

GPS 军码信号的带限高斯噪声干扰参数选择分析

毛 虎, 吴德伟

(空军工程大学信息与导航学院, 陕西西安, 710077)

摘要 为了提高带限高斯噪声对 GPS 军码信号的干扰效率, 以 GPS 接收机的码跟踪误差作为干扰效果评估指标, 对其特定干信比下的干扰频偏和干扰带宽进行优化确定。在分析 GPS P(Y)码和 M 码信号功率谱特点的基础上, 根据非相干超前减滞后处理码跟踪环路工作原理, 理论推导得到干扰频偏和干扰带宽与码跟踪误差的解析式。基于实际情况设置接收机码环参数, 分别定量地仿真计算出不同干信比下针对 P(Y)码和 M 码信号的高效干扰频偏和干扰带宽。以造成码环失锁所需干信比最小为主要评判准则, 同时考虑干扰易实施性和频域滤波等因素的影响, 通过综合比较得出: 当干信比在 50~60 dB 范围内时, 针对 P(Y)码信号的干扰频偏和干扰带宽分别设置为 0 和 8.8 MHz, 针对正弦 BOC 和余弦 BOC 调制的 M 码信号的干扰频偏分别设置为 9.833 MHz 和 10.9 MHz, 干扰带宽统一设置为 10 MHz。

关键词 P(Y)码和 M 码; 码跟踪误差; 干扰频偏; 干扰带宽; 干信比

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2014.06.013

中图分类号 TN96; TN97 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2014)06-0058-05

Analysis of Jamming Parameters Selecting of Band-limited Gaussian Noise to GPS Military Signals

MAO Hu, WU De-wei

(School of Information and Navigation, Air Force engineering University, Xi'an Shaanxi 710077, China)

Abstract: For the sake of improving jamming efficiency of band-limited Gaussian noise to GPS military signals, this paper use code tracking error of GPS receiver as the jamming effect evaluation index to optimize band-limited Gaussian noise jamming frequency offset and bandwidth under given JSR. On the basis of analysis GPS P(Y) code and M code signal power spectrum characteristics, according to operating principle of non-coherent early-minus-late power DLL, the expression between jamming frequency offset and bandwidth with code tracking error is obtained through theoretical derivation. Based on practical condition to set the DLL parameters of receiver, the efficient band-limited Gaussian noise jamming frequency offset and bandwidth to P(Y) code and M code signal is simulated and calculated quantitatively under the different JSR respectively. Taking the minimum JSR of causing DLL lock-lose as primary opting criterion, at the same time to consider the influence of jamming implement complexity and frequency domain filtering, the conclusion of comprehensive compare show that when the JSR within 50~60 dB, the jamming frequency offset and bandwidth to P(Y) code is set to 0 and 8.8 MHz respectively, the jamming frequency offset to

收稿日期: 2014-03-12

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61174194)

作者简介: 毛 虎(1987—), 男, 陕西咸阳人, 博士生, 主要从事导航对抗研究. E-mail: mao_hu1987@163.com

引用格式: 毛虎, 吴德伟. GPS 军码信号的带限高斯噪声干扰参数选择分析[J]. 空军工程大学学报: 自然科学版, 2014, 15(6): 58-62. MAO Hu, WU Dewei. Analysis of Jamming Parameters Selecting of Band-limited Gaussian Noise to GPS Military Signals[J]. Journal of air force engineering university: natural science edition, 2014, 15(6): 58-62.

M code of BOCsin and BOCcos modulation is set to 9.833 MHz and 10.9 MHz respectively, the jamming bandwidth is set to uniform 10 MHz.

