

GPS信号的脉冲干扰效能分析

毛虎^{1,2*}, 吴德伟¹, 卢虎¹

(1. 空军工程大学信息与导航学院 西安 710077; 2. 中国人民解放军93864部队 新疆 昌吉 831112)

【摘要】脉冲干扰广泛存在于现代战场电磁环境中。为了提升脉冲干扰在导航对抗中的应用效率,根据GPS接收机工作过程,以干扰等效载噪比和码跟踪误差作为干扰效果评估指标,对脉冲干扰参数影响下的离散谱特征C/A码信号和连续谱特征M码信号的干扰效果评估指标分别进行了理论推导和仿真分析。为确保干扰效果,对于C/A码信号,脉冲干扰频偏可根据C/A码PRN#信息预先计算比较得到,脉冲重复周期设置为1 ms,脉宽在0.01~0.05 ms取值;对于M码信号,脉冲干扰频偏可依据单频干扰频偏设置预先计算平均得到,通过减小脉冲重复周期和提高脉冲幅度来保证干扰效果,在脉冲重复周期固定时,占空比在0.002~0.005取值。该结论揭示了脉冲干扰对GPS信号的影响本质,对提高干扰利用效率具有借鉴意义。

关键词 码跟踪误差; 干扰等效载噪比; 干扰频偏; 脉宽; 脉冲重复周期

中图分类号 TN967.1; TN972.2

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2019.04.007

Effect Analysis of Pulse Jamming against GPS

MAO Hu^{1,2*}, WU De-wei¹, and LU Hu¹

(1. Information and Navigation College, Air Force Engineering University Xi'an 710077;

2. Unit 93864 of PLA Changji Xinjiang 831112)

Abstract Pulse jamming is widely used in electromagnetic environment of modern battlefield. In order to improve pulse jamming application efficiency in navigation countermeasure, the theoretical derivation and numerical simulation about jamming effect evaluation indexes of discrete spectrum C/A code signal and continuous spectrum M code signal are performed respectively under the influence of pulse jamming parameters, which are based on the process of GPS receiver and evaluated by indexes of jamming efficient carrier-to-noise ratio and code tracking error. To ensure effect of jamming, for the C/A code signal, pulse jamming frequency offset can be preset after calculating and comparing by acquiring PRN number information of C/A code, pulse repetition period can be set to 1ms and pulse duration can take value between 0.01~0.05 ms, but for the M code signal, the jamming frequency offset can be preset after calculating and averaging according to the method of acquiring single frequency jamming frequency offset, the jamming effect can be ensured by decreasing pulse repetition interval and increasing pulse amplitude, when the pulse repetition interval is fixed, pulse duty cycle can take value between 0.002~0.005. The conclusion reveals the influence essence of pulse jamming to GPS signal, which is significant for improving pulse jamming application efficiency.

Key words code tracking error; jamming efficient carrier-to-noise ratio; jamming frequency offset; pulse duration; pulse repetition interval

GPS作为当前最先进的卫星导航系统,已成为现代战场必不可少的战斗保障设施,能否对GPS实施有效干扰,是能否在未来战争中占据主动的关键之一。脉冲作为现代战场中的常见信号,易于产生且干扰能量集中,若参数设置适当,可在短时间内导致GPS接收机性能的恶化。

关于脉冲干扰影响直扩系统的研究目前多集中于对误码率的推导分析上,文献[1-3]通过建立仿真模型,分析了脉宽和脉冲重复周期对系统误码率的影响,但只以误码率作为干扰效果评估指标过于片

面,未能充分揭示出脉冲信号的干扰机理,就GPS而言,也不具有针对性。文献[4-7]论述了脉冲干扰对GPS接收信号的影响,提出可通过计算GPS接收机的载噪比来评估干扰效果,这虽然相比文献[1-3]更能反映出脉冲干扰的作用本质,但未作数学理论推导,也未能仿真分析出不同的干扰参数选取对载噪比的影响,借鉴性不强。另外,干扰对接收机码跟踪性能的影响并不是完全依赖于载噪比^[8]。文献[9-10]对干扰下的GPS接收机码跟踪误差进行了推导,但未见对脉冲干扰样式的分析,而且由于脉冲

