

对 GPS 接收机的一种新宽带压制干扰样式分析

毛虎* 吴德伟 卢虎 闫占杰
(空军工程大学信息与导航学院 西安 710077)

摘要: 针对单频连续波干扰极易通过频域滤波加以抑制,而宽带连续阻塞式干扰又存在干扰效率低下的问题,提出脉冲连续波这种新的宽带梳状拦阻式干扰样式。根据 C/A 码、P(Y)码和 M 码信号功率谱特点分别设置脉冲连续波的干扰频率覆盖范围。以码跟踪误差作为干扰效果评估指标,对不同干扰环境下采用窄带非相干延迟锁定环的 GPS 接收机码跟踪性能进行仿真分析。仿真结果表明:脉冲连续波干扰对不同伪随机噪声码(PRN)编号和副载波调制相位下的 C/A 码和 M 码信号影响是不同的,在相同干信比(JSR)条件下,脉冲连续波的干扰效果要优于宽带高斯噪声和匹配谱干扰。

关键词: 全球定位系统扩频伪码; 脉冲连续波; 干扰频率范围; 码跟踪误差

中图分类号: TN967.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)12-2929-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2014.00123

Analysis of a New Wideband Blanket Jamming Type to GPS Receiver

Mao Hu Wu De-wei Lu Hu Yan Zhan-jie

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

Abstract: Aiming at the problem that a Continuous Wave (CW) is easy to be suppressed by the frequency domain filtering and the efficiency of a broadband continuous blanket jamming is low, this paper presents a new broadband comb spectrum jamming type which is called single pulse CW. The jamming frequency domain range of single pulse CW is set respectively according to the power spectral density characteristic of C/A code, P(Y) code and M code signal. Taking code tracking error as the evaluation index of jamming effect, the GPS receiver code tracking performance of using a narrowband non-coherent delay lock loop is simulated and analyzed under different jamming circumstance. The simulation results show that the influence of single pulse CW jamming to C/A code and M code with the different Pseudo Random Noise Code (PRN) and phase of modulating sub-carrier are different, under the same Jamming-to-Signal Ratio (JSR) condition, the jamming effect of single pulse CW is better than the broadband Gaussian noise and matched spectrum.

Key words: Global Positioning System (GPS) spread spectrum code; Single pulse Continuous Wave; Jamming frequency range; Code tracking error

1 引言

在现代战争中,针对GPS的导航对抗已成为能否有效夺取战场制信息权的关键环节。截至2012年12月, GPS星座在轨运行的卫星共计31颗,其中包括9颗GPS IIA、12颗GPS IIR、7颗GPS IIR-M以及3颗GPS IIF^[1]。可以看出,由于美国对GPS卫星升级计划的一再推迟,造成为军用接收机发射专用M码信号的新一代GPS卫星在轨数量不足,因此,在未来一段时期内,将会出现C/A码辅助P(Y)码捕获接收机、军用P(Y)码直捕接收机和专用M码接收机并存的局面。目前,美军认为其GPS接收机所受

到的主要威胁还是来自于压制干扰^[2-4],由于C/A码、P(Y)码和M码信号的码速率和调制方式不尽相同,因此,压制干扰对其的影响也是不同的。文献[5-8]通过载噪比大小分析了宽带压制干扰的干扰效能,但这只是反映了干扰对捕获、载波跟踪和数据解调的影响,并没有涉及对伪码跟踪性能影响的评估,而伪码的精确跟踪是进行伪距观测量提取的基础,即伪码的跟踪性能直接决定了定位、导航和授时的精度,其应作为一个重要的干扰效果评估指标。文献[9,10]以码跟踪误差作为干扰效果评估指标,研究了单频连续波干扰频偏设置对不同体制民用卫星导航信号码环跟踪的影响,但其主要是为了分析不同民用信号调制方式的抗干扰性能,并非具体针对GPS常采用的C/A码、P(Y)码和M码信号,而且也未考虑频域滤波对单频连续波干扰能量的抑制作

