

连续波干扰下 L1C 信号码跟踪性能研究

周本立, 郭承军, 梁 珊
(电子科技大学电子科学技术研究院, 成都 611731)

摘要: 针对连续波干扰下传统导航信号的码跟踪性能评估方法不适用于新信号体制下的 L1C 信号, 从其信号体制的角度利用奇偶相关判据, 定性分析其码跟踪性能, 提出“干扰误差包络”和“平均误差包络”评估方法定量分析了 L1C 信号在受到连续波干扰时的码跟踪性能。结果表明: L1C 信号的码跟踪性能要优于 C/A 码信号, 不同卫星播发信号中, 导频信号的码跟踪性能要比数据信号好 1~1.3 倍(最大能达到 1.4 倍), 个别数据码信号的码跟踪性能要优于导频码信号。

关键词: 卫星导航; 干扰误差包络; 平均误差包络; 导频信号; 数据信号

中图分类号: TN967.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2017)01-0086-05

Code Tracking Performance of L1C Signal Under Continuous Wave Interference

ZHOU Ben-li, GUO Cheng-jun, LIANG Shan
(Research Institute of Electronic Science and Technology, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: The code tracking performance assessment method for tradition navigation signal is not applicable for the L1C of new signal system in the presence of continuous wave interference. Therefore, we made a qualitative analysis to the code tracking performance of L1C signal from the perspective of pseudo code by using the odd-even correlation criterion. The assessment methods of “Interference Error Envelope” and “Average Error Envelope” were put forward for making quantitative analysis to the code tracking performance of L1C signal under interference. The result shows that the L1C signal has a better performance than C/A code signal: The code tracking performance of pilot signal is 1~1.3 (with the maximum of 1.4) times better than that of the data signal, while a very few data code signal make a better code tracking than the pilot code signal.

Key words: satellite navigation; code tracking error envelope; average error envelope; pilot signal; data signal

0 引言

卫星导航系统在民用领域的广泛应用和军事领域的战略地位使其逐渐成为国家的重要基础设施。目前全球导航卫星系统中以美国的 GPS 发展最为成熟, 其最新的 GPS III 发射采用全新信号体制的 L1C 民用信号, 从本质上提高了信号的抗干扰性能, 使其定位精度得到提高^[1]。有关传统民用导航信号的抗干扰特性已有较多的研究, 如文献[2-3]对传统的 C/A 码信号在

多径与连续波(Continuous Wave, CW)干扰下的抗干扰性能做了详细分析, 得到在不同干扰环境下 C/A 码信号的抗干扰性能; 文献[4]针对 L5C 信号在受到 CW 干扰时、不同类型鉴相器下的码跟踪性能做了详细推导, 并且利用误差曲线分析了不同卫星播发的 L5C 信号性能差异; 文献[5]中对白噪声干扰下 C/A 码信号的码跟踪性能也有详细分析, 推导了码跟踪误差的下界。以上传统民用信号, 在伪码序列构成原理、码片波形、调制方式上并无本质差异, 而 L1C 信号在这 3 个方面都有改进且对其 CW 干扰条件下的码跟踪性能方面研究还比较少。

伪码在信号体制中是非常重要的因素, 正是因为

收稿日期: 2016-01-19

修回日期: 2016-11-13

作者简介: 周本立(1991—), 男, 安徽安庆人, 硕士生, 研究方向为导航信号体制。

L1C 信号特殊的码序列才使其具有了良好的相关特性和码跟踪性能。为此, 本文将从 L1C 信号体制的角度出发研究其码跟踪性能, 推导利用干扰误差包络 (Interference Error Envelope, IEE) 和平均误差包络 (Average Error Envelope, AEE) 来衡量不同信号的码跟踪性能, 并且利用真实码序列分析了不同卫星播发 L1C 信号的码跟踪性能。

1 L1C 信号伪码和功率谱

伪码和功率谱是导航基带信号的重要组成部分, 是信号体制设计中的关注重点, 两者从本质上决定了信号性能, 与之前的民用导航信号相比, L1C 信号在伪码类型、码结构、调制方式上的创新变化使其具有了优异的抗干扰性能^[6], 对此分别做简要介绍。

