



GNSS 信号体制抗干扰性能分析

毛 虎*, 吴德伟, 卢 虎

(空军工程大学信息与导航学院 西安 710077)

【摘要】以干扰等效载噪比和码跟踪误差为干扰效果评估指标,对当前GPS和Galileo卫星导航信号体制受单频、带限高斯噪声和匹配谱干扰的影响程度分别进行了理论推导和仿真分析,得到信号调制方式和接收机参数设置与增强抗干扰性能的内在联系。在此基础上,将北斗卫星导航系统(BDS)信号体制与GPS和Galileo进行比较,得出BDS的B1-C可优化为CBOC(6,1,1/11)的调制组合方式、B2可设计为导频通道伪随机调制序列相同的TD-AltBOC(15,10)调制、B1-A和B3-A可分别采用TDDM-BOC_c(15,2.5)和BOC_c(15,2.5)调制的信号抗干扰性能增强建议。

关键词 BDS; 码跟踪误差; Galileo; GPS; 干扰等效载噪比

中图分类号 TN967.1; TN972.2 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2018168

Analysis of Anti-Jamming Performance to GNSS Navigation Signals Design

MAO Hu*, WU De-wei, and LU Hu

(Information and Navigation College, Air Force Engineering University Xi'an 710077)

Abstract Using jamming efficient carrier-to-noise ratio and code tracking error as the jamming effect evaluation index, the influence degree of current GPS and Galileo navigation signals suffered from single frequency, band-limited Gaussian noise and matching spectrum jamming is researched respectively by theoretical derivation and simulation analysis. The inner relationship among signal modulation mode, receiver parameters set and enhanced anti-jamming performance is obtained. Comparing the signal systems of Beidou Navigation Satellite System (BDS) with GPS and Galileo, we achieve the following suggestions for enhancing anti-jamming performance: B1-C of BDS can be optimized to the modulation combination of CBOC(6,1,1/11); B2 can be designed TD-AltBOC(15,10) modulation with the same pseudo random modulation sequence of pilot channel; and B1-A and B3-A could employ the signal modulated by TDDM-BOC_c(15,2.5) and BOC_c(15,2.5).

Key words BDS; code tracking error; Galileo; GPS; jamming efficient carrier-to-noise ratio

全球卫星导航系统(global navigation satellite system, GNSS)作为信息时代各大国大力发展的重要基础设施之一,其在民事、军事等各领域的应用影响都是举足轻重的。美国为了巩固GPS在GNSS中的领先地位,对其进行了现代化的演进增强,欧盟和中国也正在着手建设自主的GNSS—Galileo和BDS。

卫星导航系统的信号体制决定了其先天性能,目前针对信号体制性能的评估集中在对码跟踪精度和多径误差大小的推导分析上^[1-4],而缺少对抗干扰性能的论证。由于抗干扰是保证精度的基础,其应作为卫星导航信号性能评估的重要方面。文献^[5-6]

针对单频干扰对部分民码导航信号载噪比和码跟踪误差的影响进行了分析,但一方面缺少关于不同干扰样式的比较,另一方面假设接收机前端预相关带宽无限大,与实际不符。文献^[7-8]加入了对不同干扰样式的分析,但将导航信号频谱都看作是连续谱,基于此定义的抗干扰品质因数并不能够真实反映信号的抗干扰性能,也未能得到信号调制方式影响抗干扰性能的规律。

本文根据GPS和Galileo卫星导航信号各自的频谱特点,推导分析了其在单频、带限高斯噪声和匹配谱3种传统压制干扰样式下的等效载噪比和码跟踪误差,得出信号调制方式设计和接收机参数设

收稿日期: 2018-06-11; 修回日期: 2020-05-13

基金项目: 国家自然科学基金(61473308)

作者简介: 毛虎(1987-),男,博士,主要从事导航战与导航对抗方面的研究. E-mail: mao_hu1987@163.com

置对抗干扰性能影响的一般规律,进而在对比 BDS 导航信号体制与 GPS 和 Galileo 异同的基础上,给出提高其抗干扰性能的优化建议。

1 GPS 和 Galileo 导航信号体制

表 1 和表 2 分别给出了目前 GPS 和 Galileo 的频率分布和调制方式^[9]。

表 1 GPS 导航信号体制参数

频段/信号	载波频率/MHz	调制方式	主码码型	主码码长	带宽/MHz
L1 C/A		BPSK(1)	Gold	1023	
L1 C _D		BOC(1,1)	Weil	10230	
L1 C _P	1575.42	TMBOC(6,1,4/33)			30.69
L1 P(Y)		BPSK(10)	复合码	6 187 104 000 000	
L1 M		BOC _c (10,5)	未公开	未公开	
L2 C		BPSK(1)	截断m	CM码(10230)与CL码(767250)按逐码片时分复用	
L2 P(Y)	1227.6	BPSK(10)	复合码	6 187 104 000 000	30.69
L2 M		BOC _c (10,5)	未公开	未公开	
L5 C	1176.45	QPSK(10)	复合码	10230	24

表 2 GALILEO 导航信号体制参数

频段/信号	载波频率/MHz	调制方式	主码码型	主码码长	带宽/MHz
E1 A		BOC _c (15,2,5)	未公开	未公开	35.805
E1 B	1575.42	CBOC(6,1,1/11,'+')	Random	4092	24.552
E1 C		CBOC(6,1,1/11,'-')			
E5	1191.795	-	-	-	51.15
E5aI	1176.45				
E5aQ					
E5bI	1207.14	AltBOC _{constant} (15,10)	Gold	10230	20.46
E5bQ					
E6 A		BOC _c (10,5)	未公开	未公开	
E6 B	1278.75	BPSK(5)	Random	5 115	40.92
E6 C					