收稿日期: 2018-04-18; 修回日期: 2018-12-05

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

信号的离散谱线特性, 其对同样具有离散谱线特征GPS信号码跟踪的影响, 文献[9-10]中的结论已不再适用^[11]。

本文在对脉冲干扰信号建模的基础上, 根据GPS接收机的信号处理过程, 分别推导了脉冲干扰下离散谱C/A码信号和连续谱M码信号的干扰等效载噪比和码跟踪误差, 通过仿真分析并综合考虑接收机的自动增益控制(automatic gain control, AGC)和频域滤波等因素, 对不同GPS扩频码的脉冲干扰参数取值范围进行了合理设置, 在降低被接收机抗干扰手段抑制的同时, 提升干扰效率。

1 脉冲干扰信号建模

脉冲干扰是指将干扰能量集中在一个脉冲周期的某一段时间内发射的干扰样式。射频脉冲干扰信号可表示为:

$$J(t) = \sqrt{2P_J} p(t) \cos[2\pi(f_0 + f_J)t + \varphi] \quad (1)$$

式中, f_0 为期望信号中心频率; P_J 为干扰功率; f_J 为干扰频偏; φ 为干扰相位; $p(t)$ 为基带脉冲信号, 常见为矩形脉冲, 其时域和频域的表达式分别为:

$$\begin{cases} p_{\text{矩形}}(t) = \begin{cases} 1 & nT \leq t \leq \tau + nT \quad n=0,1,2,\dots \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \\ S_{\text{矩形}}(f) = \frac{\tau}{T} \sum_n \text{Sa}(\pi n \tau) \delta\left(f + \frac{n}{T}\right) \end{cases} \quad (2)$$

$$Z'(f) = \sqrt{2P_J} \left[\sum_n \sum_k P_{\text{矩形}n} C_k \text{Sa} \left(\pi \left(f - f_d - \Delta f_J - \frac{l}{N_c T_c} + \frac{k}{N_c T_c} + \frac{n}{T} \right) T_d \right) e^{-j2\pi k \hat{\tau} / (N_c T_c)} e^{i(\varphi - \hat{\theta})} \right] \quad (4)$$

式中, $P_{\text{矩形}n}$ 和 C_k 分别为 $S_{\text{矩形}}(f)$ 和 $S_{\text{C/A}}(f)$ 各离散谱线的傅里叶系数; N_c 为C/A码码长; T_c 为C/A码码宽; l 为最靠近 f_J 的C/A码谱线序号; Δf_J 为 f_J 与第 l 条C/A码谱线的频差 ($|\Delta f_J| < 1/(2N_c T_c)$); T_d 为相关积分时间; $\hat{\theta}$ 为本地载波的相位估计。鉴于C/A码周期为1 ms, 因此, 可将 T 分为 $T \ll 1$ ms、 $T \gg 1$ ms 和 $T = 1$ ms 这3种情况进行干扰效能讨论^[5]。

当 $T \ll 1$ ms 时, 相关器输出的干扰等效载噪比为:

式中, τ 和 T 分别为脉宽和脉冲重复周期。

2 脉冲干扰参数对干扰效能的影响分析

压制干扰对GPS接收机捕获、载波跟踪和数据解调的影响可统一归结到对干扰等效载噪比的计算上, 而对码跟踪的影响却不能单纯用干扰等效载噪比来表征, 因此, 兼顾采用干扰等效载噪比和码跟踪误差作为干扰效果的评估指标。由于 τ 和 T 的取值没有一个相对固定的范围, 且两者之间存在一定的依赖关系, 还有可能对 f_J 的最佳设置造成影响, 因此, 本文只分析不同脉冲干扰参数取值对离散谱C/A码信号和连续谱M码信号产生的干扰效果, 以求揭示出脉冲干扰参数的影响本质, 从而设置参数取值范围, 提高干扰利用效率。

2.1 对C/A码信号干扰效能的影响

脉冲干扰经过离散谱C/A码解扩解调后的频域形式为:

$$Z(f) = \sqrt{2P_J} [S_{\text{矩形}}(f)(S_{\text{C/A}}(f)e^{j2\pi f \hat{\tau}})\delta(f - f_d - f_J)] \quad (3)$$