Key words: P(Y) code and M code; Code tracking error; Jamming frequency offset; Jamming bandwidth; JSR

目前, GPS 军用 P(Y) 码和 M 码信号仍处于美军的严密控制之下, 对其威胁最大的干扰方式仍然是压制干扰^[1-2]。带限高斯噪声作为一种常见的压制干扰样式而被广泛应用, 对于带宽大、抗干扰性强的 GPS 军码信号, 若盲目地实施带限高斯噪声干扰, 一方面会增加干扰消耗, 降低干扰效率, 另一方面则会提升干扰源被探测打击的几率。因此, 需要对于干扰参数进行合理设置, 在提升效费比的同时, 获得较好的干扰效果。

文献[3]、[4]以载噪比作为影响因素, 对带限高斯噪声干扰下的 GPS 接收机星历解调误码率进行了分析, 但其一方面未考虑到在干扰功率相同条件下, 干扰参数的不同取值对误码率的影响, 更为重要的是接收机定位精度在很大程度上是取决于码跟踪误差的大小^[5], 而干扰对码跟踪的影响与数据解调不同, 其主要是依赖于超前与滞后相关器的差分^[6]。文献[7]、[8]推导分析了在特定早迟码间距下, 带限高斯噪声干扰对 GPS 卫星接收信号造成的码跟踪误差, 但其都将干扰带宽设置为与 GPS 扩频码的主瓣带宽相等, 实质是将带限高斯噪声干扰等效为宽带拦阻式干扰进行处理, 未涉及到干扰参数的选择问题。文献[9]、[10]根据直扩系统对接收信号的处理过程, 对于干扰带宽与码跟踪误差的关系进行了推导和仿真, 但其主要是针对 m 码来分析得出直扩系统的抗干扰能力, 对 GPS 的军用 P(Y) 码和 M 码信号不具有针对性。

1 GPS 军码信号特征分析

由于 P(Y) 码和 M 码的码速率和调制方式不同, 因此所呈现出的信号特征也有所不同。

P(Y) 码尽管不是最大长度序列码, 然而由于其周期长, 码速率快, 因而其自相关特性基本上是理想的^[6], 其归一化到无限带宽上的功率谱密度可统一表示为:

$$G_{P(Y)}(f) = T_c \text{sinc}^2(\pi f T_c) \quad (1)$$

式中 T_c 为 P(Y) 码码元宽度。

M 码所采用的 BOC 调制方式可以视为 BPSK 调制与一个方波副载波的乘积, 其自相关和功率谱取决于码片速率和方波副载波的特性, BOC 扩频符号波形可表示为:

$$g_{\text{BOC}}(t) = g_{\text{BPSK}}(t) \text{sgn}[\sin(2\pi f_s t + \theta)] \quad (2)$$

式中: f_s 为方波副载波频率; θ 为所选的相位, 常用值是 0° 和 90° , 分别称为正弦 BOC 和余弦 BOC 调制, M 码所采用的 BOC(10, 5) 调制其正弦和余弦形式的归一化功率谱可分别表示为^[11]:

$$\begin{cases} G_{\text{BOCsin}(10,5)}(f) = \frac{1}{f_c} \text{sinc}^2\left(\frac{\pi f}{f_c}\right) \tan^2\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \\ G_{\text{BOCcos}(10,5)}(f) = \frac{4}{f_c} \text{sinc}^2\left(\frac{\pi f}{f_c}\right) \left(\frac{\sin^2\left(\frac{\pi f}{4f_s}\right)}{\cos\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right)}\right)^2 \end{cases} \quad (3)$$

$f_s = 10.23$ MHz 和 $f_c = 5.115$ MHz 分别为副载波频率和码速率。

2 带限高斯噪声干扰对码跟踪误差的影响

带限高斯噪声干扰信号的功率谱密度 $G_J(f)$ 可建模为

$$G_J(f) = \frac{J}{2\beta_J} \begin{cases} f_J - \beta_J/2 \leq f \leq f_J + \beta_J/2, \\ -f_J - \beta_J/2 \leq f \leq -f_J + \beta_J/2 \end{cases} \quad (4)$$