2 信号体制抗压制干扰性能分析

以干扰等效载噪比和码跟踪误差作为干扰效果的评估指标,选择单频、带限高斯噪声和匹配谱 3 种压制干扰样式,对不同体制卫星导航信号的抗干扰性能进行分析。

2.1 抗单频干扰性能

单频干扰对具有离散谱和近似连续谱的卫星伪码

信号的影响是不同的。对于离散谱特征的伪码信号,单频干扰可以混入某一谱线而漏过积分清零器;而对于近似连续谱特征的伪码信号,当存在单频干扰时,积分清零器带宽内包含了丰富的频率成分,满足 Betz 提出的干扰为高斯的假设^[10]。表 1 和表 2 中的 L1 C/A、L1 C_D、L1 C_P 和 E1 B、E1 C 伪码信号具有离散谱特征,其对应的离散谱 $S(k)$ 可表示为:

$$\left\{ \begin{aligned}
 S_{\text{BPSK}(1)}(k) &= \frac{1}{N_c} \text{sinc}\left(\frac{k\pi}{N_c}\right) \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m e^{-j2\pi mk/N_c} \\
 S_{\text{BOC}(1,1)}(k) &= \frac{1}{N_c} \text{sinc}\left(\frac{k\pi}{N_c}\right) \tan\left(\frac{k\pi}{2N_c}\right) \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m e^{-j2\pi mk/N_c} \\
 S_{\text{TMBOC}(6,1,4/33)}(k) &= \frac{1}{N_c} \text{sinc}\left(\frac{k\pi}{N_c}\right) \sqrt{\frac{29}{33} \tan^2\left(\frac{k\pi}{2N_c}\right) + \frac{4}{33} \tan^2\left(\frac{k\pi}{12N_c}\right)} \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m e^{-j2\pi mk/N_c} \\
 S_{\text{CBOC}(6,1,1/11,'+')}(k) &= \frac{1}{N_c} \text{sinc}\left(\frac{k\pi}{N_c}\right) \sqrt{\frac{10}{11} \tan^2\left(\frac{k\pi}{2N_c}\right) + \frac{1}{11} \tan^2\left(\frac{k\pi}{12N_c}\right) + \frac{2\sqrt{10}}{11} \frac{\sin\left(\frac{k\pi}{2N_c}\right) \sin\left(\frac{k\pi}{12N_c}\right)}{\cos\left(\frac{k\pi}{2N_c}\right) \cos\left(\frac{k\pi}{12N_c}\right)}} \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m e^{-j2\pi mk/N_c} \\
 S_{\text{CBOC}(6,1,1/11,'-')}(k) &= \frac{1}{N_c} \text{sinc}\left(\frac{k\pi}{N_c}\right) \sqrt{\frac{10}{11} \tan^2\left(\frac{k\pi}{2N_c}\right) + \frac{1}{11} \tan^2\left(\frac{k\pi}{12N_c}\right) - \frac{2\sqrt{10}}{11} \frac{\sin\left(\frac{k\pi}{2N_c}\right) \sin\left(\frac{k\pi}{12N_c}\right)}{\cos\left(\frac{k\pi}{2N_c}\right) \cos\left(\frac{k\pi}{12N_c}\right)}} \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m e^{-j2\pi mk/N_c} \\
 S_{\text{CBOC}(6,1,1/11)}(k) &= \frac{1}{N_c} \text{sinc}\left(\frac{k\pi}{N_c}\right) \sqrt{\frac{10}{11} \tan^2\left(\frac{k\pi}{2N_c}\right) + \frac{1}{11} \tan^2\left(\frac{k\pi}{12N_c}\right)} \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m e^{-j2\pi mk/N_c}
 \end{aligned} \right. \quad (1)$$

式中, N_c 为伪码码长; c_m 为伪码序列。

设单频干扰频偏 f_J 与伪码离散谱的第 l 条谱线重合, 干扰信号在经过解扩解调并通过积分清零器后得到:

$$Z'(0) = \sqrt{2P_J} [S_{PN}(l) e^{-j2\pi\hat{\tau}l/(N_c T_c)} e^{j(\varphi - \hat{\theta})}] \quad (2)$$

式中, P_J 为单频干扰功率; $S_{PN}(l)$ 表示伪码的第 l 条离散谱线; $\hat{\tau}$ 为伪码相位估计误差; T_c 为伪码码元宽度; φ 为干扰信号相位; $\hat{\theta}$ 为本地载波的相位估计。可以发现 $Z'(0)$ 与相关积分时间无关, 由式

$$D_{NELP} = \overbrace{2P_s \left[R_0^2 \left(\hat{\tau} + \frac{dT_c}{2} \right) - R_0^2 \left(\hat{\tau} - \frac{dT_c}{2} \right) \right]}^{\text{信号分量}} + \overbrace{4P_s X \begin{bmatrix} R_0 \left(\hat{\tau} + \frac{dT_c}{2} \right) \cos(-2\pi\hat{\tau}l/(N_c T_c) - \pi dl/N_c + \varphi - \theta - \alpha_l) - \\ R_0 \left(\hat{\tau} - \frac{dT_c}{2} \right) \cos(-2\pi\hat{\tau}l/(N_c T_c) + \pi dl/N_c + \varphi - \theta - \alpha_l) \end{bmatrix}}^{\text{干扰分量}} \quad (4)$$

式中, $X = \sqrt{P_J/P_s} |S_{PN}(l)|$; $\alpha_l = \arg(S_{PN}(l))$; θ 为载波相位。由于 φ 和 θ 都在 $[0, 2\pi]$ 间独立随机取值, 因

$$\hat{\tau}_{NELP}(l) = \frac{X \sin(\phi) \sin(\pi dl/N_c) \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \cos(\pi f d T_c) df}{2\pi \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f G_s(f) \sin(\pi f d T_c) df \left[\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \cos(\pi f d T_c) df + X \cos(\phi) \cos(\pi dl/N_c) \right]} \quad (5)$$