2014-01-20 收到, 2014-10-10 改回

国家自然科学基金(61174194)资助课题

*通信作者: 毛虎 maohu1987@163.com

用。文献[11,12]推导并仿真分析了宽带高斯噪声干扰下的GPS接收机码环跟踪误差,尽管频域滤波对其无能为力,但可以看出其干扰效能较低,干扰效率不高。

本文依据卫星信号的归一化功率谱密度越低抗干扰能力越强的特点^[13],参照文献[7]和单频连续波干扰的频点设置原则,采用基于宽带梳状拦阻式干扰类型的自回归(Auto Regressive, AR)信号模型单脉冲连续波作为压制干扰信号样式,通过对GPS C/A码、P(Y)码和M码功率谱的特征分析得出其易感性的干扰频率覆盖范围,以此设置预干扰频点等参数,在机动灵活的同时又避免了干扰资源的浪费,对上述3种GPS伪码信号都能够取得较好的干扰效果。

2 脉冲连续波干扰样式

单频连续波干扰效果较好,但其所占频带过窄,通过简单的频域滤波就可将其抑制到热噪声水平上。由于频域滤波在抑制干扰信号的同时也抑制了这些频率区间上的期望信号,所以其对宽带拦阻式干扰是无能为力的。拦阻式干扰按照其频谱特点又可分为连续拦阻式和梳状拦阻式:连续拦阻式虽然免除了对信号频率、带宽的侦察和估计,但由于干扰带宽较大,导致干扰消耗急剧增加,显著降低了干扰效率;梳状拦阻式的频带成梳形,仅落入这些频带内的期望信号受到干扰,且干扰频带能够移动,可对期望信号功率谱易感频段进行有效覆盖,从而获得较为理想的干扰效果。根据上述的讨论分析,可采用单脉冲连续波作为干扰信号样式,其数学模型为

$$J(t) = p(t) \sqrt{2P_J} \cos(2\pi f_J t + \phi_J) \quad (1)$$

其中, $p(t)$ 是幅度为1、脉宽为 τ 的矩形脉冲; P_J , f_J , ϕ_J 分别为单频连续波的功率、频率和相位。由傅里叶变换可知, $J(t)$ 的功率谱可表示为

$$G_J(f) = \sqrt{\frac{P_J}{2}} \tau \left\{ \text{sinc}^2[\pi(f - f_J)\tau] + \text{sinc}^2[\pi(f + f_J)\tau] \right\} \quad (2)$$

$J(t)$ 的绝大部分能量都集中在 $\pm f_J$ 附近,其有效干扰带宽为 $2/\tau$,通过改变 τ 即可对干扰带宽进行调整。在欲干扰频带内采用AR信号模型(全极点模型)方式,即在AR模型中设置角频率均匀分布的多个极点,经过载波调制后,再对其进行矩形脉冲幅度调制即可得到所需的干扰信号,因此,可分别通过对C/A码、P(Y)码和M码信号功率谱特征的分析来设置干扰带宽和干扰频率分布范围,从而提高干扰效率。

3 对GPS伪码信号易感频率覆盖范围分析

对GPS C/A码、P(Y)码和M码信号的干扰易感频段分别进行分析。

3.1 对C/A码易感性的干扰频率覆盖范围

C/A码的自相关函数具有多值性,其功率谱密度中的离散谱线不再符合 $\text{sinc}^2(\pi f T_c)$ 包络,致使每个C/A码均有几条超出包络的“强”线。混有单频干扰的C/A码信号经过接收机处理后的干扰等效载噪比(不考虑接收机自身热噪声影响)为^[14]

$$(C/N_J)_{\text{eff}} = \frac{P_{C/A} L_s}{P_J [|C_n| T_d \text{sinc}(\pi \Delta f_J T_d)]^2} \quad (3)$$

