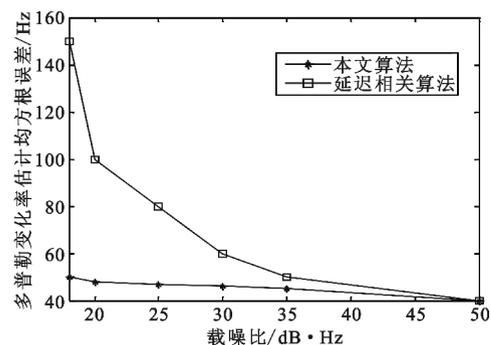


图 5 不同载噪比多普勒变化率估计误差

Fig. 5 Changing rate of Doppler frequency estimation error in different carrier to noise ratio

由图 4 和图 5 可以看出,本文算法在载噪比较低时依然可以较好地对信号进行捕获,当载噪比为 18 dB · Hz 时,仍具有较好的检测性能;当载噪比小于 18 dB · Hz 时,判决量和纯噪声均值非常接近,因此估计性能变差。而延迟相关算法由于信噪比损失在载噪比低于 35 dB · Hz 时性能明显变差。搜索步进值影响估计误差,可根据实际跟踪环路入锁和动态性能要求进行调整,这是一个整体优化的过程,本文不作深入讨论。

4.2 仿真结果 2

仿真结果 2 为基于恒虚警检测的仿真结果。表 2 列出了在纯噪声情况下,两种检测方式在不同蒙特卡洛仿真次数下 FFT 最大值过门限的次数,即发生虚警次数。其中,16 384 点 FFT,虚警概率设为 0.1%。可见,本文算法确定出的恒虚警门限是可靠有效的,但存在有一定的误差,这和噪声功率或噪声均方差的估计偏差有关。

表 2 不同检测方式发生虚警次数

Table 2 False alarm rate with different detection mode

检测方式	FFT 谱线数	FFT 最大值过门限次数		
		100 000 次	10 000 次	1000 次
模检测	750×16 384	102	10	1
模方检测	750×16 384	100	10	1

图 6 给出了 FFT 最大值和门限的分布关系曲线,其中蒙特卡洛仿真次数为 1000 次。可见,门限值分布在靠近噪声 FFT 最大值的上方。

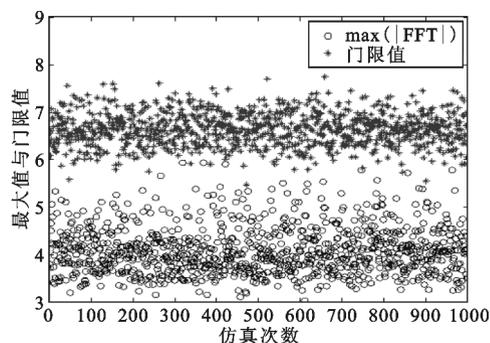


图 6 16 384 点 FFT 最大值和恒虚警门限的关系

Fig. 6 Comparison between maximum value of 16 384 FFT and threshold under the constant false alarm

5 结束语

本文对高动态载波信号模型进行了分析,指出可通过频率及其变化率对消,检测频域谱线实现对低信噪比高动态载波信号的捕获。在恒虚警检测准

则下,提出了一种新捕获算法并给出实现方案,推导了恒虚警门限,并分析了其他关键参数设计。仿真结果表明引入恒虚警检测环节是必要的,算法确定的恒虚警门限是可靠的,本文算法可以对载噪比低至 $18 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 的高动态载波信号有效捕获,为高动态情况下微弱信号的捕获方法及工程实现提供了参考。

参考文献:

- [1] 张敏虎,任章,华春红. 惯性信息辅助的高动态弱 GPS 信号快速捕获 [J]. 系统工程与电子技术,2011,33(2):366-369.
ZHANG Minhu,REN Zhang,HUA Chunhong. Fast acquisition of high-dynamic and weak GPS signals aided by inertial information [J]. System Engineering and Electronics,2011,33(2):366-369. (in Chinese)
- [2] 向洋. 高动态 GPS 载波跟踪技术研究 [D]. 武汉:华中科技大学,2010.
XIANG Yang. High Dynamic GPS Carrier Tracking Technology [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology,2010. (in Chinese)
- [3] 冯继威,石敏,易清明. 一种改进的基于 FFT 弱信号捕获算法 [J]. 计算机工程与应用,2014,50(5):212-215.
FENG Jiwei,SHI Min,YI Qingming. Improved algorithm of weak signal acquisition based on FFT [J]. Computer Engineering and Applications,2014,50(5):212-215. (in Chinese)
- [4] 李慧. GNSS 中频信号仿真及弱信号接收算法研究 [D]. 广州:暨南大学,2013.
LI Hui. GNSS IF Signal Simulation and Weak Signal Received Algorithm [D]. Guangzhou: Jinan University,2013. (in Chinese)
- [5] 李宏,秦玉亮,李彦鹏,等. 基于 FrFT 的 LFM 相参脉冲信号多普勒频率变化率估计算法 [J]. 电子与信息学报,2010,32(11):2718-2723.
LI Hong,QIN Yuliang,LI Yanpeng,et al. A FrFT Based Algorithm for Doppler Frequency Rate Estimation from LFM Coherent Pulse Train [J]. Journal of Electronics & Information Technology,2010,32(11):2718-2723. (in Chinese)
- [6] 金胜,王峰,邓振森,等. 一种 LFM 信号相位域快速高精度参数估计算法 [J]. 系统工程与电子技术,2011,33(2):264-267.
JIN Sheng,WANG Feng,DENG Zhenmiao,et al. Fast and accurate estimator on parameters of chirp signals in phase domain [J]. System Engineering and Electronics,2011,33(2):264-267. (in Chinese)
- [7] 邵高平,安建平,孙红胜,等. 基于高阶瞬态矩迭代的多项式相位干扰抑制 [J]. 系统工程与电子技术,2010,32(9):1819-1822.

SHAO Gaoping,AN Jianping,SUN Hongsheng,et al. Suppression of polynomial phase interference in DSSS system based on high-order instantaneous moment iterative approach [J]. System Engineering and Electronics,2010,32(9):1819-1822. (in Chinese)

- [8] Richter R,Wolf B,Michler O. Evaluation of GNSS RF-Signal Simulators and -Receivers based on Recorded Multi GNSS Signals in Scenarios of Traffic Telematics [C]//Proceedings of ION GNSS 2013. Nashville, USA: IEEE,2013:1881-1889.
- [9] 韩孟飞,王永庆,吴嗣亮,等. 一种低信噪比下 LFM 信号参数快速估计算法 [J]. 北京理工大学学报(自然科学版),2009,29(2):147-151.
HAN Mengfei,WANG Yongqing,WU Siliang,et al. A Fast Algorithm on Parameter Estimation of LFM Signals Under Low SNR [J]. Journal of Beijing Institute of Technology (Natural Science Edition),2009,29(2):147-151. (in Chinese)
- [10] 陈庆. 微弱 GPS/北斗基带信号捕获研究与实现 [D]. 广州:暨南大学,2013.
CHEN Qing. Research and Implementation of Weak GPS/BDS Baseband Signal [D]. Guangzhou: Jinan University,2013. (in Chinese)
- [11] 尉宇. 线性调频和非线性调频信号的检测与参数估计 [D]. 武汉:华中科技大学,2005.
WEI Yu. Detection and Parameter Estimation for Linear and Non-linear FM Signal [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology,2005. (in Chinese)

作者简介:



何晓云(1973—),女,四川都江堰人,1995年获学士学位,现为高级工程师,长期从事卫星导航信号设计和系统测试相关工作;

HE Xiaoyun was born in Dujiangyan, Sichuan Province, in 1973. She received the B. S. degree in 1995. She is now a senior engineer.

Her research concerns satellite navigation signal design and system test.

Email: zh_hxy@sina.com

冯冀宁(1973—),男,河北冀州人,2009年获博士学位,现为副教授,长期从事导航信号处理等研究工作;

FENG Jining was born in Jizhou, Hebei Province, in 1973. He received the Ph. D. degree in 2009. He is now an associate professor. His research concerns navigation signal processing.

Email: fjn2003@163.com

杨晓波(1978—),女,河北秦皇岛人,2014年获硕士学位,现为副教授,一直从事自适应信号处理等研究工作。

YANG Xiaobo was born in Qinghuangdao, Hebei Province, in 1978. She received the M. S. degree in 2014. She is now an associate professor. Her research concerns adaptive signal processing.