式中, β_r 为接收机前端预相关带宽; $G_s(f)$ 为伪码码片脉冲赋形的功率谱密度 (离散谱线在预相关带宽内的求和可以等效为 $G_s(f)$ 在预相关带宽内的积分)。可认为 ϕ 在 $[0, 2\pi]$ 内近似服从均匀分布, 这种近似不会对不同离散谱伪码信号的抗单频干扰性能造成影响, 通过:

$$\bar{\tau}_{NELP}(l) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |\hat{\tau}_{NELP}(l)| d\phi \quad (6)$$

可得到单频干扰下的码跟踪误差。考虑到实际中干扰频偏 f_J 可能会取不同的值, 借鉴平均多径误差的意义^[11], 假设 f_J 从 1 kHz $\sim \beta_r/2$ 之间以 1 kHz 为间隔均匀分布, 则可定义离散谱伪码卫星信号在单频干扰下的平均码跟踪误差为:

$$\bar{\tau}_{NELPav}(k) = \frac{1}{k} \sum_{l=1}^k \bar{\tau}_{NELP}(l) \quad 1 \leq k \leq \beta_r N_c T_c / 2 \quad (7)$$

为了更好地分析调制方式对抗干扰性能的影响, 假设伪码序列统一采用码长为 1023 的 m 码。设 $P_J/P_s = 15$ dB, $\hat{\tau} = d/6$, 当 d 分别取 1 码片和 0.1 码片时, 单频干扰下的干扰等效载噪比和平均码跟踪误差随干扰频偏 (对应各谱线) 的变化情况, 如图 1 和图 2 所示。

对比图 1a 和 1b 可以看出, 当 $d = 1$ 时, BPSK(1) 干扰等效载噪比的最小值最大; 当 $d = 0.1$ 时, BPSK(1) 干扰等效载噪比几乎不变, 而其他同等码

(2) 可得单频干扰下相关器输出的干扰等效载噪比为:

$$\left(\frac{C}{N_J} \right)_{\text{eff}} = \frac{P_s [R_0(\hat{\tau})]^2}{P_J |S_{PN}(l)|^2} \quad (3)$$

式中, $R_0(\cdot)$ 表示伪码带限自相关函数。将式 (2) 中的相位分别加上和减去 $\pi dl/N_c$ (d 为早迟码间距, 单位是码片), 即可得到超前与滞后支路的对应结果。经过非相干超前减滞后功率 (NELP) 处理后可得到:

$$\left(\frac{C}{N_J} \right)_{\text{eff}} = \frac{P_s [R_0(\hat{\tau})]^2}{P_J |S_{PN}(l)|^2} \quad (3)$$

此, $-2\pi\hat{\tau}l/(N_c T_c) + \varphi - \theta - \alpha_l$ 的主值也任意分布在 $[0, 2\pi]$ 范围内, 令其等于 ϕ 。根据码环的鉴相过程, 可得:

$$\left(\frac{C}{N_J} \right)_{\text{eff}} = \frac{P_s [R_0(\hat{\tau})]^2}{P_J |S_{PN}(l)|^2} \quad (3)$$

速率调制信号干扰等效载噪比普遍增大, 干扰等效载噪比的最小值由大到小的顺序为: CBOC(6,1,1/11, '-'), TMSBOC(6,1,4/33)、CBOC(6,1,1/11)、CBOC(6,1,1/11, '+'), BOC_{sin}(1,1)、BPSK(1), 与自相关函数尖锐程度从高到低的排序相同。

对比图 2a 和 2b 可以看出, 采用窄相关技术能有效降低单频干扰下伪码信号的码跟踪误差, 在窄的相关器间距下, 码跟踪性能取决于伪码频谱中的高频成分, 即所含高频分量越少, 受单频干扰的影响越严重。

对于表 1 和表 2 中 L1 P(Y)、L1 M 和 E1 A、E5、E6 A 的单频干扰, 由于满足 Betz 提出的相关输出干扰分量服从高斯分布的假设^[10], 则单频干扰下的干扰等效载噪比和 NELP 处理码跟踪误差可表示为:

$$\left(\frac{C}{N_J} \right)_{\text{eff}} = \frac{P_s [R_0(\hat{\tau})]^2}{P_J [G_s(f_J)]} \quad (8)$$

$$\hat{\tau}_{NELP} = \frac{\sqrt{B_n}}{2\pi \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f G_s(f) \sin(\pi f d T_c) df}$$

$$\left[\left(\frac{P_J}{P_s} G_s(f_J) \sin^2(\pi f_J d T_c) \right) \times \left(1 + \frac{G_s(f_J) \cos^2(\pi f_J d T_c)}{T_d \frac{P_s}{P_J} \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \cos(\pi f d T_c) df \right)^2} \right) \right]$$