其中: $P_{C/A}$ 为C/A码信号接收功率; L_s 为信号处理增益; $|C_n|$ 为最靠近干扰频偏 f_J 的C/A码离散谱线幅值; T_d 为相关器积分时间; Δf_J 为 f_J 与第 n 条C/A码谱线的频差。由式(3)可以看出, $|C_n|$ 越大,干扰等效载噪比下降越多,即单频干扰频偏 f_J 可在最“强”谱线附近不超过 $1/T_d$ 的范围内取值。令 $T_d = 20$ ms(与数据码周期相同),即 f_J 可在距离最强谱线50 Hz的范围内变化,由于C/A码离散谱线间隔为1 kHz,32个C/A码中最强谱线对应的最小中心频率偏移为12 kHz,最大中心频率偏移为263 kHz,因此,对C/A码的脉冲连续波干扰参数可设置为:脉宽 $\tau = 20$ ms,AR模型极点频率范围为12~263 kHz,以1 kHz为间隔均匀分布。

3.2 对P(Y)码易感性的干扰频率覆盖范围

P(Y)码尽管也不是最大长度序列码,但由于其周期非常长,自相关特性基本上是理想的,其功率谱近似连续。干扰信号 $J(t)$ 与本地参考信号相乘后对应的功率谱变为

$$G'_J(f) = 0.5 \left\{ G_J(f) * G_{P(Y)}(f) * [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)] \right\} \quad (4)$$

可以证明随着干扰带宽的增加,干扰效果下降。考虑最小带宽为极限情况下的单频干扰,即

$$G_J(f) = \frac{P_J}{2} [\delta(f - f_J) + \delta(f + f_J)], \quad |f_J - f_0| \leq W/2 \quad (5)$$

其中, $W = 2/T_c$, T_c 为P(Y)码码元宽度。设窄带滤波器带宽为 $2f_b$ (f_b 为数据码速率, $f_b \ll f_c$), $G'_J(f)$ 在 $2f_b$ 带宽内是近似均匀分布的,则窄带滤波器输出端的单频干扰信号功率为

$$J_0 = P_J U f_b / f_c \quad (6)$$

其中, $U = \text{sinc}^2(\pi f' T_c)$, $f' = |f_J - f_0|$ 。由式(6)可以看出,对于P(Y)码信号,当 $f' = 0$,即干扰频率对准信号载波中心频率时,干扰效果最好。当 f'/f_c 在 $[0, 0.2]$ 范围变化时,干扰效果的下降程度不大,因

此，对 P(Y)码的脉冲连续波干扰参数可设置为：脉宽 $\tau = 0.5 \text{ ms}$ ，AR 模型极点频率范围为 $0 \sim 2 \text{ MHz}$ ，以 40 kHz 为间隔均匀分布。

3.3 对 M 码易感性的干扰频率覆盖范围

M 码信号采用二进制偏置载波(Binary Offset Carrier, BOC)调制方式，BOC 调制可视为 BPSK 调制与一个方波副载波的乘积，其扩频符号波形可表示为

$$g_{\text{BOC}}(t) = g_{\text{BPSK}}(t) \cdot \text{sgn}[\sin(2\pi f_s t + \theta)] \quad (7)$$

其中， f_s 为方波副载波频率； θ 为所选的相位，常

$$S_{\text{BOC}(\alpha, \beta, \theta)}(f) = \begin{cases} \frac{1}{-j2\pi f} \left[\frac{\left(e^{-j2\pi f(1-\theta/\pi)T_s} - 1 \right) + (-1)^{2\alpha/\beta} \left(1 - e^{j2\pi f(1-\theta/\pi)T_s} \right) e^{-j2\pi f T_c} + \frac{-e^{-j4\pi f T_s} \left(1 - (-1)^{2\alpha/\beta-1} e^{-j2\pi f(2\alpha/\beta-1)T_s} \right)}{1 + e^{-j2\pi f T_s}} \right], & \text{其它} \\ \frac{1}{-j2\pi f} \left[\frac{\left(e^{-j2\pi f(1-\theta/\pi)T_s} - 1 \right) + (-1)^{2\alpha/\beta} \left(1 - e^{j2\pi f(\theta/\pi)T_s} \right) e^{-j2\pi f T_c} + \frac{(-1)^{2\alpha/\beta-1} e^{-j2\pi f(2\alpha/\beta)T_s} (2\alpha/\beta - 1)}{1 + e^{-j2\pi f T_s}} \right], & f = (2k + 1) f_s, k = 0, \pm 1, \dots \end{cases} \quad (8)$$

