

高斯干扰下 GNSS 信号码跟踪精度分析

叶旅洋^{1,2,3} 樊战友^{1,2} 张瀚青^{1,2,3} 刘岩^{1,2,3} 武文俊^{1,2} 胡永辉^{1,2}

1 中国科学院国家授时中心 西安 710600

2 中国科学院精密导航定位与定时技术重点实验室 西安 710600

3 中国科学院大学电子电气与通信工程学院 北京 100049

(1218627729@qq.com)



摘要 码跟踪精度是导航系统兼容互操作评估的重要参数。为定量分析高斯干扰下 GNSS 信号的码跟踪精度,从常见的高斯干扰信号出发,针对 CELP、NELP 及 DP 环路模型,基于 MATLAB 软件对 GNSS 信号的码跟踪精度进行仿真分析,并给出了 NELP 及 DP 环路的 CT-SSC 表达式,同时对环路模型的 CT-SSC 及 Cramer-Rao 下界进行分析。仿真结果表明:在相同条件下,GNSS 信号的码跟踪误差受高斯窄带干扰及宽带干扰比较明显,而在一定信干比范围内,受高斯匹配谱干扰和带限白干扰比较稳定;在 DP 环路下,GNSS 信号的 CT-SSC 三维曲面较 CELP 及 NELP 显得“平滑”,相应的跟踪性能也最好。对 GNSS 信号的码跟踪性能进行分析,有助于给 GNSS 系统的兼容与互操作评估及现代 GNSS 接收机的设计提供重要参考;给出的 NELP 及 DP 的码 CT-SSC 表达式,可作为与 CELP 的 CT-SSC 进行并行分析的参照依据。

关键词: 高斯干扰;GNSS;码跟踪;CT-SSC;Cramer-Rao 界

中图法分类号 TN961,P228

Analysis of GNSS Signal Code Tracking Accuracy Under Gauss Interference

YE Lv-yang^{1,2,3}, FAN Zhan-you^{1,2}, ZHANG Han-qing^{1,2,3}, LIU Yan^{1,2,3}, WU Wen-jun^{1,2} and HU Yong-hui^{1,2}

1 National Time Service Center, Chinese Academy of Science, Xi'an 710600, China

2 Key Laboratory of Precision Navigation Positioning and Timing Technology, CAS, Xi'an 710600, China

3 School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

Abstract Code tracking accuracy is an important parameter for the compatibility interoperability evaluation of navigation systems. In order to quantitatively analyze the code tracking accuracy of GNSS signals under Gaussian interference, starting from common Gaussian interference signals, the code tracking accuracy of GNSS signals was simulated and analyzed according to the MATLAB software, the CT-SSC expression of NELP and DP loop were given, the CT-SSC and Cramer-Rao lower bounds of the loop model were analyzed meanwhile. The simulation results show that the code tracking error of GNSS signals is more obvious by Gaussian-narrowband interference and wideband interference under the same conditions, while code tracking error of GNSS signal is more stable under Gauss matching spectrum interference and band-limited white interference in a certain signal-to-interference ratio range. Under the model of DP, the three-dimensional surface of GNSS signal is more “smooth” than CELP and NELP model in terms of CT-SSC, and the tracking performance is best. The tracking performance analysis of GNSS signals can provide an important reference for GNSS system on compatibility and interoperability assessment as well as modern GNSS receiver design, and the expressions of CT-SSC about NELP and DP model can be analysis parallel with CELP model.

Keywords Gauss interference, GNSS, Code tracking, CT-SSC, Cramer-Rao boundary

1 引言

随着 GNSS (Global Navigation Satellite System) 现代化的推进,为达到更高的导航定位精度,满足更高质量的现代化

服务需求,世界各国正加强 GNSS 间的兼容性与互操作性。2004 年,美国和欧盟就 GPS 与 Galileo 系统的兼容与互操作议题,将 GPS L1C 信号及 Galileo E1 OS 信号在 1575.42MHz 频点处作为共同基准^[1-2]。2005 年,美国和俄罗斯就 GPS 同

到稿日期:2019-01-23 返修日期:2019-05-09 本文已加入开放科学计划(OSID),请扫描上方二维码获取补充信息。

基金项目:国家自然科学基金项目(11703030,10773012);中国科学院西部青年学者项目(XAB2017A06);北斗军用定时终端检定规程(Y833ZX1601)

This work was supported by the National Natural Science Foundation of China (11703030,10773012), Western Youth Scholars Fund of the Chinese Academy of Sciences (XAB2017A06) and Beidou Military Timing Terminal Fund (Y833ZX1601).

通信作者:樊战友(fan@ntsc.ac.cn)

GLONASS 的兼容性问题也达成了相关协议^[3]。中国的北斗三号 B1C 信号同样作为一种全球信号,在 1575.42 MHz 处与 GPS 和 Galileo 现代化信号同频^[4]。鉴于兼容与互操作的需求,2017 年 11 月,中国同美国国务院空间办公室签署了联合声明^[5],在这份声明中,重点对北斗与 GPS 的兼容互操作这一核心议题达成了共识。2018 年 12 月底,中国卫星导航系统办公室在新闻发布会上正式宣布北斗进入全球时代^[6]。因此,对 GNSS 信号的码跟踪精度进行分析,有助于为全球各大系统之间的兼容互操作问题提供评估参考。