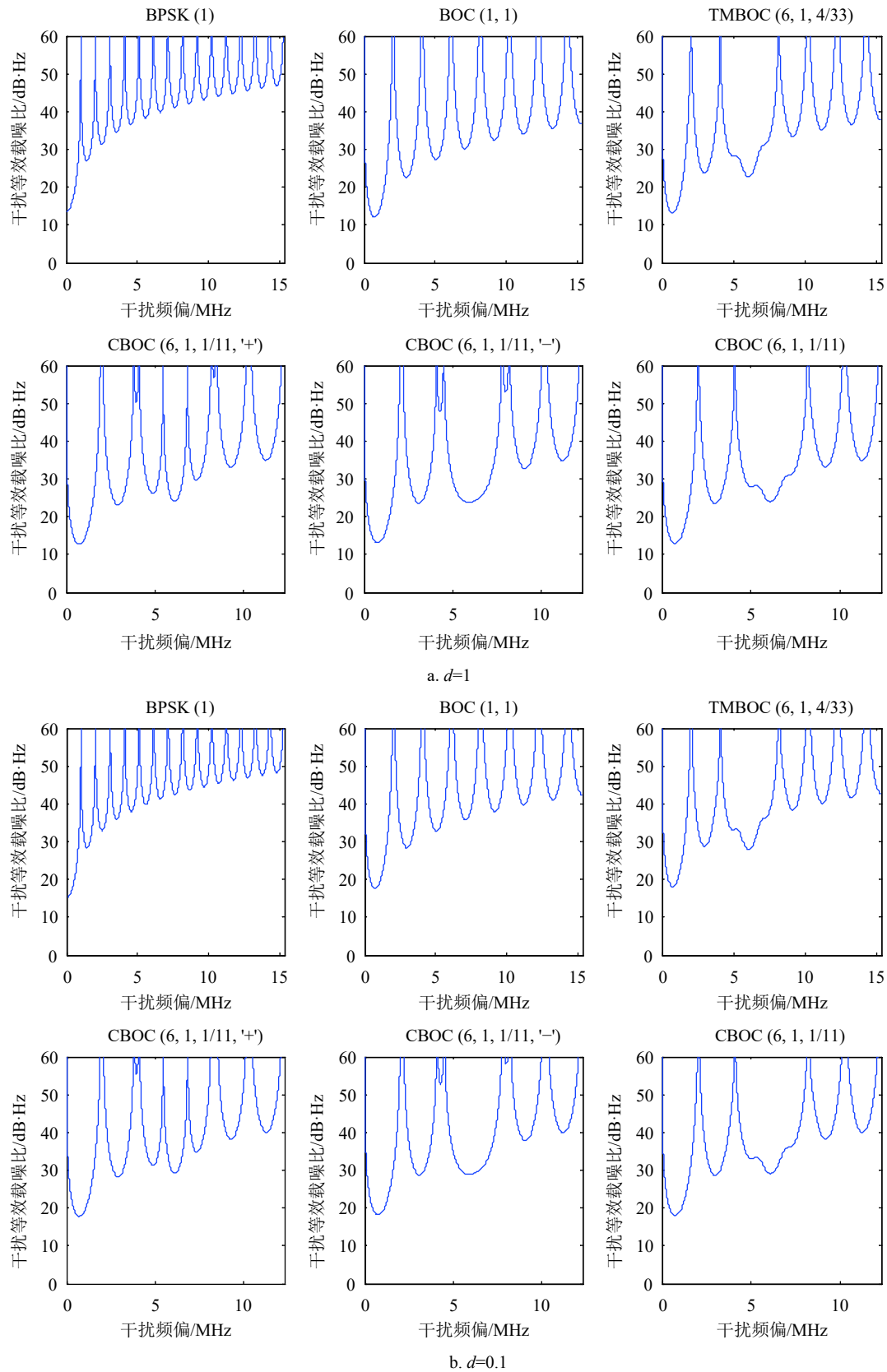


图1 干扰等效载噪比随干扰频偏变化情况

式中, B_n 为码跟踪环路单边带宽; T_d 为相关积分时间。设 $B_n = 2$ Hz, $T_d = 20$ ms, $P_J/P_S = 40$ dB, $\hat{\tau} = d/6$ (d 取0.1码片), 单频干扰下的干扰等效载噪比和