式中: J 、 β_J 和 f_J 分别为干扰信号的功率、正频率带宽和相对载波的干扰频偏。当 $f_J = 0$, 且 β_J 足够大时, 式(4)可退化为宽带拦阻式干扰; 而当 $\beta_J = 0$, 式(4)可退化为点频干扰。设 GPS 接收机前端带宽足够大, 可用一个带宽为 β_r 的理想线性相位矩形带通滤波器来近似^[6], 则根据非相干超前减滞后处理(NELP)的码环鉴别过程, 可得带限高斯噪声干扰造成的码跟踪误差(以秒为单位, 且忽略接收机自身热噪声和残余多普勒频移的影响)为:

$$(\sigma_\tau)_{\text{NELP}} = \frac{\sqrt{B_L \frac{J}{\beta_J S} \int_{f_J - \beta_J/2}^{f_J + \beta_J/2} G_s(f) \sin^2(\pi f d T_c) df}}{2\pi \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f G_s(f) \sin(\pi f d T_c) df} \quad (5)$$

$$\sqrt{\left[1 + \frac{\frac{J}{\beta_J S} \int_{f_J - \beta_J/2}^{f_J + \beta_J/2} G_s(f) \cos^2(\pi f d T_c) df}{T \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \cos(\pi f d T_c) df \right)^2} \right]}$$

式中: B_L 为码跟踪环路单边带宽(Hz); S 为卫星信号功率(W); $G_s(f)$ 为卫星信号归一化功率谱密度(1/Hz); d 为超前减滞后相关器间距(码片数); T_c 为扩频码元宽度(s); T 为相关积分时间(s)。

当退化为宽带拦阻式或点频干扰时,上式中的 A 和 B 可分别表示为:

$$\begin{cases} A = \frac{J}{\beta_r S} \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \cos^2(\pi f d T_c) df \\ B = \frac{J}{\beta_r S} \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_s(f) \sin^2(\pi f d T_c) df \end{cases} \quad \text{宽带拦阻式} \quad (7)$$

$$\begin{cases} A = \frac{J}{S} G_s(f_J) \cos^2(\pi f_J d T_c) \\ B = \frac{J}{S} G_s(f_J) \sin^2(\pi f_J d T_c) \end{cases} \quad \text{点频} \quad (8)$$

对特定干信比和相关器间距下带限高斯噪声干扰造成的码跟踪误差进行观察分析可得:当 β_J 很小时,应存有一个引起最大码跟踪误差的干扰频偏。随着 β_J 的增加,干扰对卫星信号功率谱的覆盖范围增大,但干扰功率谱值下降,而且由于高次谐波分量的值也相对较小,最终导致的码跟踪误差可能不会持续增加,因此,也可以定性判断出存在一个造成最大码跟踪误差的干扰带宽,即在高次谐波覆盖范围和干扰功率谱值之间存有一个折中点。

由于载波环辅助码环技术的采用,因此码环经受的动态应力可忽略不计^[12],当干扰造成的 $3\sigma_\tau$ 值超过鉴别器线性牵引范围的一半^[6],即 $3\sigma_\tau > 0.5d$ 时,码环会出现失锁,无量测值的输出。

3 带限高斯噪声干扰参数的仿真确定

以码跟踪误差作为干扰效果评估指标,令 $\beta_r = 30$ MHz,对带限高斯噪声干扰的 J 、 β_J 和 f_J 进行优化确定。

3.1 对 P(Y) 码信号干扰参数的确定

根据文献[6]关于 P(Y) 码信号的接收机参数设置,码跟踪环路单边带宽取 1Hz,相关积分时间取 0.02 s,超前滞后相关器间距取一个码片。首先,令干扰带宽 β_J 很小,当干信比分别为 50 dB 和 60 dB 时,P(Y) 码信号的码跟踪误差随干扰频偏 f_J 的变化曲线见图 1。

由图 1 可以看出,在特定的干信比和相关器间距下,存有一个造成码跟踪误差最大的且不为零的最佳干扰频偏。随着干信比的增加,最佳干扰频偏会有所减小,当干信比在 50 dB~60 dB 之间取值时,最佳干扰频偏的位置变化不大。