其中： $T_s = 1/(2f_s)$ 为方波副载波的半周期； T_c 为 M 码码元宽度。将式(8)取模的平方再除以 T_c 即可得到 BOC(α, β, θ) 调制信号的功率谱。当 θ 分别为 $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ 时，M 码信号采用的 BOC(10,5, θ) 调制功率谱变化情况如图 1 所示。

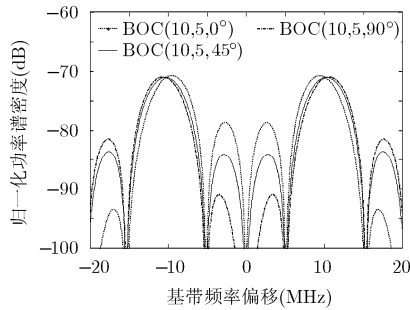


图 1 BOC(10,5, θ) 调制功率谱随副载波相位变化情况

由图 1 可得，正弦 BOC(10,5,0°) 调制功率谱最大值出现在偏移中心频率 $\pm 9.495 \text{ MHz}$ 处；余弦 BOC(10,5,90°) 调制功率谱最大值出现在偏移中心频率 $\pm 10.652 \text{ MHz}$ 处；BOC(10,5,45°) 调制功率谱最大值出现在偏移中心频率 $\pm 10.320 \text{ MHz}$ 处。事实上， $0^\circ \sim 90^\circ$ 之间其它相位 BOC(10,5, θ) 调制功率谱最大值位置都是介于 $-10.652 \sim -9.495 \text{ MHz}$ 和

用值是 0° 或 90° ，分别称为正弦 BOC 和余弦 BOC 调制。由于 M 码接收机前端预相关带宽范围一般为 $24 \sim 30 \text{ MHz}$ ，美军完全有可能在不改变 M 码接收机结构的情况下，而对所选相位 θ 进行调整(调整范围为 $[0^\circ, 90^\circ]$ ，其它相位可通过三角函数的性质来得到)，从而使得单独针对 0° 或 90° 设置的干扰信号效能降低，通过傅里叶变换，可推导得到任意相位方波副载波 BOC(α, β, θ) 调制信号的频谱解析式为^[15]

9.495~10.652 MHz 之间的，且随着副载波相位偏离正弦越来越大，功率谱最大值对应频点相对正弦偏移量也越来越大(单调递增)，到余弦时达到最大。假设 θ 以 1° 为步进变化，则对 M 码的脉冲连续波干扰参数可设置为：脉宽 $\tau = 1 \text{ ms}$ ，AR 模型极点频率范围为 $9.495 \sim 10.652 \text{ MHz}$ ，以 20 kHz 为间隔均匀分布。

4 脉冲连续波干扰下的码跟踪误差分析

对脉冲连续波干扰效能的分析以非相干超前减滞后处理(Non-coherent Early-Late Processing, NELP)的码跟踪误差为评估指标(这里的码跟踪误差特指码跟踪均方根(Root Mean Square, RMS)误差，以秒为单位，且不考虑接收机自身热噪声的影响)。

4.1 脉冲连续波干扰下 C/A 码跟踪误差

C/A 码功率谱为起伏的离散谱线，以相关输出的干扰分量服从零均值高斯分布和伪码连续谱为假设而推导出的码跟踪误差解析式不再适用。根据 NELP 码环对混有单频干扰的中频输入信号处理过程，假设早迟码间距足够小(趋近于零)，可推导出单频干扰下 C/A 码跟踪误差近似解析式为

$$\tau_{\text{C/A,NELP}}(k) = \left| \frac{\sqrt{2} A_{\text{CW}}(k) (k/N_c) \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_{\text{C/A}}(f) df}{4\pi T_c \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_{\text{C/A}}(f) df \sqrt{\left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_{\text{C/A}}(f) df \right)^2 - A_{\text{CW}}(k)^2}} \right| \quad (9)$$