GNSS 信号的码跟踪精度是卫星导航系统性能分析及兼容性评估的重要指标之一。文献[7]基于 EM(Euler-Maruyama)理论对 GNSS 信号的码跟踪环路进行了数值模拟,采用的 EM 分析理论可以视为码跟踪精度理论研究的雏形。2009 年, Betz 正式提出基于相干超前-滞后鉴别器(Coherent Early-Late Processing, CELP)及非相干超前-滞后鉴别器(Noncoherent Early-Late Processing, NELP)的码跟踪理论^[8-9],并给出了伪码跟踪性能评估的码跟踪谱灵敏度系数(Code Tracking Spectral Sensitivity Coefficient, CT-SSC),奠定了现代 GNSS 信号码跟踪研究的基础。文献[8]给出了 CELP 模型的 CT-SSC 分析表达,但没有给出 NELP 及 DP 环路的 CT-SSC 表达式。文献[10]探究了电离层闪烁对码跟踪性能的影响,但在特定干扰下并未进行建模分析。文献[11]从设计实现的角度,基于常用的环路模型分析了伪随机噪声对 GNSS 信号码跟踪性能的影响,给出了 GNSS 有效性的参考指标,但由于白噪声的理想特性,它不能全面地反映特定干扰对 GNSS 信号码跟踪精度的影响。文献[12]从信道存在连续波干扰的角度,对 GNSS 信号的码跟踪性能进行了评估分析,但连续波也不具有代表性,不能全面地反映外部环境对 GNSS 信号码跟踪精度的影响。

由于实际工程中针对常用的码跟踪环路的跟踪误差研究较少,而现代化 GNSS 兼容与互操作性的性能评估参考指标的需求也日益增加,鉴于高斯干扰的普适性,对各种高斯干扰环境下的 GNSS 码跟踪性能进行建模与分析,不仅能全面、深入地剖析外界干扰对 GNSS 信号码跟踪性能的影响,还可以给 GNSS 系统兼容与互操作性的评估以及现代 GNSS 接收机的设计提供一定参考。

2 GNSS 信号码跟踪性能分析模型

2.1 TOA 码跟踪估计模型

基于到达时间(Time of Arrival, TOA)估计的码跟踪模型是由 Betz 提出的,它是现代 GNSS 信号环路模型分析的经典模型。Betz 在对 TOA 环路模型进行分析的基础上,正式提出了基于 CELP 及 NELP 码跟踪精度的研究理论。图 1 给出了 Betz 所设计的 TOA 估计模型。

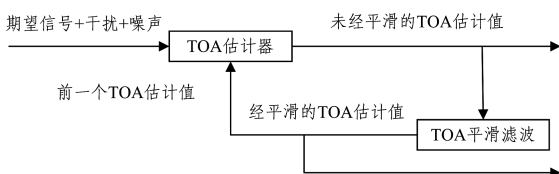


图 1 TOA 码跟踪环路模型

Fig. 1 Code tracking loop model of TOA

从图 1 可以看出,GNSS 接收机将接收到的期望信号、噪声信号及干扰信号同前一时刻的 TOA 估计值一同送入 TOA 估计器,然后设置一个预检测积分时间 T_{int} 来输出一个未经平滑的 TOA 估计值,该估计值的一路可直接输出,另一路经过平滑滤波,输出一个经平滑且含有期望信号、干扰及噪声的信号。该输出信号的一路也可直接输出,以便同未经平滑的估计值进行比对;另一路,即上一次的估计值,反馈给 TOA 估计器,以此不断更新迭代,最后得到精确的估计值。

经 TOA 平滑滤波后,最终输出的估计方差 σ_s^2 与未经平滑滤波输出的 TOA 估计方差 σ_{uns}^2 之间的关系为^[8]:

$$\sigma_s^2 = 2\sigma_{\text{uns}}^2 B_L T_{\text{int}} (1 - 0.5 T_{\text{int}} B_L) \quad (1)$$

其中, B_L 为伪码的环境噪声带宽。

2.2 GNSS 信号模型

一个典型的 GNSS 接收机通常对所输入的信号进行一系列的滤波和下变频(模拟或数字下变频)处理,以便得到相应的中频信号(模拟或数字中频信号)。在无外界信号干扰的情况下,一个为未经滤波的中频 GNSS 信号通常为实窄带信号^[8],如式(2)所示:

$$s_{IF}(t) = \sqrt{2P}\gamma_{\infty}(t-\tau)\cos(2\pi f_{IF}t + \varphi) \quad (2)$$

其中, $\gamma(t) = \sqrt{2P}c(t)d(t)$, $c(t)$ 为伪随机码序列, $d(t)$ 为所携带的数据信息; f_{IF} 为中频载波频率, $f_{IF} = f_c + f_d$, f_c 为信号的载波中心频率, f_d 为信号的多普勒频移; P 表示期望的天线前端输入功率; φ 为中频载波初始相位; τ 为群延时。

通常,需将信号的负频部分通过 LPF(Low Pass Filter)滤除,从而得到只含正频部分的解析表达:

$$s_A(t) = \gamma(t-\tau)e^{i(2\pi f_{IF}t)} e^{i\varphi} \quad (3)$$

令 $s_B(t) = \gamma(t-\tau)e^{i\varphi}$, 则:

$$s_A(t) = s_B(t)e^{i2\pi f_{IF}t} \quad (4)$$

可知,基带信号 $s_B(t)$ 即为解析信号 $s_A(t)$ 的复包络^[13]。

2.3 GNSS 信号码跟踪环路模型

在实际工程应用研究中,常用的环路跟踪模型除了 CELP 和 NELP 外,还有点积环路跟踪模型^[14](Dot Product, DP),因此本文对这 3 种实际工程中常用的环路跟踪模型进行建模、仿真及分析。