1.1 伪码特性分析

L1C 伪码是长为 10230 的 Weil 序列, 区别于传统的 m 序列, 相同长度下 Weil 码的相关特性要更好^[7], 可以利用固定序列的插入位置不同而使相关性能得到优化^[8]。传统的相关计算中并没有考虑到导航电文数据比特或覆盖码会等效引发伪码中某些码片电平跳变, 这会相应地影响到接收机实际所获得的伪码相关特性, 所以提出更合理的相关判据, 称为“偶相关”和“奇相关”^[9]。前者和传统相关类似, 而“奇相关”则是指在一个伪码长的相关计算窗口中存在比特的跳变, 其计算表达式为

$$auto(a; \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i a_{i+\tau} \quad (1)$$

$$oddcross(a, b; \tau) = \sum_{i=0}^{N-\tau-1} a_i b_{i+\tau} - \sum_{i=N-\tau}^{N-1} a_i b_{i+\tau} \quad (2)$$

式中: a 和 b 分别代表伪码序列; τ 为码片偏移量。通过查阅 L1C 信号接口文件^[10], 可以分别得出不同编号卫星的伪码最大自相关旁瓣数值, 以应用于导航卫星播发的 PRN1 ~ PRN32 为例, 其自相关特性如图 1 所示。

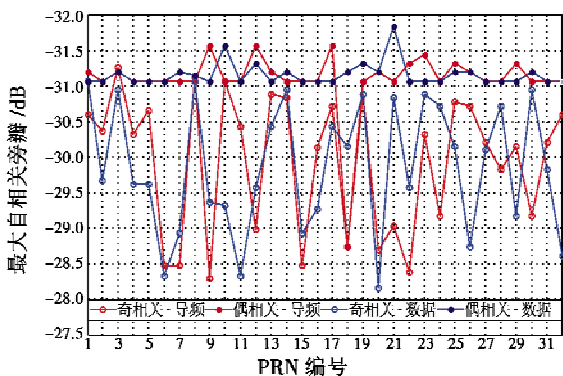


图 1 不同卫星播发 L1C 信号伪码自相关值
Fig. 1 The autocorrelation value of different L1C satellite signals

从图 1 中可以看出: L1C 信号的导频通道与数据通道自相关值的最小动态范围约 28.4 dB, 最大动态范围约 32 dB, 均远远大于 C/A 码的 24 dB 动态范围, 因此其伪码性能要远远优于 C/A 码; 偶自相关性能优于奇自相关性能; 导频信号的自相关性能要普遍优于数据信号。不同卫星所播发信号伪码的自相关值都有差异, 因此, 不同卫星信号在受到干扰时的码跟踪性能应有所差异, 后续将会对此进行叙述。

1.2 L1C 信号功率谱

GPS 各民用信号功率谱密度如图 2 所示, L1C 信号采用 MBOC(6, 1, 1/11) 的调制方式, 其信号分为数据通道和导频通道, 前者采用 BOC(1, 1) 的调制方式, 后者采用 TBOC(6, 1, 4/33) 的调制方式。

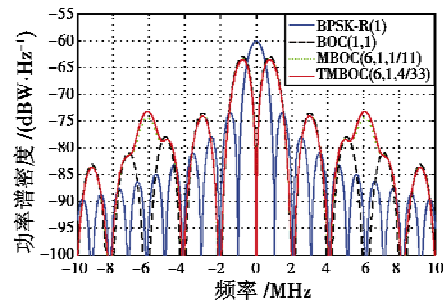


图 2 L1C 信号和 C/A 码信号功率谱密度

Fig. 2 The power spectrum of L1C and C/A code signal

从图 2 中可以看出, L1C 信号的功率谱在 6 MHz 处有一个明显峰值, 这是导频通道中采用了 BOC(6, 1) 调制的结果, 增加的高频成分给信号带来的好处是提高了其跟踪性能^[11]。

2 导航信号码跟踪性能分析

2.1 信号模型

假设导航信号可以表示为

$$y(t) = \sum_k^{N_k} x_k(t) + i(t) \quad (3)$$

式中: x_k 为第 k 颗卫星的导航信号; N_k 为导航信号个数; $i(t)$ 为干扰信号。导航信号的定义式为

$$x_k(t) = \sqrt{2P_k} c_k(t) d_k(t) e^{j2\pi f_c t} \quad (4)$$

式中: P_k 为第 k 个信号的接收功率; $c_k(t)$ 为其扩频码符号; $d_k(t)$ 为导航信息数据流; f_c 为载波频率, 此处忽略了信号的多普勒频移和载波相位。接收机常用延迟锁定环路 (Delay Lock Loop, DLL) 来估计码相位偏差, 接收信号下变频后进入 DLL, 与本地复制的超前码和滞后码分别进行相关、积分-清零处理、鉴相, 得到码偏差, L1C 信号的鉴相曲线如图 3 所示。