其中, β_r 为接收机前端等效预相关带宽; $G_{C/A}(f)$ 为 C/A 码码片脉冲赋形的功率谱密度; $A_{CW}(k)$ 为

$$A_{CW}(k) = \frac{1}{N_c} \sqrt{\frac{P_J}{P_{C/A}}} \left| \text{sinc}(k\pi/N_c) \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m e^{-j2\pi mk/N_c} \right| \quad (10)$$

其中, N_c 为 C/A 码码长; c_m 为 C/A 码序列。由式(9)可以看出, 此时的码跟踪误差与环路带宽无关, 这是因为对于 C/A 码信号单频干扰下相关积分器输出的干扰分量为直流。参考平均多径误差的概念来定义脉冲连续波干扰下的 C/A 码码跟踪误差, 即当干扰频率偏移以 1 kHz 为间隔从 12 kHz 变化到 263 kHz 时, 将 12~263 kHz 之间各频率偏移对应的码跟踪误差进行平均, 以衡量脉冲连续波干扰对

$$\tau_{(P(Y),M)NELP} = \frac{\sqrt{B_n}}{2\pi} \sqrt{\left[\frac{P_J}{P_{(Y),M}} \frac{f_{ji}^2 G_{(P(Y),M)}(f_{ji})}{\left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_{(P(Y),M)}(f) df \right)^2} \right] \cdot \left[1 + \frac{G_{(P(Y),M)}(f_{ji})}{T_d \frac{P_{(Y),M}}{P_J} \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_{(P(Y),M)}(f) df \right)^2} \right]} \quad (12)$$

其中, B_n 为码跟踪环路单边带宽(Hz); T_d 为相关积分时间(s); $P_{(P(Y),M)}$ 为 P(Y)码或 M 码信号接收功率; $G_{(P(Y),M)}(f)$ 为 P(Y)码或 M 码信号的功率谱密度。脉冲连续波干扰下的 P(Y)码、M 码信号的码跟踪误差可采取与式(11)相同的处理方式完成。需要特别说明的是, 由于码跟踪除了受干扰对即时相关器输出信噪比的影响外, 还要依赖于超前与滞后相关器的差分, P(Y)码信号功率谱最大值位于零频, 这时的加权因子 f_{ji}^2 近似为 0, 考虑到造成 P(Y)码信号码跟踪误差较大的易感频段位于 0~5.115 MHz 之间, 因此, 综合权衡信号功率谱值与加权因子大小的联合影响, 可在其它干扰参数不变的情况下, 将 0~2 MHz 的干扰频率范围搬移到 2~4 MHz。

5 仿真分析

由式(9)和式(12)可以看出, 对于 C/A 码和 M 码信号, 其 PRN#和副载波调制相位不同, 脉冲连续波干扰对其造成的码跟踪误差也是不同的。设码跟踪环路单边带宽 B_n 为 2 Hz, 相关积分时间 T_d 为 20 ms, $\beta_{C/Ar} = 2$ MHz, $\beta_{Mr} = 30$ MHz, 早迟码间距足够小(趋近于零), 则不同 PRN#和副载波调制相位的 C/A 码和 M 码码跟踪误差随干信比的变化情况如图 2, 图 3 所示。

由图 2 可以看出, 对于采用窄带 NELP 码环的 GPS 接收机而言, 脉冲连续波干扰对 PRN7#、PRN17#、PRN18#和 PRN21#卫星 C/A 码造成的影响较大, 而对 PRN12#、PRN19#、PRN20#和 PRN22#卫星 C/A 码造成的影响较小。由图 3

码跟踪所造成的影响。由于干扰频率偏移点在 12~263 kHz 之间均匀分布, 则

$$\bar{\tau}_{C/A,NELP} = \frac{1}{252} \sum_{k=12}^{263} \tau_{C/A,NELP}(k) \quad (11)$$