2.3.1 CELP 环路跟踪模型

根据式(3)的复基带形式,将其等效为一个 LPF 模型,且 GNSS 接收机期望信号的群延时及随机相位是未知的,复包络是已知的。一个 CELP 环路跟踪模型的码跟踪误差为^[8-9,14]:

$$\sigma_{\text{Code, CELP}}^2 = \frac{B_L(1 - 0.5B_L T_{\text{int}}) \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{\frac{C_s}{N_0} (2\pi \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} f G_s(f) \sin(\pi f \Delta) df)^2} + \frac{B_L(1 - 0.5B_L T_{\text{int}}) \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_s(f) G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{\frac{C_s}{C_j} (2\pi \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} f G_s(f) \sin(\pi f \Delta) df)^2} \quad (5)$$

其中, N_0 为噪声信号的单边功率谱, Δ 为超前-滞后码片间隔, B 为接收机前端带宽, C_s/C_j 为信号载波功率与干扰功率

之比(简称信干比)。由式(5)可知,CELP的码跟踪精度误差主要受载噪比、码相关间距、本地信号的功率谱及本地信号功率谱与接收信号的互功率谱等因素制约。

$$\sigma_{\text{Code,NELP}}^2 = \sigma_{\text{Code,CELP}}^2 \times \left[1 + \frac{\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_s(f) \cos^2(\pi f \Delta) df}{T_{\text{Int}} \frac{C_s}{N_0} \left(\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_s(f) \cos(\pi f \Delta) df \right)^2} + \frac{\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_I(f) G_s(f) \cos^2(\pi f \Delta) df}{T_{\text{Int}} \frac{C_s}{C_{s_j}} \left(\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_s(f) \cos(\pi f \Delta) df \right)^2} \right] \quad (6)$$

从式(5)、式(6)可以看出,NELP环路跟踪模型的码跟踪精度误差为CELP环路跟踪模型的码跟踪精度误差与平方损耗的乘积。

2.3.3 DP环路跟踪模型

DP环路跟踪模型与NELP很相似,它对环路的载波相位精确度同样不做要求,但它需要用到即时的积分结果,其跟踪误差为^[14]:

$$\sigma_{\text{Code,DP}}^2 = \sigma_{\text{Code,CELP}}^2 \times \left[1 + \frac{1}{T_{\text{Int}} \frac{C_s}{N_0} \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_s(f) df} + \frac{\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_s(f) G_{s_j}(f) df}{T_{\text{Int}} \frac{C_s}{C_{s_j}} \left(\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_s(f) df \right)^2} \right] \quad (7)$$

从式(6)、式(7)可以看出,DP环路跟踪模型的码跟踪误差也存在平方损耗,只是与NELP环路跟踪模型的平方

2.3.2 NELP环路跟踪模型

与CELP不同,NELP对载波相位的精确度潮湿不做要求,一个NELP环路跟踪模型的跟踪误差为^[9]:

损耗在形式上略有不同。

3 高斯干扰下的码跟踪精度分析

3.1 匹配谱干扰对码跟踪精度的影响

当高斯干扰信号的功率谱密度函数与调制信号的功率谱重叠或一致时,将产生匹配谱干扰。一个匹配谱干扰可定义为^[8]:

$$G_m(f) = \begin{cases} G_s(f), & |f| \leq \frac{B}{2} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (8)$$

其中, $G_s(f)$ 为调制信号的功率谱密度函数, B 为预相关带宽。图2给出了环路带宽为1 MHz、相干积分时间为10 ms、载噪比为40 dB、接收机前端带宽为62 MHz、超前-滞后码相关间隔为30 ns时,CELP,NELP和DP环路跟踪模型的码跟踪均方根误差随匹配谱干扰信干比的变化曲线。

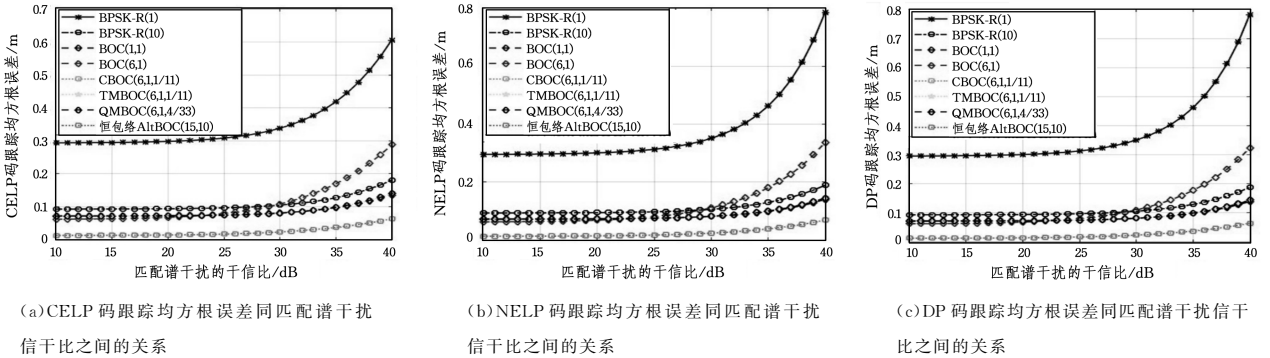


图2 各模型码跟踪均方根误差同匹配谱干扰信干比之间的关系

Fig. 2 Relationship between root mean square error of each model loop and the signal-to-interference ratio of matched spectrum interference

从图2可以看出:

1)当匹配谱干扰信号的信干比在10~40 dB的范围内时,CELP,NELP,DP3种环路跟踪模型下的码跟踪均方根误差均随信干比的增加而增加。

2)在信干比小于30 dB时,匹配谱干扰对CELP,NELP,DP环路跟踪模型下的所有信号干扰不是很敏感,且恒包络AltBOC(15,10)的码跟踪均方根误差<MBOC(6,1,1/11)=QMBOC(6,1,4/33)<BOC(1,1)<BPSK-R(10)。

3)在信干比小于25 dB时,各信号的均方根误差大小依次为:恒包络AltBOC(15,10)<BOC(1,1)≈BOC(6,1)<BPSK-R(10)。

4)在信干比大于或等于25 dB时,BOC(6,1)的码跟踪均方根误差依次高于BPSK-R(10)和MBOC信号;

此外,在相同条件下,NELP和DP的跟踪均方根误差几

乎一致且均略高于CELP的跟踪均方根误差。

3.2 窄带干扰对码跟踪精度的影响

通常,将带宽远小于调制信号的干扰信号称为窄带干扰,一个高斯窄带干扰的功率谱密度函数定义为^[8-9]:

$$G_{s_j} = \begin{cases} \frac{1}{2B_{s_j}}, & |f| - f_{s_j} \leq \frac{B_{s_j}}{2} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (9)$$

其中, f_{s_j} 为窄带干扰信号的中心频率, B_{s_j} 为相应的干扰带宽。图3给出了环路带宽为1 MHz、接收机前端带宽为62 MHz、相应的干扰频点漂移为31 MHz、干扰带宽在0.1 MHz(0.1 MHz/2.016 MHz≈0.05,可视为窄带信号)、载噪比为40 dB、光速取 3×10^8 m/s、相干积分时间为10 ms、超前-滞后码相关间隔为30 ns、信干比为30 dB的条件下,CELP,NELP及DP环路跟踪模型的码跟踪误差随干扰频点偏移的变化曲线。

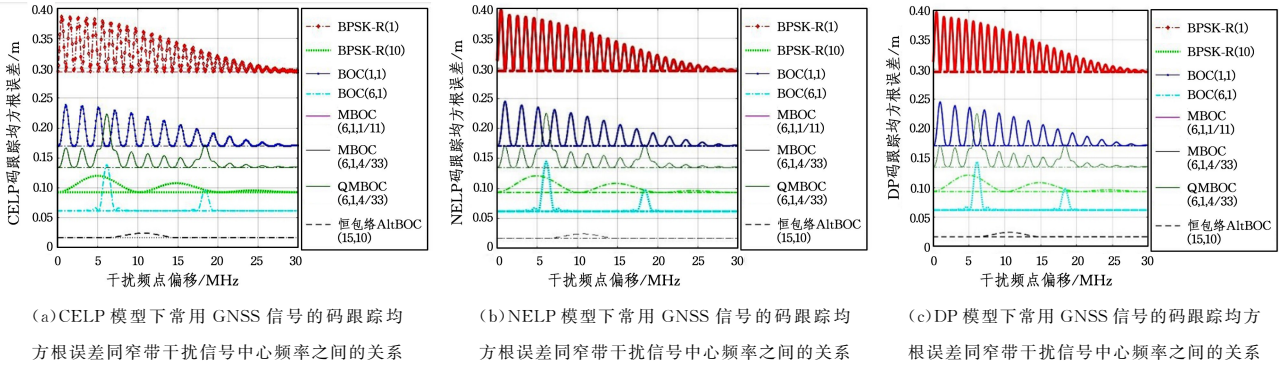


图3 常用GNSS信号的码跟踪均方根误差同窄带干扰信号中心频率之间的关系

Fig. 3 Relationship between root mean square error of GNSS signal and center frequency of narrowband interference signal

从图3可以看出,在CELP,NELP,DP环路跟踪模型下:

1)若调制信号的中心频率与窄带干扰信号频率越接近,则干扰越严重,相应的码跟踪误差就越大;反之则干扰越弱,误差越小。

2)在特定频率处,MBOC信号受窄带干扰比较严重。

3)不论CELP,NELP还是DP环路跟踪模型,各信号的码跟踪均方根误差大小依次为:恒包络AltBOC(15,10) < BOC(6,1) < BPSK-R(10) < MBOC < BOC(1,1) < BPSK-R(1)。

总体而言,CELP的码跟踪均方根误差略优于NELP和DP,而NELP和DP基本一致。

3.3 宽带干扰对码跟踪精度的影响

与窄带干扰对应,当一个信号的带宽接近或大于等于调制信号带宽时,可将该信号视为宽带信号,其功率谱密度函数可定义为:

$$G_{f_s} = \begin{cases} \frac{1}{2B_s}, & ||f| - f_s| \geq \frac{B_s}{2} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (10)$$

其中, f_s 和 B_s 的物理含义同式(9)。图4给出了除干扰带宽为2.5MHz这一参数不同于窄带干扰外,其他参数与窄带干扰相同的情况下,CELP,NELP及DP环路跟踪模型的码跟踪精度误差随干扰频点偏移的变化曲线。