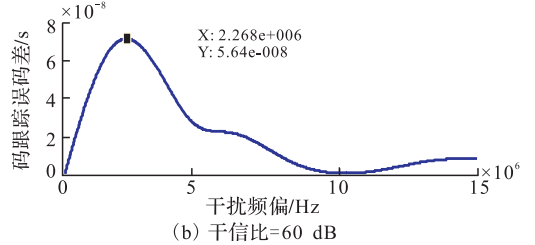
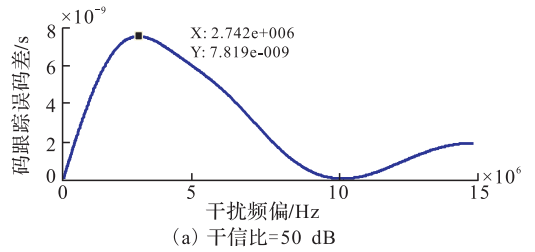


图 1 P(Y) 码信号码跟踪误差随干扰频偏变化曲线

Fig.1 The change curve of P(Y) code tracking error along with jamming offset frequency

当 f_J 分别取图 1 中的最佳干扰频偏和零时, P(Y) 码信号的码跟踪误差随干扰带宽 β_J 的变化曲线见图 2。

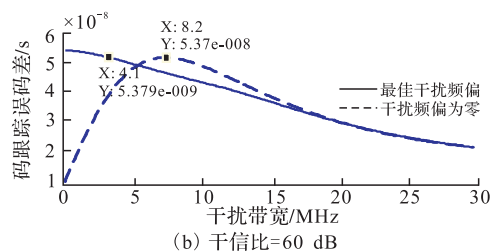
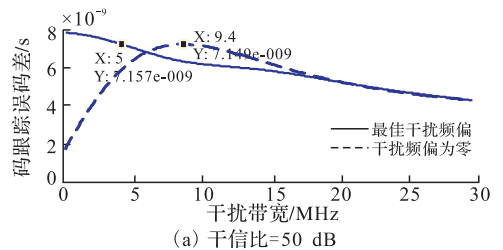


图 2 P(Y) 码信号码跟踪误差随干扰带宽变化曲线

Fig.2 The change curve of P(Y) code tracking error along with jamming bandwidth

由图 2 知,在特定的干信比和相关器间距下,当 f_J 取零时,P(Y) 码信号的码跟踪误差随干扰带宽的增加并非呈现出单调变化的趋势,而是有一个最大值,即存在一个最佳干扰带宽。当 f_J 取图 1 中的最佳干扰频偏时,码跟踪误差随着干扰带宽的增加而逐渐减小,若干扰带宽小于某门限值,其造成的码跟踪误差值要大于当 f_J 取零时最佳干扰带宽下的码跟踪误差。随着干信比的增加,上述的最佳干扰带宽和门限值都有所减小,同样,当干信比在 50 dB~60 dB 取值时,上述两值的变化都不大。

干信比取值在 50 dB~60 dB 之间变化,此种情况下的最佳干扰频偏取为 50 dB 和 60 dB 对应的最佳干扰频偏的中间值,在此干扰频偏下的干扰带宽

取 3 MHz(当干扰带宽大于 3 MHz 时,码跟踪误差减小的速率增加)。干扰频偏为零时的最佳干扰带宽取为 50 dB 和 60 dB 对应的最佳干扰带宽的中间值,不同干扰参数下的 P(Y)码信号码跟踪误差随干信比的变化曲线见图 3。