码跟踪误差随干扰频偏变化情况如图3和图4所示。

由图3可以看出, 由于 $\text{BOC}_c(15, 2.5)$ 调制主瓣带宽较窄, 因此, 单频干扰下的干扰等效载噪比的

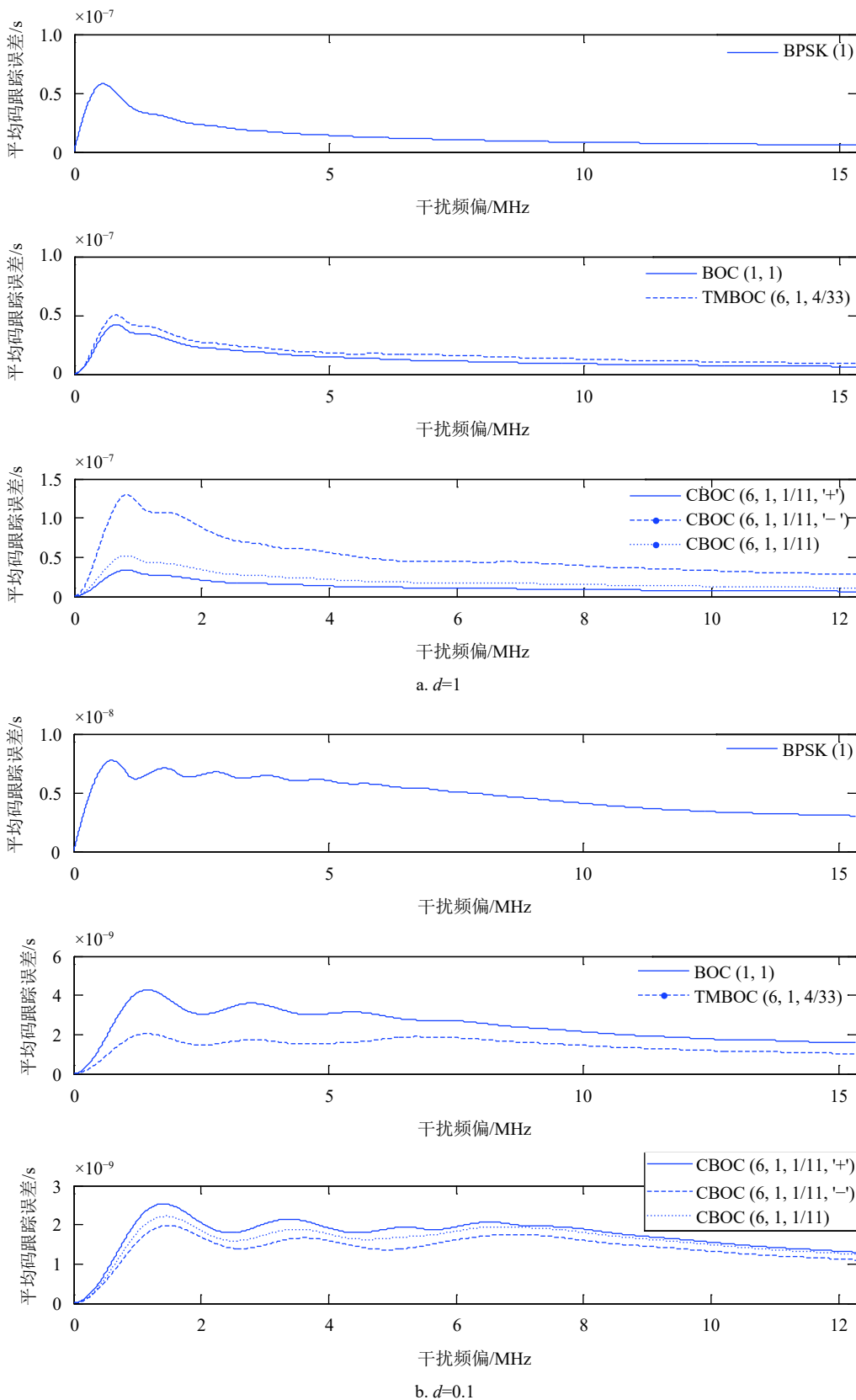


图 2 平均码跟踪误差随干扰频偏变化情况

最小值最小, 其他 3 种调制信号干扰等效载噪比的最小值由大到小的顺序与自相关函数尖锐程度从高到低的排序相同。由图 4 可以看出, BOC 及其衍

生调制相比 BPSK 对减小码跟踪受单频干扰影响的优势明显, 高频分量越丰富, 同等单频干扰下的码跟踪误差越小。

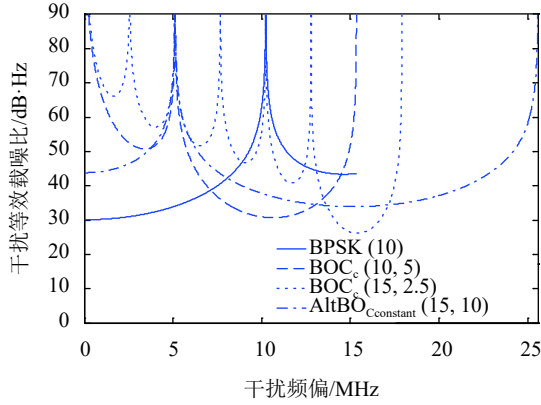


图 3 干扰等效载噪比随干扰频偏变化情况

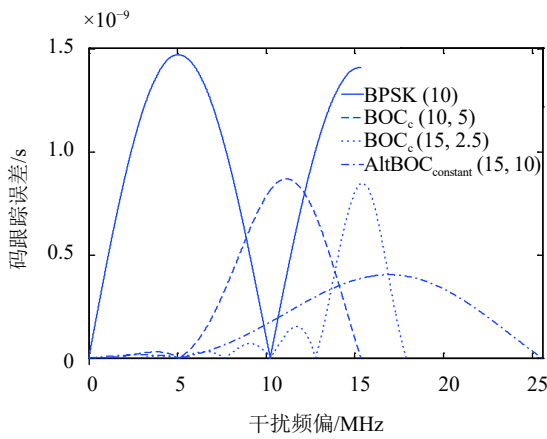


图 4 码跟踪误差随干扰频偏变化情况

2.2 抗带限高斯噪声干扰性能

在带限高斯噪声干扰下可忽略伪码离散谱线的影响，其造成的干扰等效载噪比和 NELP 处理码跟踪误差分别为：

$$\left(\frac{C}{N} \right)_{\text{eff}} = \frac{P_s [R_0(\hat{\tau})]^2}{\beta_J \int_{f_J - \beta_J/2}^{f_J + \beta_J/2} G_s(f) df}$$

$$\hat{\tau}_{\text{NELP}} = \frac{\sqrt{B_n}}{\beta_r/2} \times \frac{2\pi \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f G_s(f) \sin(\pi f d T_c) df}{\frac{P_J}{\beta_J P_s} \int_{f_J - \beta_J/2}^{f_J + \beta_J/2} G_s(f) \sin^2(\pi f d T_c) df \times \left(1 + \frac{\frac{1}{\beta_J} \int_{f_J - \beta_J/2}^{f_J + \beta_J/2} G_s(f) \cos^2(\pi f d T_c) df}{T_d \frac{P_s}{P_J} \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \cos(\pi f d T_c) df \right)^2} \right)}$$
(9)

式中， β_J 和 f_J 分别为带限高斯噪声的带宽和基带中心频率，为达到良好的干扰效果，基带中心频率一般取期望信号功率谱最大值对应的频率。设 $B_n = 2 \text{ Hz}$ ， $T_d = 20 \text{ ms}$ ， $P_J/P_s = 40 \text{ dB}$ ， $\hat{\tau} = d/6$ (d 取 0.1 码片)，带限高斯噪声干扰下干扰等效载噪比和码跟踪误差随干扰带宽的变化情况如图 5 和图 6 所示。