式中, $S_{\text{C/A}}(f)$ 为用来解扩的C/A码频谱; $\hat{\tau}$ 为码相位估计误差; f_d 为多普勒频移。将式(3)通过一个冲激响应 $h(t) = 1/T_d$ ($-T_d/2 \leq t \leq T_d/2$) 的低通滤波器后可得:

$$\left(\frac{C}{N_J} \right)_{\text{C/A}} = \frac{P_s [R_0(\hat{\tau})]^2}{P_J [|P_{\text{矩形}0} C_l | \text{Sa}(\pi(f_d + \Delta f_J)T_d)]^2} \quad (5)$$

式中, $R_0(\bullet)$ 为伪码带限自相关函数。设 $f_d = 0$, f_J 与C/A码的第 l 条谱线重合, 当 $T \ll 1$ ms 时, 相关器输出处的干扰分量为常数, 将式(4)变换到时域可表示为:

$$z' = \sqrt{2P_J} |P_{\text{矩形}0} C_l| e^{j(-2\pi \hat{\tau} l / (N_c T_c) + \varphi - \hat{\theta} - \alpha_l)} \quad (6)$$

式中, $\alpha_l = \text{angle}(C_l)$ 。经过非相干超前减滞后功率(noncoherent early-late processing, NELP)处理后可得到:

$$D_{\text{NELP}} = 2P_s \overbrace{\left[R_0^2 \left(\hat{\tau} + \frac{dT_c}{2} \right) - R_0^2 \left(\hat{\tau} - \frac{dT_c}{2} \right) \right]}^{\text{信号分量}} + 4P_s X \overbrace{\left[\begin{array}{l} R_0^2 \left(\hat{\tau} + \frac{dT_c}{2} \right) \cos(-2\pi \hat{\tau} l / (N_c T_c) - \pi dl / N_c + \varphi - \theta - \alpha_l) - \\ R_0^2 \left(\hat{\tau} - \frac{dT_c}{2} \right) \cos(-2\pi \hat{\tau} l / (N_c T_c) + \pi dl / N_c + \varphi - \theta - \alpha_l) \end{array} \right]}^{\text{干扰分量}} \quad (7)$$

式中, d 为早迟码间距(码片); θ 为载波相位;

$X = \sqrt{P_J/P_s} |P_{\text{矩形}0} C_l|$ 。由于 φ 和 θ 都在 $[0, 2\pi]$ 间独立

随机取值, 因此, $-2\pi\hat{\tau}l/(N_cT_c) + \varphi - \theta - \alpha_l$ 的主值也任意分布在 $[0, 2\pi]$ 之间, 令其等于 ϕ 。根据码跟

踪环的鉴相过程, 可得:

$$\hat{\tau}_{\text{NELP}(C/A)}(l) = \frac{X \sin(\phi) \sin(\pi dl/N_c) \sum_{k=-1023}^{1023} |C_k|^2 \cos(\pi f d T_c) \delta\left(f + \frac{k}{N_c T_c}\right)}{2\pi \sum_{k=-1023}^{1023} f |C_k|^2 \sin(\pi f d T_c) \delta\left(f + \frac{k}{N_c T_c}\right) \cdot \left[\sum_{k=-1023}^{1023} |C_k|^2 \cos(\pi f d T_c) \delta\left(f + \frac{k}{N_c T_c}\right) + X \cos(\phi) \cos(\pi dl/N_c) \right]} \quad (8)$$

式(8)中由于 ϕ 的存在, 可考虑干扰影响最严重时的情况, 求解 $\partial \hat{\tau}_{\text{NELP}(C/A)} / \partial \phi = 0$ 并证明 $\partial^2 \hat{\tau}_{\text{NELP}(C/A)} / \partial \phi^2$ 在

$\partial \hat{\tau}_{\text{NELP}(C/A)} / \partial \phi = 0$ 的点不为零, 即可得到 $\hat{\tau}_{\text{NELP}(C/A)}^{\max}$:

$$\hat{\tau}_{\text{NELP}(C/A)}^{\max}(l) = \frac{X \sin(\pi dl/N_c) \sum_{k=-1023}^{1023} |C_k|^2 \cos(\pi f d T_c) \delta\left(f + \frac{k}{N_c T_c}\right)}{2\pi \sum_{k=-1023}^{1023} f |C_k|^2 \sin(\pi f d T_c) \delta\left(f + \frac{k}{N_c T_c}\right) \cdot \sqrt{\left[\sum_{k=-1023}^{1023} |C_k|^2 \cos(\pi f d T_c) \delta\left(f + \frac{k}{N_c T_c}\right) \right]^2 - X^2 \cos^2(\pi dl/N_c)}} \quad (9)$$