4.2 脉冲连续波干扰下 P(Y)码和 M 码码跟踪误差

P(Y)码和 M 码信号的功率谱是近似连续的, 对于梳状形的脉冲连续波干扰可看作是 N ($N = (f_{\max} - f_{\min})/\Delta f_d + 1$) 个中心频率为 $\pm f_{ji}$ (相对基带而言) 的窄带干扰的叠加, 而每一个窄带干扰则满足相关输出干扰分量服从零均值高斯分布的假设^[6]。同样假设早迟码间距足够小(趋近于零), 则中心频率为 $\pm f_{ji}$, 干扰功率为 P_j 的窄带干扰对 NELP 码环造成的码跟踪误差为

可以看出, 随着 BOC 调制副载波相位的增加, 脉冲连续波干扰对其的影响在逐渐减小, 这是因为在相同干扰覆盖范围内的期望信号功率随着 θ 的增加而有所减少(通过图 1 可以看出), 因此, 干扰对其的影响也相应减弱。

为了说明脉冲连续波(干扰参数设置同第 3 节)的干扰效能, 选择宽带高斯噪声、匹配谱(当早迟码间距趋近于零时, 这两种宽带压制干扰样式的干扰效果不受 C/A 码 PRN#和 M 码副载波调制相位不同的影响)和单频连续波干扰与其进行比较。设 $\beta_{P(Y)r} = 20$ MHz, 其它仿真参数同图 2, 图 3。宽带高斯噪声、匹配谱、单频连续波(选择 PRN32#卫星 C/A 码, M 码为余弦 BOC 调制, 这时单频连续波干扰对其的影响最小)和脉冲连续波(选择 PRN22#卫星 C/A 码, M 码为余弦 BOC 调制, 这时脉冲连续波干扰对其的影响最小)干扰下 C/A 码、P(Y)码和 M 码信号码跟踪误差随干信比变化情况如图 4、图 5、图 6、图 7 所示。

由图 4、图 5、图 6、图 7 可以看出, 在同等干信比条件下, 干扰效能由低到高依次为宽带高斯噪声、匹配谱、脉冲连续波和单频连续波干扰, 这个仿真结果与前面的理论分析是一致的。尽管单频连续波干扰效能最优, 但其对频域滤波极其敏感; 脉冲连续波、匹配谱和宽带高斯噪声都属于宽带阻塞式干扰类型, 脉冲连续波参照单频连续波, 针对不同伪码信号的功率谱最大值设置干扰参数, 集中干扰能量对期望信号有效功率带宽进行覆盖, 因而其干扰效能要优于匹配谱和宽带高斯噪声。另外, 这