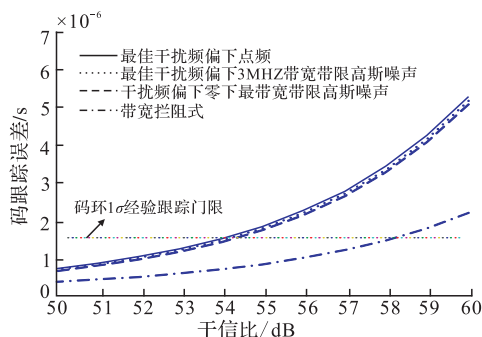


图 3 P(Y)码信号码跟踪误差随干信比变化曲线

Fig.3 The change curve of P(Y) code tracking error along with JSR

由图 3 可以看出,对于 P(Y)码信号,干扰参数优化后造成码跟踪环失锁的最小干信比为 54 dB(因为实际中还有热噪声的存在,所以干信比取值比图 3 中所示的略小),而粗放性的宽带拦阻式干扰造成码跟踪环失锁的最小干信比则为 58 dB。3 种干扰参数优化后的干扰效果差别不大,相对而言最佳干扰频偏下的点频效果最好;最佳干扰频偏下 3 MHz 干扰带宽的带限高斯噪声次之;干扰频偏为零下最佳带宽的带限高斯噪声再次之。

3.2 对 M 码信号干扰参数的确定

由于 M 码信号的自相关主峰宽度更窄,因此,其超前滞后相关器间距可取更小值。根据文献[6]对于 M 码信号的接收机参数设置,码跟踪环路单边带宽同样取 1 Hz,相关积分时间取 0.1 s,超前滞后相关器间距取 1/8 个码片。令干扰带宽 β_f 很小,当干信比分别为 50 dB 和 60 dB 时,M 码信号的码跟踪误差随干扰频偏的变化曲线如图 4 所示。

由图 4 看出,在特定的干信比和相关器间距下,M 码信号也存在一个最佳干扰频偏,且余弦 BOC 调制的最佳干扰频偏要比正弦 BOC 调制大,主要是由于正弦 BOC 调制的功率谱最大值位置相比余弦 BOC 调制更接近载波中心频率。最佳干扰频偏位置随干信比的变化规律与 P(Y)码信号相似。

由图 5 可以看出,在特定的干信比和相关器间距下,当 f_j 取零时,无论是正弦 BOC 调制还是余弦 BOC 调制也都存有一个最佳的干扰带宽,且余弦 BOC 调制对应的最佳干扰带宽更大,其原因与最佳干扰频偏更大的原因相同。当 f_j 取图 4 中的最佳干扰频偏时,码跟踪误差随着干扰带宽的增加而逐渐减小,其同样也存有一个大于 f_j 取零时最佳干

扰带宽下的码跟踪误差的干扰带宽门限值。与 P(Y)码信号相比,当干信比在 50 dB~60 dB 之间取值时,上述两值的变化更加不明显。

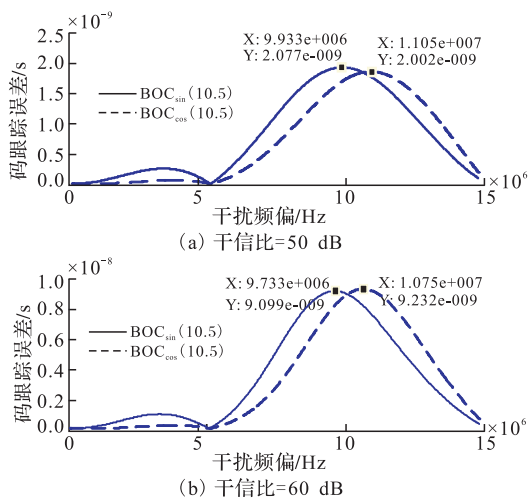


图 4 M 码信号码跟踪误差随干扰频偏变化曲线

Fig.4 The change curve of M code tracking error along with jamming offset frequency