由式(5)和式(9)可以看出, 此时只有 $n=0$ ($0 < |P_{\text{矩形}0}| < 1$) 的中心干扰谱线进入到接收机的中频带宽内, 干扰效果较差。

当 $T \gg 1 \text{ ms}$ 时, 相关器输出的干扰等效载噪比为:

$$\left(\frac{C}{N_J}\right)_{C/A} = \frac{P_s [R_0(\hat{\tau})]^2}{P_J \sum_{n=-M}^M \left[|P_{\text{矩形}n} C_l | \text{Sa}\left(\pi\left(\frac{n}{T} - f_d - \Delta f_J\right) T_d\right) \right]^2} \quad (10)$$

M 的大小由 T 和 T_d 共同确定, 同理可得:

$$z' = \sqrt{2P_J} \times \left(\sum_{n=-M}^M |P_{\text{矩形}n} | \text{Sa}\left(\frac{\pi n T_d}{T}\right) e^{-j\beta_{\text{矩形}n}} \right) |C_l| e^{j(-2\pi\hat{\tau}l/(N_c T_c) + \varphi - \hat{\theta} - \alpha_l)} \quad (11)$$

式中, $\beta_{\text{矩形}n} = \text{angle}(P_{\text{矩形}n})$ 。对比式(11)和式(6)容易发现, 式(9)对此种情况同样适用。由于 $P_{\text{矩形}n}$ 为实数, 因此, 主瓣内的谱线相位为零, 而脉冲干扰的能量主要就集中在主瓣内, 则此时 X 为:

$$X = \sqrt{P_J/P_s} \left(P_{\text{矩形}0} + 2 \sum_{n=1}^M P_{\text{矩形}n} \text{Sa}\left(\frac{\pi n T_d}{T}\right) \right) |C_l| \quad (12)$$

由式(10)和式(12)可以看出, $T \gg 1 \text{ ms}$ 时有包含脉冲干扰中心谱线在内的多条谱线会对C/A码信号产生作用。另外, 由于式(10)和式(12)都只与 $|C_l|$ 有

关, 因此, $T \gg 1 \text{ ms}$ 时的脉冲干扰 f_J 设置与单频干扰类似。

当 $T = 1 \text{ ms}$ 时, 相关器输出的干扰等效载噪比为:

$$\left(\frac{C}{N_J}\right)_{C/A} = \frac{P_s [R_0(\hat{\tau})]^2}{P_J \sum_{n=-M}^M \left[|P_{\text{矩形}n} C_{l-n} | \text{Sa}(\pi(f_d + \Delta f_J) T_d) \right]^2} \quad (13)$$

该情况下对应的式(4)的时域形式为:

$$z' = A \sqrt{2P_J} e^{j(-2\pi\hat{\tau}l/(N_c T_c) + \varphi - \hat{\theta} + B)} \quad (14)$$

式中,

$$\begin{cases} A = \text{abs}\left(\sum_{n=-M}^M P_{\text{矩形}n} |C_{l-n}| e^{-j\varphi_{l-n}}\right) \\ B = \text{angle}\left(\sum_{n=-M}^M P_{\text{矩形}n} |C_{l-n}| e^{-j\varphi_{l-n}}\right) \end{cases} \quad (15)$$

这种情况下主瓣内的所有干扰谱线不再受 T_d 的限制而都能产生作用。由于式(13)和式(15)的计算涉及到 C_{l-n} 和 C_{l+n} , 因此, f_J 的设置与单频干扰有所差异。

2.2 对M码信号干扰效能的影响

由于M码周期长、码速率快, 其频谱近乎连续, 可通过计算 $\int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{矩形}}(f) G_M(f) df$ ($G(f)$ 为功率谱密度函数) 得到脉冲干扰下M码信号的干扰等效载噪比:

$$\left(\frac{C}{N_J}\right)_M = \frac{P_s[R_0(\hat{\tau})]^2}{P_J \left[\sum_{n=\lceil -T/\tau \rceil}^{\lfloor T/\tau \rfloor} P_{\text{矩形}n}^2 T_{c1} \text{Sa}^2\left(\pi\left(f_J - \frac{n}{T}\right)T_{c1}\right) \tan^2\left(\frac{\pi\left(f_J - \frac{n}{T}\right)}{2f_s}\right) \right]} \quad (16)$$