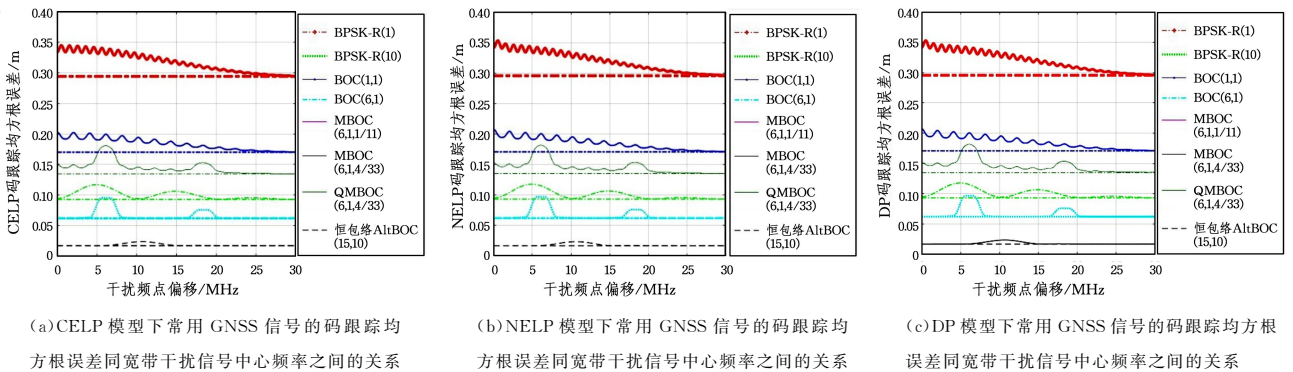


图4 常用GNSS信号的码跟踪均方根误差同宽带干扰信号中心频率之间的关系

Fig. 4 Relationship between root mean square error of GNSS signal and center frequency of wideband interference signals

从图4可以看出,在宽带干扰下,CELP,NELP,DP环路跟踪模型的码跟踪均方根误差变化趋势与窄带干扰的情况基本一致,不同之处是,在相同条件下,宽带干扰对3种环路跟踪模型的码跟踪均方根误差的幅度波动较小,这也导致其误差的方差要小于窄带干扰的方差。

3.4 高斯带限白干扰对码跟踪精度的影响

若一个高斯干扰信号的中心频率固定,但带宽可变,则可将其视为一个高斯带限白干扰信号,其功率谱密度函数可定义为^[15]:

$$G_b = \begin{cases} \frac{1}{B_b}, & ||f| - f_b| \leq \frac{B_b}{2} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (11)$$

其中, f_b 为高斯带限白干扰信号的中心频率; B_b 为相应的带

宽且要求足够大,以使得 $1/B_b$ 远小于相应码跟踪环路的相干积分时间。图5给出了在环路带宽为1MHz、相干积分时间为10ms、载噪比为40dB、干信比为30dB、接收机前端带宽为62MHz、码相关间距为30ns的情况下,CELP,NELP及DP环路跟踪模型的码跟踪均方根误差与高斯带限白干扰信号带宽之间的变化曲线。

从图5可以看出,GNSS信号带宽越窄,其受高斯带限白干扰就越严重,但随带宽的增加,相应环路模型下的码跟踪性能就会得到改善;此外,3种环路跟踪模型的均方根误差几乎一致,且各信号的码跟踪均方根误差大小依次为:恒包络AltBOC(15,10) < BOC(6,1) < MBOC < BOC(1,1) < BPSK-R(10) < BPSK-R(1)。

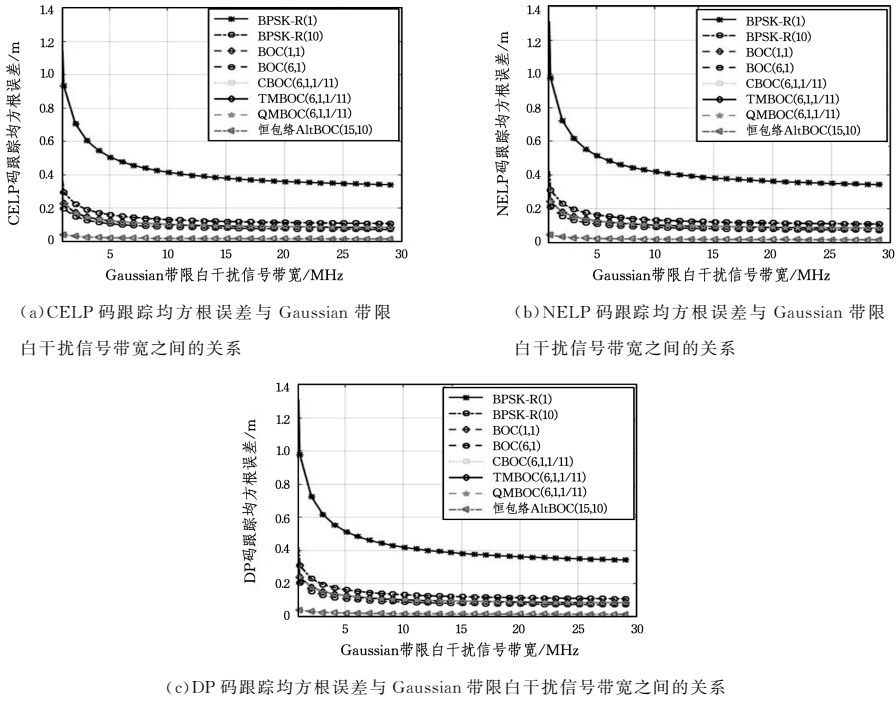


图 5 各模型码跟踪均方根误差与 Gaussian 带限白干扰信号带宽之间的关系

Fig. 5 Relationship between root mean square error of each model and bandwidth of Gauss band-limited white interference signal