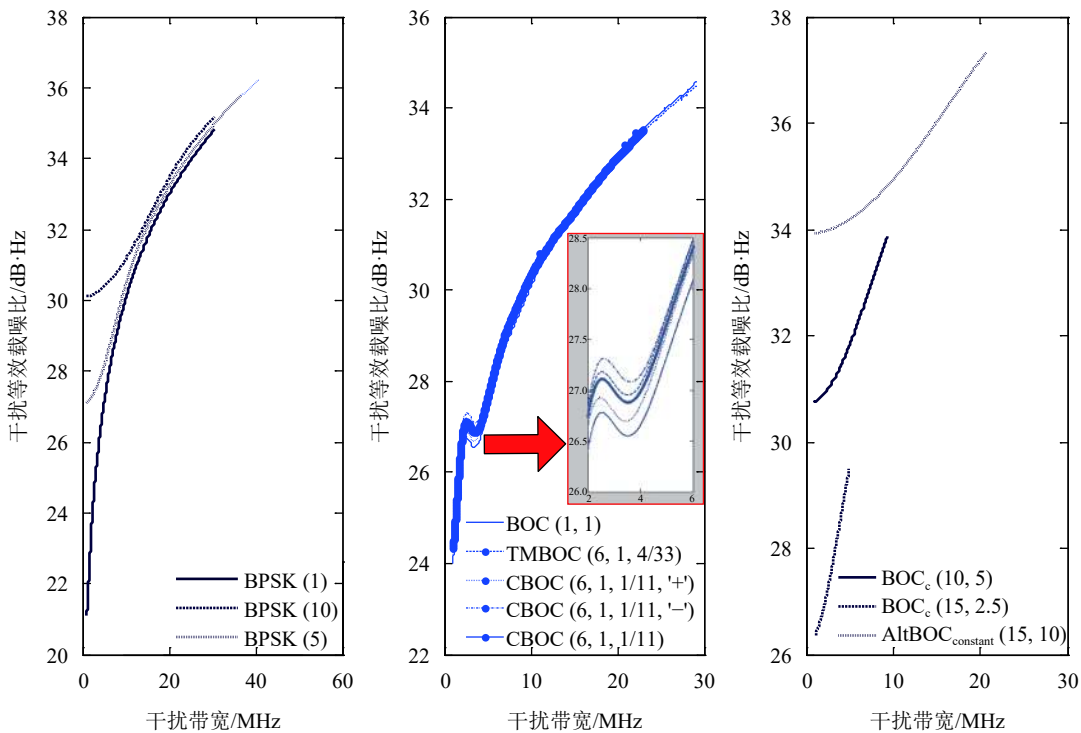


图 5 干扰等效载噪比随干扰带宽变化情况

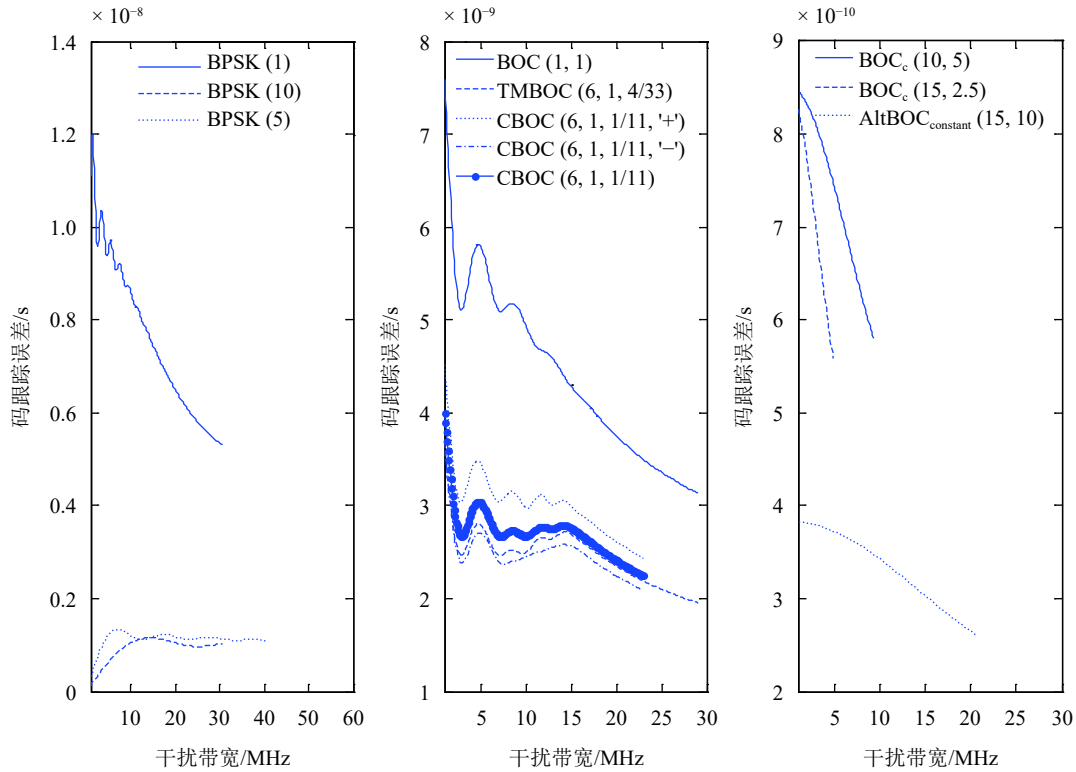


图6 码跟踪误差随干扰带宽变化情况

由图5可以看出,对于相同或类似的信号调制方式,主瓣带宽越大,干扰等效载噪比越大;在同等主瓣带宽下,高频分量越多,干扰等效载噪比越大。由图6可以看出,在TmBOC和CBOC调制方式中,虽然BOC(6,1)分量只占了很小一部分,但对于减小码跟踪误差的作用明显;尽管BOC_c(10,5)的主瓣带宽是BOC_c(15,2.5)的两倍,但由于高频分量所占比重小,致使码跟踪误差更大。