式中, T_{c1} 和 f_s 分别为M码的码宽和副载频; $\lfloor \cdot \rfloor$ 和 $\lceil \cdot \rceil$ 分别表示向下和向上取整。可以看出, 式(16)与 $T=1\text{ ms}$ 脉冲干扰下的C/A码信号情况类似, 即 T_d 对 T 的取值没有影响, T 越大, 产生作用的干扰项和信号项越多。当脉冲间隔 $T-\tau$ 远远超过GPS接收机的最大导航数据更新周期时(飞行器一般为 $1\ 000\text{ ms}$ ^[12]), 接收机可通过AGC电路对占空比很小的突发强脉冲进行检测和接收信号消零^[13], 在剩余

时间内, 接收机还是能够正常工作(除非造成接收机前端饱和), 因此, 可将 $T \leq 1\ 000\text{ ms}$ 作为对M码信号脉冲干扰 T 取值的约束条件。

由于M码信号频谱近乎连续, 对于脉冲干扰可看作是由 $2T/\tau$ 个相互独立的窄带干扰的合成, 而每一个窄带干扰满足相关输出干扰分量服从零均值高斯分布的假设^[9-10], 因此, 脉冲干扰下M码信号NELP处理码跟踪误差为:

$$\hat{\tau}_{\text{NELP}(M)} = \frac{\sqrt{B_n}}{2\pi \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f G_M(f) \sin(\pi f d T_{c1}) df} \left(\frac{\frac{P_J}{P_s} \sum_{n=\lceil -T/\tau \rceil}^{\lfloor T/\tau \rfloor} P_{\text{矩形}n}^2 G_M\left(f_J - \frac{n}{T}\right) \sin^2\left(\pi\left(f_J - \frac{n}{T}\right) d T_{c1}\right)}{1 + \frac{\sum_{n=\lceil -T/\tau \rceil}^{\lfloor T/\tau \rfloor} P_{\text{矩形}n}^2 G_M\left(f_J - \frac{n}{T}\right) \cos^2\left(\pi\left(f_J - \frac{n}{T}\right) d T_{c1}\right)}{T_d \frac{P_s}{P_J} \left(\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_M(f) \cos(\pi f d T_{c1}) df\right)^2}} \right) \quad (17)$$