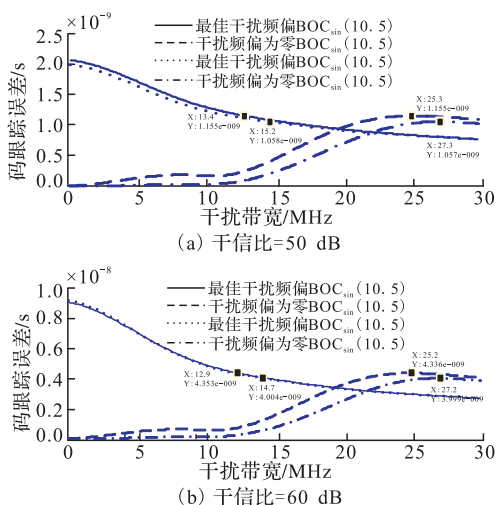


图 5 M 码信号码跟踪误差随干扰带宽变化曲线

Fig.5 The change curve of M code tracking error along with jamming bandwidth

与图 3 取值方法相同,最佳干扰频偏下的干扰带宽统一取 10 MHz(对 M 码信号的主瓣进行覆盖),不同干扰参数下正弦和余弦 BOC 调制的 M 码信号码跟踪误差随干信比的变化曲线见图 6。

由图 6 可以看出,对于 M 码信号,3 种干扰参数优化后的干扰效果有一定地差异,最佳干扰频偏下的点频干扰造成码跟踪环失锁的最小干信比为 54.5 dB,分别比最佳干扰频偏下 10 MHz 带宽和干扰频偏为零下最佳带宽的带限高斯噪声干扰小 3.5 dB 和 5.5 dB。另外还可以看出,由于 M 码信号接收机采用较小的超前滞后相关器间距和较大的相关积分时间设置,使得干扰频偏为零下最佳带宽的带限高斯噪声干扰效果与宽带拦阻式相比提高不大,

正弦和余弦 BOC 调制自身抗干扰能力的差异体现也不明显。

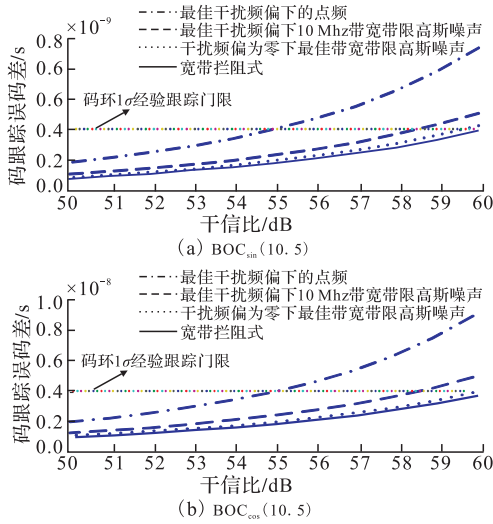


图 6 M 码信号跟踪误差随干信比变化曲线

Fig.5 The change curve of M code tracking error along with JSR

3.3 对 P(Y) 码和 M 码信号干扰参数的选择

通过 3.1、3.2 节的仿真计算分析,当干信比在 50~60 dB 之间取值时,对于 P(Y) 码信号,最佳干扰频偏下的点频和 3 MHz 带宽的带限高斯噪声干扰与干扰频偏为零下最佳带宽的带限高斯噪声干扰相比,优势不明显,考虑到干扰的易实施性,可选择后者对 P(Y) 码信号实施干扰。对于 M 码信号,BOC 调制对主瓣进行了搬移处理,信号带宽更大,瞬时功率谱更低,因此,最佳干扰频偏下的点频和 10 MHz 带宽的带限高斯噪声干扰有一定的优势,考虑到频域滤波的影响,可选择后者对 M 码信号实施干扰。

4 结论

GPS 的军码信号具有较好的抗干扰性能,点频干扰易被频域滤波抑制,而宽带拦阻式干扰虽然能够覆盖较大的期望信号频率范围,但其干扰能量相对分散,干扰效果较差。当干信比在 50~60 dB 之间取值时,综合考虑干扰效果、产生干扰的难易程度和频域滤波抗干扰措施等因素,可分别采用干扰频偏为零下最佳带宽和最佳干扰频偏下 10 MHz 带宽的带限高斯噪声对 P(Y) 码和 M 码信号进行干扰。其它干信比取值范围下的带限高斯噪声干扰参数设置情况,可采用类似的处理方法选择确定。

参考文献(References):

[1] Oshman Y, Koifman M. Robust GPS Navigation in the Presence of Jamming and Spoofing[A]. Proceeding of AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit[C], American Institute of

Aeronautics and Astronautics, 2003, Austin, Texas: 1-11.