2.3 抗匹配谱干扰性能

匹配谱干扰可看作是一种大功率的多址干扰。另外,由于GNSS在每个频段上都设有多种类型的导航信号,因此,在实际工作场景中,期望信号还要受到系统内和系统间同频段其他导航信号的干扰^[12],此时的干扰等效载噪比和NELP处理码跟踪误差分别为:

$$\left\{ \begin{aligned} \left(\frac{C}{N_J} \right)_{\text{eff}} &= \frac{P_s [R_0(\hat{\tau})]^2}{(P_J + (N-1)P'_s) \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s^2(f) df + \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} \sum_{i=1}^I N_i P_i G_i(f) G_s(f) df} \\ \hat{\tau}_{\text{NELP}} &= \frac{\sqrt{B_n}}{2\pi \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f G_s(f) \sin(\pi f d T_c) df} \sqrt{\frac{\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} \left[(P_J + (N-1)P'_s) G_s(f) + \sum_{i=1}^I N_i P_i G_i(f) \right] G_s(f) \sin^2(\pi f d T_c) df}{P_s} \times \left(1 + \frac{\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} \left[(P_J + (N-1)P'_s) G_s(f) + \sum_{i=1}^I N_i P_i G_i(f) \right] G_s(f) \cos^2(\pi f d T_c) df}{T_d P_s \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \cos(\pi f d T_c) df \right)^2} \right)} \end{aligned} \right. \quad (10)$$

式中, N 为发射期望信号的可见卫星数; P'_s 为多址干扰功率; I 为系统内和系统间同频段的其他干扰信号种类数; N_i 为第 i 种干扰信号的数目; P_i 为第

i 种干扰信号的干扰功率; $G_i(f)$ 为第 i 种干扰信号的归一化功率谱密度。由表1和表2可以看出,卫星导航业务在L1/E1频段占据优先地位,与其他频段

相比, 该频段上的卫星导航信号显得非常拥挤, 因此, 以该频段上的信号为干扰目标信号, 各信号接收功率的最小值和最大值如表 3 所示^[12]。

表 3 L1/E1 频段卫星导航信号功率特征值

导航信号	接收功率/dBW	
	最小值	最大值
L1 C/A	-158.5	-153
L1 C	-157	-154
L1 P(Y)	-160	-155
L1 M	-157	-150(点波束-138)
E1 A	-157	-154
E1 B	-157	-154
E1 C	-157	-154

仅考虑最差情况, 即期望信号接收功率取最小值, 而其他干扰信号接收功率均达到最大值, GPS 和 Galileo 的可见卫星平均数都取为 8, 即 $N = N_i = 8$ 。令 $B_n = 2 \text{ Hz}$, $T_d = 20 \text{ ms}$, $P_J/P_s = 40 \text{ dB}$, $\hat{\tau} = d/6$ (d 取 0.1 码片), 匹配谱干扰下 L1/E1 频段各卫星导航信号的干扰等效载噪比和码跟踪误差如表 4 所示。

表 4 L1/E1 频段卫星导航信号匹配谱干扰下干扰等效载噪比和码跟踪误差

导航信号	干扰等效载噪比/dB-Hz		码跟踪误差/ns	
	L1 M (普通模式)	L1 M(点波束模式)	L1 M (普通模式)	L1 M(点波束模式)
L1 C/A	21.7753	21.7751	10.775	10.784
L1 C _D	24.5882	24.5845	7.3445	7.3563
L1 C _P	25.5379	25.5361	3.5700	3.5734
L1 P(Y)	31.7870	31.7721	0.9966	1.0172
L1 M	33.3778	33.1581	0.6147	0.6311
E1 A	28.8316	28.8236	0.6021	0.6027
E1 B	25.0312	25.0292	4.3749	4.3792
E1 C	25.6127	25.6102	3.4536	3.4578
E1 B/C	25.3535	25.3524	3.8024	3.8046

由表 4 可以看出, L1 M 在普通模式和点波束模式下, 其对同频段导航信号的影响差异很微弱, 这说明了 GPS 和 Galileo 之间良好的兼容性; L1 C_D、L1 C_P、E1 B、E1 C 和 E1 B/C 调制方式的抗匹配谱干扰性能要明显优于 L1 C/A, 且高频分量越丰富, 优势越大; 调制信号主瓣带宽越宽, 高频分量越多, 抗匹配谱干扰性能越强。

3 对 BDS 导航信号的设计启示

最新对外公开的 BDS 导航信号体制参数见表 5^[13]。

表 5 BDS 导航信号体制参数预期规划

频段/信号	载波频率/MHz	调制方式
B1-A	1 575.42	TDDM-BOC(14,2)
B1-C _D		BOC(1,1)
B1-C _P		TMBOC(6,1,4/33)
B2a _D		
B2a _P	1 191.795	TD-AltBOC(15,10)
B2b _D		
B2b _P		
B3		QPSK(10)
B3-A _D	1 268.52	BOC(15,2.5)
B3-A _P		BOC(15,2.5)

对于 B1-A 采用的 TDDM-BOC(14,2) 调制, 其基带调制序列与未经 TDDM 调制的基带 BOC 调制序列具有相同的功率谱密度和自相关特性^[8], 无论从高频分量丰富程度还是主瓣宽度上都不如 TDDM-BOC_c(15,2.5); 另外, TDDM-BOC(14,2) 的功率谱谱峰与 L1 M 重叠较多, 而 TDDM-BOC_c(15,2.5) 的谱峰则位于 L1 M 功率谱谱峰外侧第一个过零点处, 且经过和未经 TDDM 调制的基带 BOC 调制序列间的相关性较差^[8], 因此, 从抗干扰和信号隔离的综合要求来考虑, B1-A 应优化为 TDDM-BOC_c(15,2.5) 调制。