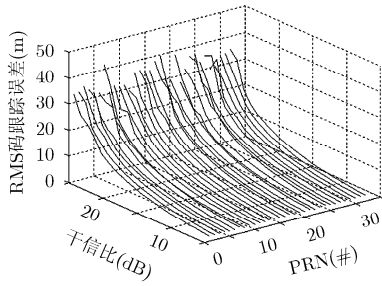


图 2 脉冲连续波对不同 PRN #C/A 码跟踪误差

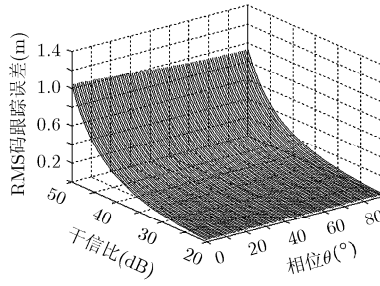


图 3 脉冲连续波对不同调制相位 M 码跟踪误差

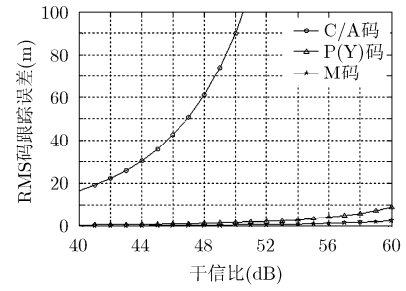


图 4 宽带高斯噪声干扰下的伪码跟踪误差

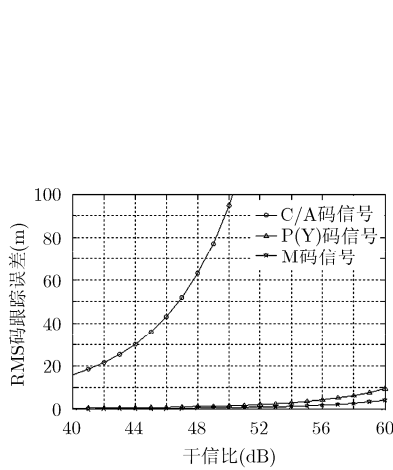


图 5 匹配谱干扰下的伪码跟踪误差

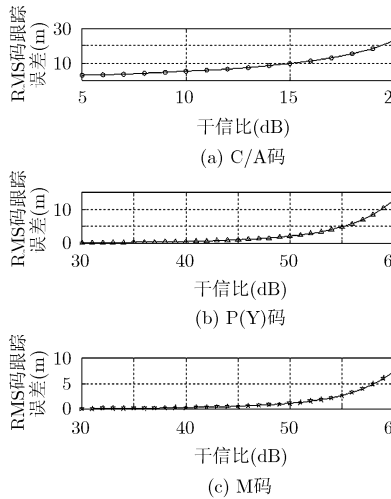


图 6 单频连续波干扰下的伪码跟踪误差

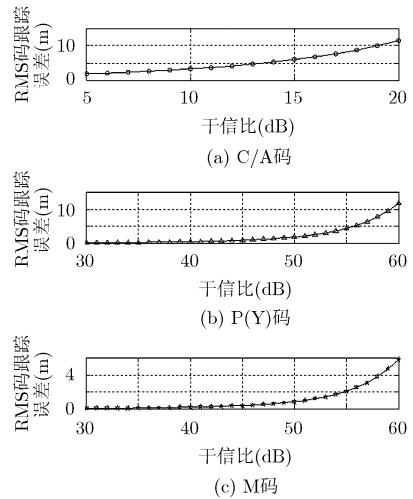


图 7 脉冲连续波干扰下的码跟踪误差

四种干扰样式还无一例外的显示出 C/A 码极易受干扰的影响，而 M 码则具有较强的抗干扰性能。

6 结束语

结论：(1)由于卫星 PRN#和 BOC 调制副载波相位的不同，其所对应的 C/A 码和 M 码功率谱形状也不尽相同，尤其是功率谱最大值位置会发生变化，干扰信号在保证一定带宽的要求下，应集中能量对期望信号有效功率谱带宽进行覆盖。对于 P(Y) 码而言，当干扰信号频率处在偏离其中心频率 ± 500 kHz 范围内时，GPS 接收机窄带滤波器输出端的干扰信号功率较大。因此，选择采用 AR 信号模型的脉冲连续波，对 C/A 码、P(Y)码和 M 码有效带宽覆盖范围分别设置为 12~263 kHz, 0~500 kHz 和 9.495~10.652 MHz 可取得较好的干扰效果；(2)在脉冲连续波干扰对窄带 NELP 码环 GPS 接收机造成的影响中，PRN7#, PRN17#, PRN18#和 PRN21#卫星 C/A 码会产生相对较大的码跟踪误差，而 PRN12#, PRN19#, PRN20#和 PRN22#卫星 C/A 码产生的码跟踪误差相对较小。对于 M 码，脉冲连续波干扰对其的影响随着 BOC 调制副

载波相位的增加而逐渐减小；(3)在相同干信比情况下，同属于宽带阻塞式干扰类型的脉冲连续波干扰效能要优于宽带高斯噪声和匹配谱。GPS 扩频伪码抗干扰性能由高到低依次为：M 码、P(Y)码和 C/A 码。