式中, B_n 为码环噪声带宽; β_r 为接收机前端等效预相关带宽; T_d 为相关积分时间。

3 脉冲干扰参数设置

通过仿真分析不同脉冲干扰参数取值下的干扰等效载噪比和码跟踪误差, 对GPS信号的脉冲干扰参数进行设置。

3.1 对C/A码信号的脉冲干扰参数设置

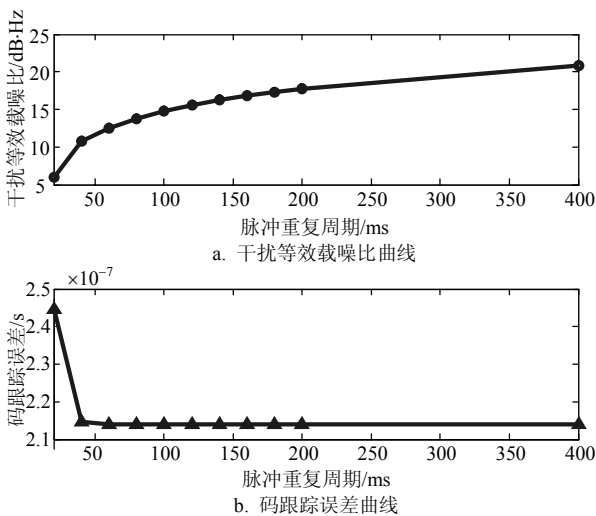


图1 $T \gg 1\text{ ms}$, τ 一定时, 干扰效果评估指标随 T 变化曲线

仅对 $T \gg 1\text{ ms}$ 和 $T=1\text{ ms}$ 时的干扰效能进行仿真分析比较。以PRN16# C/A码为干扰对象, 令

$P_J/P_s=15\text{ dB}$, $T_d=20\text{ ms}$, $d=1$, $\hat{\tau}=d/6$, $T \gg 1\text{ ms}$ 下脉冲干扰 f_J 设置参照单频干扰, 根据式(10)、式(12)和式(9)可得此时造成干扰等效载噪比最小和码跟踪误差最大的 f_J 分别为 154 KHz 和 261 KHz (在干信比小于 16 dB 时, 造成码跟踪误差最大的 f_J 位置几乎不变), 在各自最佳 f_J 下, $\tau=20\text{ ms}$ 和占空比 $\tau/T=0.2$ 时, 干扰等效载噪比和码跟踪误差随 T 的变化情况如图1和图2所示。

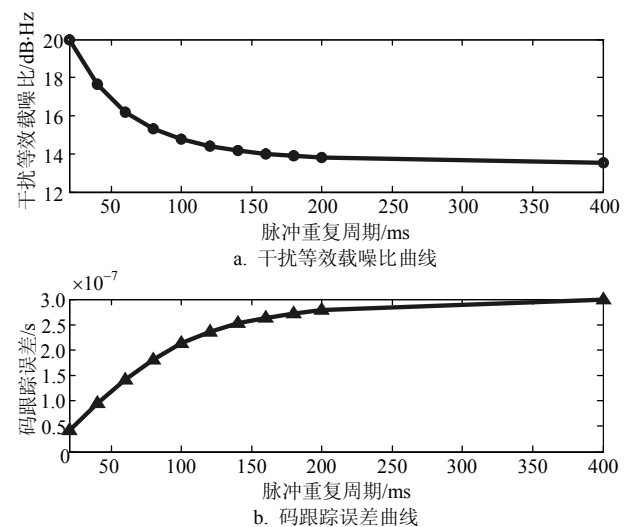


图2 $T \gg 1\text{ ms}$, τ/T 一定时, 干扰效果评估指标随 T 变化曲线

在 $T=1\text{ ms}$ 下干扰谱线的数量会对最佳 f_j 产生影响, 设 τ/T 分别为0.05、0.1、0.2和0.5, 不同 τ/T 下干扰等效载噪比和码跟踪误差随 f_j 的变化情况如图3和图4所示。

对比图1、图2、图3和图4可得到脉冲干扰参数设置影响C/A码信号干扰效能的普适性结论: 1) τ/T 减小会使得干扰等效载噪比明显上升, 尽管此时进入到接收机中频带宽内的干扰谱线增多, 但连续脉冲渐变成突发脉冲, 致使在较长时间内干扰信号的瞬时幅度很小, 干扰有效平均功率下降, 这说明在影响接收机捕获、载波跟踪和数据解调功能上, 长脉冲更具干扰优势, T 不宜取值过大或 τ 不易取值过小; 2) τ/T 减小对 $T \gg 1\text{ ms}$ 脉冲干扰下的码跟踪误差的影响比 $T=1\text{ ms}$ 小, 这是因为 $T \gg 1\text{ ms}$ 下的干扰谱线都与最佳 f_j 下的 $|C_i|$ 相乘, 在 τ 取值与 T_d 相等时, 通过增大 T 使 τ/T 减小, 会导致干扰谱线更为集中, 滤波器对其的衰减作用减弱, 谱线幅度加权和基本保持不变, 从而码跟踪误差也无明显变化, 而 $T=1\text{ ms}$ 时干扰谱线分散在最佳 f_j 下的 $|C_i|$ 两侧, 通过减小 τ 使 τ/T 减小, 会导致中心干扰谱线幅度减小, 与 $|C_{i-n}|$ 相乘的干扰谱线数量增多, 从