B1-C_D、B1-C_P 采用与 L1 C_D、L1 C_P 相同的调制组合方式, 在窄的早迟码间距下且接收机前端预相关带宽包含期望信号的主瓣分量时, 其抗干扰性能要明显优于 L1 C/A, 但劣于 E1 B、E1 C; 另外, L1 C_D、L1 C_P 和 E1 B、E1 C 的主谱峰位于 L1 C/A 的零点处, 而 L1 C_P、E1 B、E1 C 中附加的 BOC(6,1) 分量的谱峰并没有位于 L1 M 和优化后的 B1-A 功率谱零点处, 受 L1 M 和优化后的 B1-A 谱峰的影响, 附加的频率分量也并非越高越好, 综合权衡, B1-C 应优化采用 CBOC(6,1,1/11) 的调制组合方式。

B2 采用 TD-AltBOC(15,10) 调制, B2a_D、B2a_P、B2b_D 和 B2b_P 四路信号分量相互独立; B2a_P、B2b_P 采用相同伪随机序列; B2a_P、B2b_P 采用相反伪随机序列, 3 种对应情形下的 TD-AltBOC 调制功率谱密度表达式见文献 [14], 通过与 AltBOC_{constant} 比较并结合前文分析结论, 在 51.15 MHz 带宽下, B2a_P 和 B2b_P 采用相同伪随机序列的 TD-AltBOC(15,10) 调制具备更强的抗干扰性能。

B3 采用的 QPSK(10) 调制抗干扰性能要优于 E6 B/C 采用的 BPSK(5), 同时, 对于 B3-A 的 BOC(15,2.5) 调制也可优化为 BOC_c(15,2.5) 调制, 优化

后的基带谱峰位置更加远离零频,两谱峰间的能量更小,更有利于抵御宽带干扰的影响。另外,由于GPS L2频段与Galileo和BDS无谱重叠,而B3频点和E6频点相差10.23 MHz。因此,B3和优化后的B3-A与其他系统卫星导航信号有着较好的隔离度,即若对L2、E6频点信号实施匹配谱干扰时,B3频点信号几乎不受影响。

4 结束语

从干扰等效载噪比和码跟踪误差两个方面,对GPS和Galileo导航信号体制抗单频、带限高斯噪声和匹配谱干扰性能进行了评估。借鉴GPS和Galileo导航信号体制设计在抗干扰上的经验,建议BDS B1-C可优化为CBOC(6,1,1/11)的调制组合方式、B2可设计为导频通道伪随机调制序列相同的TD-AltBOC(15,10)调制、B1-A和B3-A可分别采用TDDM-BOC_c(15,2.5)和BOC_{cos}(15,2.5)调制,以便在尽量不改变接收机结构的情况下更好地增强信号的抗干扰性能。

参 考 文 献

- [1] 唐祖平. GNSS信号设计与评估若干理论研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2009.
TANG Zu-ping. Research on relevant theory for GNSS signal design and evaluation[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2009.
- [2] 张军. 现代导航信号评估关键技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2012.
ZHANG Jun. Research on assessment technique of new navigation signals[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2012.
- [3] 戴弦. 卫星导航信号性能分析[D]. 南京: 解放军信息工程大学, 2013.
DAI Xian. Research on the performance of Satellite navigation signal[D]. Nanjing: PLA Information Engineering University, 2013.
- [4] 何在民. 卫星导航信号码跟踪精度研究[D]. 西安: 中国科学院, 2012.
HE Zai-min. Research on code tracking accuracy for satellite navigation signals[D]. Xi'an: National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, 2012.
- [5] BALAEI A T, DEMPSTER A G, PRESTI L L. Characterization of the effects of CW and pulse CW interference on the GPS signal quality[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2009, 45(4): 1418-1431.
- [6] 刘禹圻, 胡修林, 冉一航, 等. 卫星导航信号抗单频干扰性能研究[J]. *电子学报*, 2011, 39(6): 1410-1416.
LIU Yu-qi, HU Xiu-lin, RAN Yi-hang, et al. Study on evaluating the impact of CWI on DLL tracking performance for GNSS signals[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2011, 39(6): 1410-1416.
- [7] BETZ J W. Effect of non-white Gaussian interference on GPS code tracking accuracy[C]//Proceeding of the Institute of Navigation National Technical Meeting. Washington: Institute of Navigation, 2000: 16-17.
- [8] 张灿. 北斗二代导航信号抗干扰性能分析与研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2013.
ZHANG Can. Analysis and research of anti-jamming performance for compass II navigation signals[D]. Xi'an: Xidian University, 2013.
- [9] 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.
HU Xiu-lin, TANG Zu-ping, ZHOU Hong-wei, et al. Analysis on design principles of GPS and Galileo signal structure[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2009, 31(10): 2285-2293.
- [10] 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 and Electronic Systems*, 2009, 45(4): 1551-1564.
- [11] 李豹, 许江宁, 曹可劲, 等. 北斗二代导航信号抗多径性能分析与仿真[J]. *中国惯性技术学报*, 2012, 20(3): 339-342.
LI Bao, XU Jiang-ning, CAO Ke-jin, et al. Analysis and simulation on anti-multipath performance of Beidou2 navigation[J]. *Journal of Chinese Inertial Technology*, 2012, 20(3): 339-342.
- [12] TITUS L M, BETZ J W, HEGARTY C J, et al. Intersystem and intrasystem interference analysis methodology[C]//ION GPS/GNSS 2003. Portland, OR: ION, 2003: 2061-2069.
- [13] 唐祖平, 周鸿伟, 胡修林. Compass导航信号性能评估研究[J]. *中国科学: 物理学 力学 天文学*, 2010, 40(5): 592-602.
TANG Zu-ping, ZHOU Hong-wei, HU Xiu-lin. Research on performance evaluation of Compass signal[J]. *Science China: Physics, Mechanics & Astronomy*, 2010, 40(5): 592-602.
- [14] TANG Zu-ping, ZHOU Hong-wei, WEI Jiao-long, et al. TD-AltBOC: A new COMPASS B2 modulation[J]. *Science China: Physics, Mechanics & Astronomy*, 2011, 54(6): 1014-1021.

编辑 叶芳