当 L1C 信号未受到干扰时, 鉴相曲线过零点为原点; 受到干扰时, 鉴相曲线产生了偏移导致过零点从原点偏移至坐标 (x_{bias}, y_{bias}) 处, 从而产生测距误差。下面

将推导 L1C 信号在 CW 干扰下的码跟踪误差表达式。

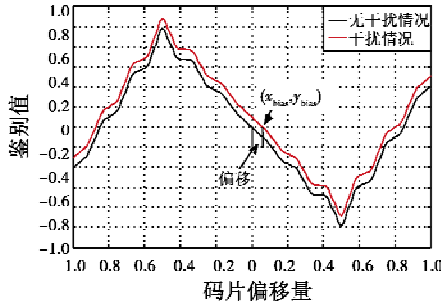


图3 L1C 信号鉴相曲线

Fig.3 The discriminator curve of L1C signal

2.2 CW 干扰下的码跟踪性能分析

导航信号中伪码码长的限制使其随机性不够好,因此其真实的功率谱中会在特定的频率处出现冲激线谱,当干扰频点和线谱频点一致时就会产生严重的干扰影响,这种干扰被称为 CW 干扰。为了分析 CW 干扰对 L1C 信号带来的影响,结合 DLL 对导航信号的处理流程,推导利用 IEE 和 AEE 来衡量。

假定 DLL 的输出为 $R_{EL}^{XI}(\tau)$, 其表达式为

$$R_{EL}^{XI}(\tau) = R_E^{XI}(\tau) - R_L^{XI}(\tau) \quad (5)$$

式中:上标 X 和 I 分别代表导航信号和干扰信号;下标 E 和 L 分别为超前通道和滞后通道。

式(5)又可拆分成导航信号和干扰信号两项,表达式为

$$R_{EL}^{XI}(\tau) = R_{EL}^X(\tau) + R_{EL}^I(\tau) \quad (6)$$

$$R_{EL}^{XI}(\tau) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} [c_E(t) - c_L(t)] \cdot [x(t + \tau) + i(t + \tau)] dt \quad (7)$$

式中: T_p 为预积分时间; $c_E(t)$ 和 $c_L(t)$ 分别代表超前码序列和滞后码序列。式(7)积分式中的前一项可以设为 $h(t) = c_E(t) - c_L(t)$ 。

鉴相曲线过零点的偏移程度代表了干扰对信号码跟踪的影响大小,因此利用鉴相曲线在 x_{bias} 处的值可以估计码跟踪误差,根据文献[12]中的线性理论,不同干扰频点下鉴相曲线的偏移可以表示为

$$b(f_i) = \alpha \cdot R_{EL}^{XI}(x_{bias}) \quad (8)$$

式中, $\alpha = \frac{c \cdot T_c \cdot \Delta}{2}$, c 代表光速, Δ 为相关器间隔(以码片为单位)。鉴相曲线过零点的偏移值反映了信号的码跟踪性能,下面将推导具体表达形式。

当 $x_{bias} = 0$ 时,有 $R_{EL}^{XI}(x_{bias}) = 0$, 则

$$R_{EL}^{XI}(\tau) \Big|_{\tau=0} = R_{EL}^I(\tau) \Big|_{\tau=0} \quad (9)$$

将式(9)代入式(7),利用了 Fourier 反变换得到

$$R_{EL}^I(\tau) \Big|_{\tau=0} = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \mathcal{R}_e \{ |I(f)| |H(f)| e^{-j\angle I(f)} \} \quad (10)$$

式中, $\angle I(f)$ 为干扰相位。需要说明的是:上式中忽略

了接收机滤波器传输函数的影响,此处假定为理想带限。 $H(f)$ 的表达式为

$$H(f) = FT\{c_E(t) - c_L(t)\} = FT\left\{c\left(t + \frac{\Delta}{2}\right) - c\left(t - \frac{\Delta}{2}\right)\right\} = 2jC(f) \sin(\pi f \Delta) \quad (11)$$