4 3 种环路跟踪模型的 CT-SSC 与 Cramer-Rao 下界

4.1 3 种环路跟踪模型的 CT-SSC

由于谱分离系数(Spectral Separation Coefficient, SSC)是基于即时支路相关输出而推导出来的,它只适用于捕获、载波跟踪及解调性能的评估,而码跟踪过程是基于超前-滞后支路相关输出来获得相应的 TOA 估计值,因此直接采用谱分离系数来分析 GNSS 信号的码跟踪性能并不合适,但可采用伪码跟踪性能评估的码跟踪谱灵敏度系数来度量。

在仅存在白噪声干扰时,根据式(5)一式(7)可得到相应的 CT-SSC 的表达式如下^[8]:

$$CT-SSC_{\text{CELP}} = \frac{\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_I(f)G_s(f) \sin^2(\pi f\Delta) df}{\left(\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_s(f) \sin(\pi f\Delta) df\right)^2} \quad (12)$$

由于本地信号主要受到干扰信号的影响,导致本地信号的功率谱 $G_s(f)$ 因干扰信号功率谱 $G_I(f)$ 的加入而发生畸变,从而影响信号的码跟踪性能,因此根据式(6)、式(7)不难得到在 NELP 及 DP 环路跟踪模型下的码跟踪灵敏度系数 $CT-SSC_{\text{NELP}}$ 和 $CT-SSC_{\text{DP}}$:

$$CT-SSC_{\text{NELP}} = \frac{\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_I(f)G_s(f) \cos^2(\pi f\Delta) df}{\left(\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_s(f) \cos(\pi f\Delta) df\right)^2} \quad (13)$$

$$CT-SSC_{\text{DP}} = \frac{\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_I(f)G_s(f) df}{\left(\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} G_s(f) df\right)^2} \quad (14)$$

式(12)中,当 $f\Delta = (2k+1/2)$ (k 取整数)时,式(12)将与

式(14)一致;式(13)中,当 $f\Delta = k$ (k 取整数)时,式(13)将与式(14)一致。

由于 GPS 在 L1C 频点采用 TMBOC 调制, Galileo 系统在 E1 频点和 E5 频点分别采用 CBOC 调制和 AltBOC(15, 10)调制。而北斗全球系统在 B1 频点采用不同 GPS 时分复用及 Galileo 空域叠加的 QMBOC 调制方式^[16-17]。因此,限于篇幅,本文主要分析以上三大系统 GNSS 导航信号的 CT-SSC。

假定由于干扰及附加的多普勒频移仅存在于分子项,而本地信号功率谱未受到多普勒频移的干扰,因此图 6 基于式(12)一式(14)给出了三大系统 GNSS 导航信号的 CT-SSC 三维曲面图。其中,接收机前端带宽为 40 MHz,多普勒最大漂移为 20 MHz,干扰信号带宽为 2 MHz,其经归一化之后作为干扰信号的功率谱密度。

将图 6 中各环路跟踪模型下的 CT-SSC 取值统计出来,如表 1 所列。

CT-SSC 的大小直接反映了干扰信号功率谱的重叠及匹配情况,CT-SSC 值越大,说明干扰对接收机码跟踪性能的影响就越大。结合式(12)一式(14),从图 6 和表 1 中可以看出:

1)在 CELP 及 NELP 模型下,相应的 CT-SSC 由于受正弦及余弦平方项的影响,使得其 CT-SSC 与 DP 模型有所区别,在曲面图上显得不“平滑”,且在相同情况下 DP 的码跟踪性能最好,CELP 的性能最差;