而码跟踪误差会持续减小; 3) 在 τ/T 一定的情况下, 干扰效果会随着 T 的增加而提升, 但当 $\tau > T_d$ 时, 这种提升作用明显下降, 即 $T \gg 1\text{ ms}$ 时干扰优势要受到 T_d 取值的制约, 在获得相同干扰效果下, 图3和图4仿真条件下的脉冲干扰主瓣带宽约为图2仿真条件下的50倍, 因此, 尽管 $T \gg 1\text{ ms}$ 的干扰效果有时要好于 $T=1\text{ ms}$, 但增加了被频域滤波抑制的风险; 4) 在 $T=1\text{ ms}$ 的脉冲干扰下, τ/T 增加会减弱干扰效果评估指标随 f_j 变化曲线的波动性, 从而可降低对最佳 f_j 设置的要求, τ 不再受 T_d 限制而可以更加灵活地取值, τ 趋近于0时能获得类似宽带噪声的干扰效果, τ 趋近于1 ms时能获得类似单频的干扰效果。

基于上述仿真分析, 可以在获得C/A码PRN#信息的情况下, 设置脉冲干扰 T 为1 ms, τ 可在0.01~0.05 ms范围内取值(为确保干扰效果, τ 也不宜过小), f_j 可根据不同PRN# C/A码谱线特征预先计算比较得到, 这时在相同干扰效果下的 f_j 设置范围比单频干扰大, 提高了对 f_j 设置偏差的容忍度。另外, 在降低频域滤波抑制作用的同时, 还可采取提高脉冲幅度来增加 τ/T 下的干扰有效平均功率。