式中, $C(f) = FT\{c(t)\}$, 代表伪码序列的 Fourier 变换。

将式(10)、式(11)代入式(8)有

$$b(f_i) = \frac{2\alpha}{T_p} \int_0^{T_p} |I(f)| |C(f)| \varphi(f) \sin(\pi f \Delta) df \quad (12)$$

$$\varphi(f) = \sin(\angle I(f) + \angle C(f)) \quad (13)$$

式中, $\angle C(f)$ 为伪码序列 Fourier 变换后的相位值。CW 干扰是一种窄带干扰,其幅度谱可以表示为

$$|I(f)| = A \cdot \delta(f - f_i) \quad (14)$$

式中: A 为干扰信号幅值; f_i 为干扰频点。可以看出,当导航信号频率正好在干扰频点处时将会造成严重的干扰,结合式(12)可以求出不同干扰频点处的码跟踪误差为

$$b(f_i) = 2\alpha A |C(f_i)| \varphi(f_i) \sin(\pi f_i \Delta) \quad (15)$$

在相同干扰频点下, $|C(f_i)|$ 是确定的,当 Δ 确定时,上式只受到 $\varphi(f_i)$ 的影响,因此可以求出不同干扰频点下码跟踪误差最大值。式(16)成立时将会使码跟踪误差达到最大值,即

$$\angle I(f) = (2m + 1) \frac{\pi}{2} - \angle C(f) \quad (16)$$

式中, m 为整数。因此,可以得到每个干扰频点下的最大码跟踪误差,定义 CW 干扰下的 IEE 为

$$b_{max}(f_i) = 2\alpha A |C(f_i)| \sin(\pi f_i \Delta) \quad (17)$$

将对序列的 Fourier 变换进行推导,导航信号 PRN 码 $c(t)$ 由码片序列和码片脉冲波形组成,可以表示为

$$c(t) = s(t) * p(t) \quad (18)$$

式中: $s(t)$ 为码片序列,取值为 $\{-1, +1\}$; $p(t)$ 为码片波形,码片序列可表示为

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k \delta(t - kT_c) \quad (19)$$

对于周期序列,式(18)可表示为

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iN_c T_c) * \sum_{k=0}^{N_c-1} s_k \delta(t - kT_c) \quad (20)$$

式中: N_c 为伪码序列一个周期的码片数; T_c 为码片持续时间。对上式进行 Fourier 变换得到

$$S(f) = \frac{1}{NT_c} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{i}{NT_c}\right) \sum_{k=0}^{N_c-1} c_k e^{-jf^2 k T_c} \quad (21)$$

由式(18)可知, $c(t)$ 的频域形式为

$$C(f) = S(f) P(f) \quad (22)$$

式中, $P(f)$ 为对应码片脉冲波形的 Fourier 变换,将式(21)代入式(22)则有

$$C(f) = \frac{1}{NT_c} P(f) \cdot \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{l}{NT_c}\right) \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{-j2\pi f k T_c} \quad (23)$$

C/A 码信号的表达式为

$$P(f) = T_c \sin c(fT_c) \quad (24)$$

BOC(1,1)和 BOC(6,1)调制信号的 $P(f)$ 分别为

$$\begin{cases} P_{\text{BOC}(1,1)}(f) = T_c \sin c(fT_c/2) \sin(\pi f T_c/2) \\ P_{\text{BOC}(6,1)}(f) = T_c \sin c(fT_c) \tan(\pi f/2f_s) \end{cases} \quad (25)$$

式中, f_s 为 BOC(6,1)的副载波频率。结合式(17)和式(22)可以求得码跟踪误差包络,值得注意的是:对于 TMBOC(6,1,4/33)调制信号,采用 BOC(6,1)调制的码片和采用 BOC(1,1)调制的码片位置是不同的^[13],正是因为如此安排才会使得 L1C 导频信号有良好的码跟踪性能,下面将结合调制信号的伪码对其码跟踪性能进行具体仿真。

3 仿真分析

3.1 干扰误差包络和平均误差包络

设相关间隔为 1 个码片、载波功率和干扰信号功率之比为 0 dB,L1C 导频信号和数据信号与 C/A 码信号(均以 PRN1 为例)的码跟踪误差包络如图 4 所示。