参考文献

- [1] 杨会军, 李文魁. GPS 卫星有效载荷对抗技术研究[J]. 航天电子对抗, 2012, 28(1): 14-16.
Yang Hui-jun and Li Wen-kui. Research on countermeasures technique of GPS satellite payload[J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2012, 28(1): 14-16.
- [2] Oshman Y and Koifman M. Robust GPS navigation in the presence of jamming and spoofing[C]. Proceedings of AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit, Washington, USA, 2003: 1-11.
- [3] Hu Hui and Wei Na. A study of GPS jamming and anti-jamming[C]. Proceedings of the 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System, Shenzhen, China, 2009: 388-391.
- [4] 孔令文, 王涛. GPS 干扰技术及其防护措施研究[J]. 航天电子对抗, 2012, 28(6): 35-37.

- Kong Ling-wen and Wang Tao. Research on GPS jamming techniques and its protection measures[J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2012, 28(6): 35-37.
- [5] Iyidir B and Ozkazanc Y. Jamming of GPS receivers[C]. Proceedings of the IEEE 12th Signal Processing and Communications Applications Conference, California, USA, 2004: 747-750.
- [6] 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 and Zhao Xue-jun. Analysis of wideband suppressing jamming on GPS in counterwork facing navigational system[J]. *Journal of Naval University of Engineering*, 2010, 22(6): 30-34.
- [7] 周略, 黄芝平, 王淑云. 一种针对直扩系统的高效干扰方案[J]. 电讯技术, 2012, 52(10): 1566-1570.
- Zhou Han, Huang Zhi-ping, and Wang Shu-yun. An effective jamming method for DSSS systems[J]. *Telecommunication Engineering*, 2012, 52(10): 1566-1570.
- [8] 吴志建, 方胜良, 吴付祥. 高空无人机载 GPS/INS 系统干扰效能及对策研究[J]. 航天电子对抗, 2013, 29(2): 16-19.
- Wu Zhi-jian, Fang Sheng-liang, and Wu Fu-xiang. Research on interference effectiveness analysis of high-altitude UAV airborne GPS/INS system[J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2013, 29(2): 16-19.
- [9] 胡修林, 刘禹圻, 冉一航, 等. 单频干扰下卫星导航信号的码跟踪性能评估[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2010, 38(8): 5-8.
- Hu Xiu-lin, Liu Yu-qi, Ran Yi-hang, et al. Tracking performance evaluation of GNSS signals in CW interference [J]. *J. Huazhong University of Science & Technology (Natural Science Edition)*, 2010, 38(8): 5-8.
- [10] 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.
- [11] 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 and Wang Xin-long. Research and analysis on anti-interference performance of tracking loop for GPS receiver[J]. *Aero Weaponry*, 2011, (6): 29-35.
- [12] 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 Sheng-yun and Yang Wen-ge. Analysis on evaluating the jamming impact on DS/FH TT&C signals code tracking performance[J]. *Telecommunication Engineering*, 2013, 53(5): 560-564.
- [13] 罗显志, 王垚, 张志新, 等. GNSS抗干扰方法研究[C]. 第一届中国卫星导航学术年会, 北京, 中国, 2010: 1-6.
- Luo Xian-zhi, Wang Yao, Zhang Zhi-Xing, et al. Study of interference mitigation approaches for GNSS[C]. CSNC, Beijing, China, 2010: 1-6.
- [14] Balaei A T, Dempster A G, and 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.
- [15] 唐祖平. GNSS信号设计与评估若干理论研究[D]. [博士学位], 华中科技大学, 2009.
- Tang Zu-ping. Research on relevant theory for GNSS signal design and evaluation[D]. [Ph.D. dissertation], Huazhong University of Science and Technology, 2009.
- [16] Betz J W and Kolodziejewski 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.
- 毛 虎: 男, 1987 年生, 博士生, 研究方向为导航对抗.
- 吴德伟: 男, 1963 年生, 教授, 研究方向为军事导航定位理论、技术与应用.
- 卢 虎: 男, 1975 年生, 副教授, 研究方向为卫星导航定位.
- 闫占杰: 男, 1989 年生, 硕士, 研究方向为导航对抗.