2)在相同环路模型下,恒包络 AltBOC(15,10)的码跟踪性能最好,与 MBOC 信号的性能相当。

参考同样的做法对其他信号进行分析也能得出类似的结论。

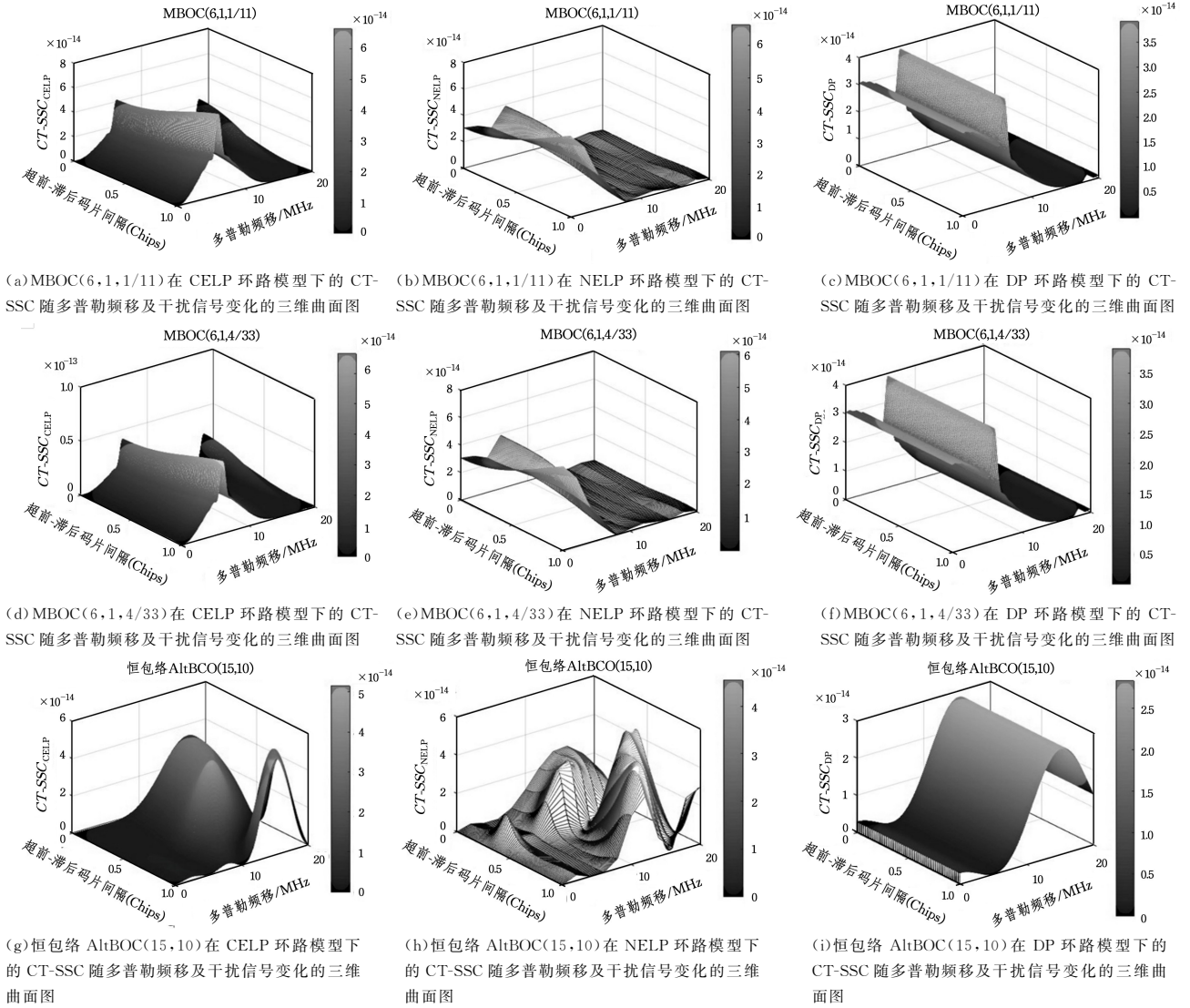


图6 不同环路模型下典型GNSS信号CT-SSC在多普勒频移及干扰信号下的三维曲面图

Fig. 6 Three-dimensional curved surface of typical GNSS signal CT-SSC under Doppler shift and interference signal under different loop models

表1 各环路模型下的CT-SSC取值范围

Table 1 Scope of CT-SSC values for each loop model

(单位:m)

GNSS 信号	CT-SSC(CELP)	CT-SSC(NELP)	CT-SSC(DP)
MBOC(6,1,1/11)	0~5.2	0~4.4	0~3.8
MBOC(6,1,4/33)	0~5.2	0~4.4	0~3.8
恒包络 AltBOC(15,10)	0~4.4	0~4.4	0~2.8

4.2 TOA 估计伪码跟踪模型的Cramer-Rao 下界

TOA 估计器是一种最大似然估计器,其性能用Cramer-Rao 下界来描述。基于图1,不依赖于环路跟踪模型的Cramer-Rao 下界可用CRLB(Cramer-Rao Lower Boundary)表示^[14,18]:

$$CRLB = \frac{1}{2(2\pi)^2 T_{\text{int}} \int_{-\infty}^{\infty} f^2 \frac{C_s G_s(f)}{G_n(f)} df} \quad (15)$$

对于给定的预相关带宽和预检测积分时间,相应的码跟踪Cramer-Rao 下界为^[8,14]:

$$CRLB \cong \sigma_{LB}^2 = \frac{B_L(1 - 0.5B_L T_{\text{int}})}{C_s(2\pi)^2 \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} f^2 \frac{G_s(f)}{G_n(f)} df} \quad (16)$$

图4给出了基于TOA估计,CELP,NELP及DP环路跟踪模型的码跟踪均方根误差的Cramer-Rao下界(用虚线表

示),按降序排序的详细的跟踪均方根误差如表2所列。

表2 不同环路跟踪模型下的码跟踪均方根误差

Table 2 RMSE of code tracking under different loop tracking models

(单位:m)

GNSS 信号	CRLB _{CELP}	CRLB _{NELP}	CRLB _{DP}
BPSK-R(1)	0.290	0.299	0.299
BOC(1,1)	0.170	0.170	0.170
MBOC	0.140	0.140	0.140
BPSK-R(10)	0.090	0.095	0.090
BOC(6,1)	0.060	0.065	0.065
恒包络 AltBOC(15,10)	0.025	0.025	0.025

从表2可以看出,在所求得的Cramer-Rao下界中,CELP环路跟踪模型下的码跟踪均方根误差略优于NELP及DP环路跟踪模型,且NELP及DP的码跟踪均方根误差几乎一致;BPSK-R(1)的码跟踪均方根误差最大,BOC(1,1)次之,而恒包络AltBOC(15,10)的码跟踪均方根误差最低。

结束语 在CELP,NELP及DP环路跟踪模型下,通过对GNSS常用导航信号在高斯匹配谱干扰、高斯窄带干扰和宽带干扰、高斯带限白干扰及相应的CT-SSC与Cramer-Rao下界上的分析可以看出:

1)不论在何种干扰下,恒包络AltBOC(15,10)信号表现

出了较好的抗干扰性能;而 BPSK-R(1)的码跟踪性能却相对较差;MBOC 信号(含 QMBOC(6,1,4/33)调制信号)的码跟踪性能比较稳定。

2)在相同的条件下(本文统一采用接收机前端带宽 62 MHz、环路带宽 1 MHz、载噪比 40 dB、相干积分时间取 10 ms、超前-滞后码片间隔取 30 ns),3 种环路跟踪模型受高斯窄带干扰及宽带干扰相对明显,故在实际接收机设计及 GNSS 系统兼容性评估时,应重点考虑该类信号的影响;而在一定信干比范围内,3 种环路码跟踪精度受匹配谱干扰的影响较为稳定;随着高斯带限白干扰带宽的增大,3 种环路模型下的码跟踪均方根误差均明显减弱。