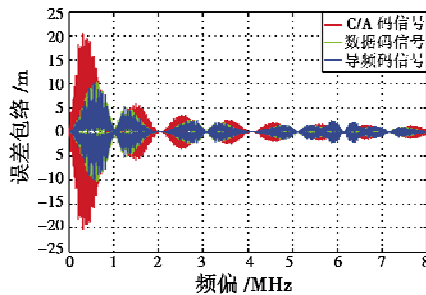


图 4 C/A 码信号和 L1C 信号干扰误差包络
Fig.4 IEE of C/A code signal and L1C signal

图中的包络反映了在不同干扰频点处,传统的 C/A 码信号和 L1C 信号在 CW 干扰下的码跟踪性能,包络的幅值越大,说明干扰对信号的影响越强,反之则越弱。从图中可以看出:在绝大部分干扰频点处,L1C 信号的码跟踪误差要小于 C/A 码信号,其码跟踪性能更好,最严重情况下,C/A 码信号的码跟踪误差包络幅值达到了 L1C 信号幅值的 2 倍左右,导频信号的码跟踪误差包络幅值在大部分频点处略小于数据信号,因此,其码跟踪性能要比数据码信号略好。但是当干扰频点位于 6 MHz 附近时,导频信号的误差包络的幅度将会上升,由 L1C 信号的功率谱很容易解释,L1C 信号的功率谱在 6 MHz 附近有一个波峰,增加的高频分量给信号带来良好跟踪性能的同时也提高了被干扰的风险,当 CW 干扰频点位于 6 MHz 处时将会产生严重的干扰导致码跟踪性能下降。

为了更直观地反映各信号的码跟踪性能,根据式

(17),定义各信号的 AEE 为

$$AEE(f_i) = \frac{1}{f_i} \int_0^{f_i} \frac{b_{\max}(f_i) + |b_{\min}(f_i)|}{2} df \quad (26)$$

各信号的 AEE 如图 5 所示,该图可以更直观地比较各信号的码跟踪性能,从图中可以看出,各信号的幅值规律和图 4 中基本一致。

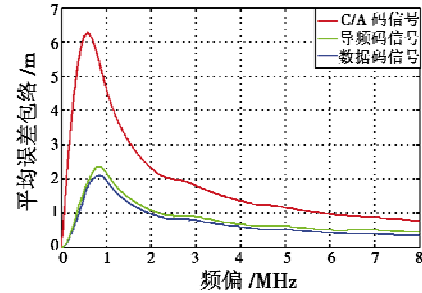


图 5 C/A 码信号和 L1C 信号平均误差包络
Fig.5 AEE of C/A code signal and L1C signal

结合式(17)、式(23)和式(24),各信号的误差包络不仅与其伪码序列及其码片波形有关,还与相关间隔有关。图 6 和图 7 反映了在不同相关间隔下,PRN1 导频信号的码跟踪误差包络与平均误差包络(数据信号和 C/A 码信号亦有相同的规律)。

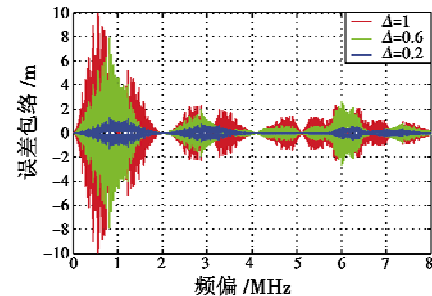


图 6 不同相关间隔下导频信号干扰误差包络
Fig.6 IEE of pilot signal with different correlator spacing

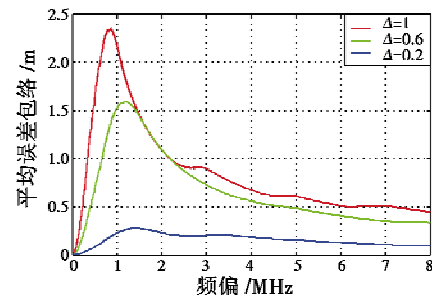


图 7 不同相关间隔下导频信号平均误差包络
Fig.7 AEE of pilot signal with different correlator spacing

从图中可以看出,随着相关间隔的减小,各信号的误差包络幅值逐渐变小,CW 干扰对各信号影响范围也逐渐缩小,如导频信号在 4~6 MHz 干扰频点处取 0.2 个码片的相关间隔时,其码跟踪误差包络幅值很低,CW 干扰对其影响几乎可以忽略,在数据信号中同样也有此规律,当干扰频点位于 6 MHz 附近时,导频信号仍然会

受到较为严重的干扰,码跟踪误差较大。

平均干扰误差包络也反映了相关间隔减小时干扰对码跟踪性能的影响逐渐变小,因此,对于不同的导航信号,当接收设备检测到干扰类型及其参数时选择合适的相关间隔有助于提高信号的码跟踪性能。

3.2 不同卫星播发信号的码跟踪误差

信号的码跟踪性能与其伪码序列值和码片波形息息相关,而 L1C 信号的导频码和数据码在以上两个方面均有不同的选择和安排,因此,对于不同编号的 PRN 导频码和数据码信号,其码跟踪性能也有所差异,根据 L1C 信号的接口文件中不同 PRN 信号的参数,导频通道和数据通道 PRN 编号为 1~32 的信号在相关间隔为 1 个码片、载波功率和干扰信号功率之比为 0 dB 时,其最大码跟踪误差如图 8 所示。