[2] 刘海波, 吴德伟, 卢艳娥, 等. BLMS 算法在 GNSS 天线抗干扰中的应用[J]. 空军工程大学学报: 自然科学版, 2009, 10(6): 60-64.

LIU Haibo, WU Dewei, LU Yane, et al. BLMS Algorithm Application in GNSS Anti-jamming Antenna Array[J]. Journal of air force engineering university: natural science edition, 2009, 10(6): 60-64. (in Chinese)

[3] 汪捷, 赵学军. 导航对抗背景 GPS 信号宽带压制干扰分析[J]. 海军工程大学学报, 2010, 22(6): 30-34.

WANG Jie, ZHAO Xuejun. Analysis of wideband suppressing jamming on GPS in counterwork facing navigational system[J]. Journal of naval university of engineering, 2010, 22(6): 30-34. (in Chinese)

[4] Hu H, Wei N. A study of GPS jamming and anti-jamming[C]//The 2nd International conference on power electronics and intelligent transportation system, Shenzhen, China, 2009.

[5] 汤俊杰, 薛磊, 林航, 等. 压制干扰对 GPS 接收机跟踪环的性能影响分析[J]. 信息技术, 2011(3): 68-71.

TANG Junjie, XUI Lei, LIN Hang, et al. Analysis of the performance of the code tracking loop of GPS receiver under blanket jamming[J]. Information technology, 2011(3): 68-71. (in Chinese)

[6] Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS: Principles and Applications[M]. Norwood, MA: Artech House, 2006.

[7] 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.

[8] 薛磊, 汤俊杰, 张焯滢. 基于接收机跟踪性能的 GPS 压制干扰效果分析[J]. 现代防御技术, 2011, 39(4): 26-30.

XUE Lei, TANG Junjie, ZHANG Xuanfu. Analysis of blanket jamming effect on GPS receiver based on performance of tracking loop of receiver[J]. Modern defence technology, 2011, 39(4): 26-30. (in Chinese)

[9] 杨文革, 路伟涛, 余金峰, 等. 随机二元码调制干扰下扩频信号伪码跟踪误差分析与仿真[J]. 电子对抗, 2012(4): 27-32.

YANG Wenge, LU Weitao, YU Jinfen, et al. Analysis and simulation on code tracking performance of DS signals under SBSM jamming[J]. Electronic Warfare, 2012(4): 27-32. (in Chinese)

[10] 孟生云, 杨文革. 直扩/跳频测控信号伪码跟踪抗干扰性能分析[J]. 电讯技术 2013, 53(5): 560-564.

MENG Shengyun, YANG Wenge. Analysis on evaluating the jamming impact on DS/FH TT&C signals code tracking performance[J]. Telecommunication Engineering, 2013, 53(5): 560-564. (in Chinese)

[11] 王璐, 刘崇华, 何善宝. 导航 BOC 信号的抗干扰性能分析[J]. 中国空间科学技术, 2009(4): 69-76.

WANG Lu, LIU Chonghua, HE Shanbao. Interference effects on BOC signals[J]. Chinese space science and technology, 2009(4): 69-76. (in Chinese)

[12] 宋帅, 王新龙. GPS 接收机跟踪环的抗干扰性能研究与分析[J]. 航空兵器, 2011(6): 29-35.

SONG Shuai, WANG Xinlong. Research and analysis on anti-interference performance of tracking loop for GPS receiver[J]. Aero weaponry, 2011(6): 29-35. (in Chinese)

(编辑: 姚树峰)