3)由于 DP 环路跟踪模型下的 CT-SSC 分子为常数 1,使得其 CT-SSC 曲面图显得比较“平滑”,而 CT-SSC CELP 及 NELP 模型下的 CT-SSC 由于受正弦及余弦平方项的影响,相应的 CT-SSC 曲面随正弦项的起伏而波动,且在相同情况下 DP 码跟踪环路模型的码跟踪性能最好,CELP 的最差;在相同环路模型下,恒包络 AltBOC(15,10)的码跟踪性能最好,MBOC 信号的性能相当。

4)不同鉴别器的 Cramer-Rao 下界不同,CELP 码跟踪环路模型下的 Cramer-Rao 下界略优于 NELP 及 DP 环路跟踪模型,且 NELP 及 DP 环路跟踪模型的 Cramer-Rao 下界几乎一致;在所求得的 Cramer-Rao 下界中,BPSK-R(1)的码跟踪均方根误差最大,而恒包络 AltBOC(15,10)的码跟踪均方根误差最低。

随着中国北斗三代导航系统的全球覆盖,研究全球各大导航系统所采用的调制信号的码跟踪性能,有助于给 GNSS 系统兼容与互操作性提供重要参数评估参考,同时也为现代 GNSS 导航接收机的设计提供了抗干扰性能参考指标。

参 考 文 献

- [1] JAMES J M, FRANK H B, ORIA A J, et al. Achieving GNSS Compatibility and Interoperability to Support Space Users[C]// Proceedings of the 29th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+2016). Portland, Oregon, 2016; 3622-3634.
- [2] USA & EC. Joint Statement on Galileo and GPS Signal Optimization By the European Commission (EC) and the United States(US)[OL]. <https://www.gps.gov/policy/cooperation/europe/2006/joint-statement/>.
- [3] HAN T, LU X C, DU J, et al. Analysis of GNSS User/Industry Interoperability Viewpoint Survey Results[C]// China Satellite Navigation Conference (CSNC). Singapore: Springer, 2017; 2.
- [4] China Satellite Navigation System Management Office. Bei Dou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document Open Service Signal B1C (Version1.0)[OL]. <http://www.beidou.gov.cn/xt/gfzx/201712/P020171226741342013-031.pdf>.
- [5] China Satellite Navigation System Management Office. Joint Declaration on Compatibility and Interoperability of Beidou and GPS Signals [OL]. http://www.beidou.gov.cn/yw/gfgg/201712/t20171220_10539.html.
- [6] China Satellite Navigation System Management Office. Beidou Satellite Navigation System Development Report (3.0 edition)[OL]. <http://beidou.gov.cn/xt/gfzx/201812/P020190117356-387956569.pdf>.
- [7] GARRISON J L, LIANG L. Numerical simulation of GNSS code tracking loops using Euler-Maruyama method[J]. Electronics Letters, 2005, 41(15): 868.
- [8] BETZ Z, JOHN W, KOLODZIEJSKI I, et al. Generalized Theory of Code Tracking with an Early-Late Discriminator Part I: Lower Bound and Coherent Processing[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2009, 45(4): 1538-1556.
- [9] BETZ J W, KOLODZIEJSKI K R. Generalized Theory of Code Tracking with an Early-Late Discriminator Part II: Noncoherent Processing and Numerical Results[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2009, 45(4): 1538-1556.
- [10] ELMAS Z G, AQUINO M, FORTE B. The impact of ionospheric scintillation on the GNSS receiver signal tracking performance and measurement accuracy [C] // 2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium. IEEE, Istanbul, Turkey, 2012.
- [11] DOWNING B H. A Method for Comparing the Code Tracking Performance of GNSS Receivers[C] // 2016 ION International Technical Meeting. Portland, Oregon, USA, 2016; 468-477.
- [12] YANG J, YE H, CHEN X, et al. Tracking Performance Assessment of Tiered Code Effect on GNSS Signal in the Presence of CWI[C] // China Satellite Navigation Conference (CSNC) 2018. Harbin, China, 2018; 137-145.
- [13] SENGUPTA S K. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory[M]. PTR Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1993.
- [14] ZHANG X, XU H L, ZHAN X Q. Analysis and comparison of GNSS code tracking with different discriminators[C] // IET International Communication Conference on Wireless Mobile & Computing. IET, London, England, 2012; 15-19.
- [15] BETZ J W, KOLODZIEJSKI K R. Extended Theory of Early-Late Code Tracking for a Bandlimited GPS Receiver[J]. Navigation, 2000, 47(3): 211-226.
- [16] GREWAL M S, ANDREWS A P, BARTONE C G. Global Navigation Satellite Systems, Inertial Navigation, and Integration [M]. John Wiley, Hoboken, New Jersey, USA, 2001.
- [17] YAO Z, LU M Q, FENG Z M. Quadrature multiplexed BOC modulation for interoperable GNSS signals[J]. Electronics Letters, 2010, 46(17): 1234.
- [18] BONNY J M, PAGES, GUILHEM. Uncertainties of calculated Cramér-Rao lower bounds: implications for quantitative MRS [J]. Magnetic Resonance in Medicine, 2018, 81(2): 759-764.



YE Lv-yang, born in 1988, postgraduate. His main research interests include satellite navigation positioning and terminal technology.



FAN Zhan-you, born in 1958, senior engineer, master supervisor. His main research interests include high precision GNSS equipment.