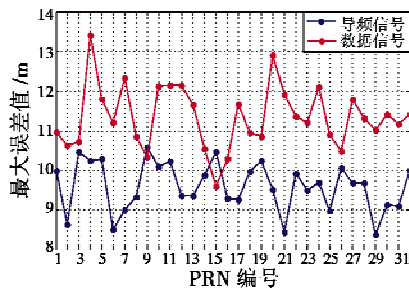


图8 不同编号卫星播发 L1C 信号的最大码跟踪误差值

Fig.8 Maximum code tracking error of L1C signal broadcast by different satellites

从图中可以看出,数据码信号的误差包络幅值要大于导频码信号,因此其码跟踪性能要比后者稍差,在比值上大部分约为导频码的 1~1.3 倍左右,最差为 PRN21 的数据码信号,其码跟踪误差幅值约为导频码的 1.4 倍左右;图中还可以看出,个别编号的数据码信号的码跟踪性能要略好于导频码信号,如 PRN9 和 PRN15,其码跟踪误差幅值分别约为对应导频码信号的 0.97 倍和 0.91 倍,这与其伪码中固定码序列的插入位置有关。

图 8 反映了不同 L1C 信号的码跟踪性能差异,因此,对于单通道接收机收到码跟踪性能相对较差的导航信号,要采取相应的参数配置以尽量削弱干扰的影响。将图 8 和图 1 做比较可以发现,各信号的码跟踪性能和其自相关性能表现有较一致的变化规律,导频码信号的自相关性能要普遍优于数据码信号,其码跟踪性能亦然,因此也可以从不同信号的自相关性能来间接判断其码跟踪性能。

4 结束语

本文在分析 GPS III 新型民用信号的功率谱和伪码构成的基础上,从定性的角度分析了传统民用信号和

新型民用信号的码跟踪性能,定义 IEE 和 AEE,从定量的角度分析了在连续波干扰下不同信号的码跟踪误差性能,并且做了不同卫星播发信号的性能比较。仿真表明,导频信号的码跟踪性能要普遍优于数据信号,在 CW 干扰下,新型民用信号的码跟踪性能要远好于传统民用信号。本文分析结果对于接收机在接收不同卫星信号时选择合适的参数配置有一定的工程意义,对于我国北斗信号伪码的设计也有一定参考价值,下一步可研究同频段 Compass 以及 Galileo 导航信号干扰下的码跟踪性能评估。

参考文献

- [1] 胡修林,唐祖平,周鸿伟,等. GPS 和 Galileo 信号体制设计思想综述[J]. 系统工程与电子技术,2009,31(10): 2285-2293.
- [2] QU B, WEI J L, TANG Z P. Analysis of combined effects of multipath and CW interference on coherent delay lock loop [J]. Wireless Personal Communications, 2014, 77(3): 2213-2233.
- [3] LIU Y Q, RAN Y H, KE T, et al. Characterization of code tracking error of coherent DLL under CW interference[J]. Wireless Personal Communications, 2012, 66(2): 397-417.
- [4] LIU Y Q, RAN Y H, KE T, et al. Code tracking performance analysis of GNSS signal in the presence of CW interference [J]. Signal Processing, 2011, 91(4): 970-987.
- [5] BETZ J W, KOLODZIEJSKI K R. Generalized theory of code tracking with early-late discriminator part I: lower bound and coherent processing [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, 2009, 45(4): 1538-1556.
- [6] HEIN G W, AVILA-RODRIGUEZ J A, WALLNER S, et al. MBOC: the new optimized spreading modulation recommended for Galileo L1 OS and GPS L1C [C]//Proceeding of IEEE/ION PLANS, 2006: 883-892.
- [7] RUSHANAN J J. Weil sequence: a family of binary sequences with good correlation properties [C]//IEEE International Symposium on Information Theory, 2006: 1648-1652.
- [8] RUSHANAN J J. The spreading and overlay codes for the L1C signal [J]. Journal of the Institute of Navigation, 2007, 54(1): 43-51.
- [9] WALLNER S, AVILA-RODRIGUEZ J A, HEIN G W. Galileo E1 OS and GPS L1C pseudo random noise code-requirements, generation, optimization and comparison [C]//Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2007:

(下转第 107 页)