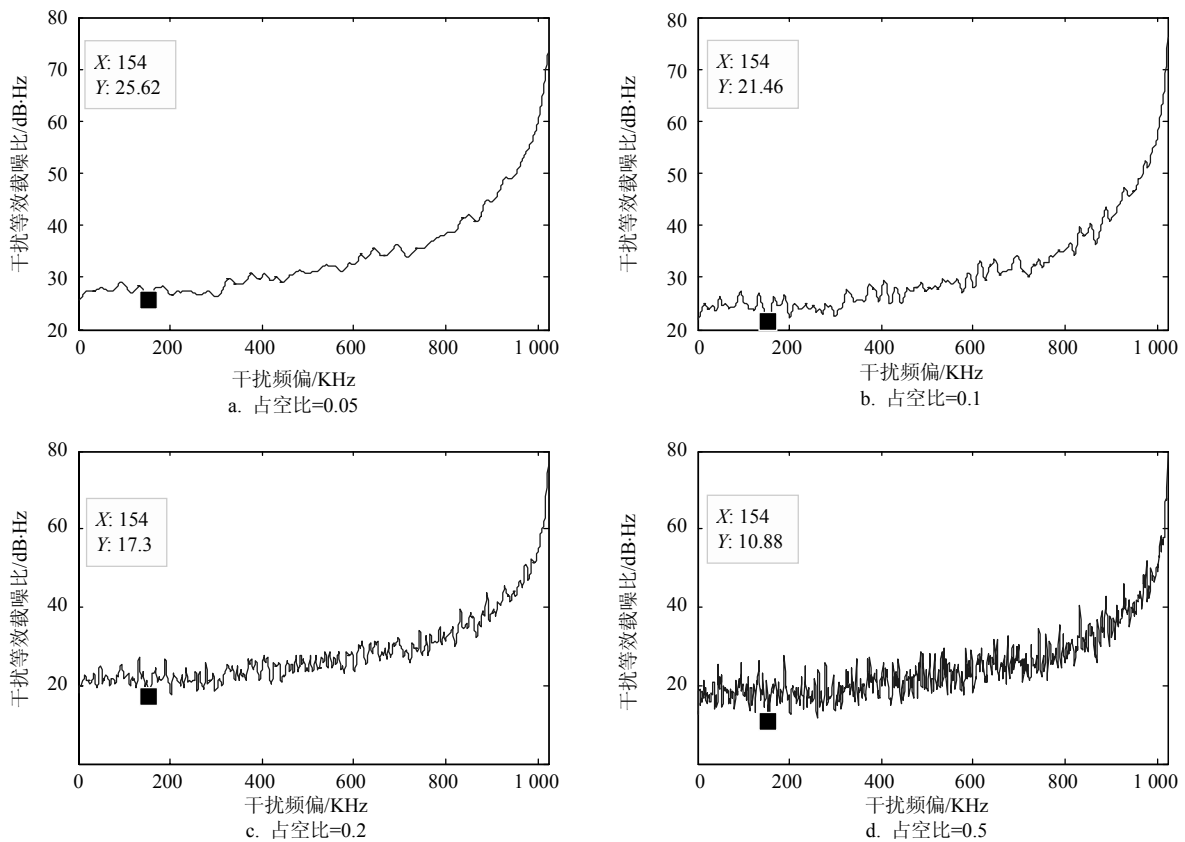


图3 $T=1\text{ ms}$ 时不同 τ/T 下干扰等效载噪比随 f_j 变化曲线

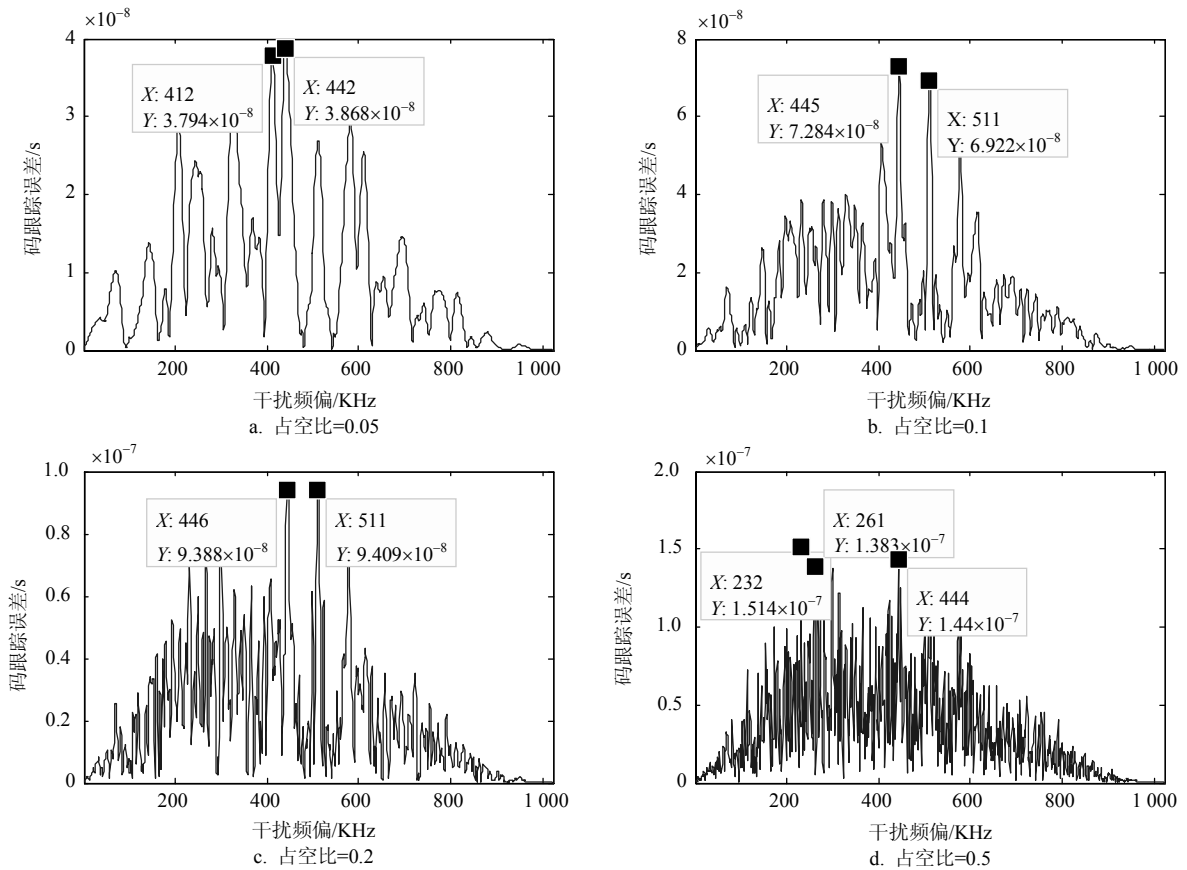


图4 $T = 1 \text{ ms}$ 时不同 τ/T 下码跟踪误差随 f_j 变化曲线

3.2 对M码信号的脉冲干扰参数设置

设 $P_j/P_s = 40 \text{ dB}$, $\beta_r = 30 \text{ MHz}$, $B_n = 2 \text{ Hz}$, $T_d = 20 \text{ ms}$, $d = 1/8$, $\hat{\tau} = d/6$, T 取 10 ms , τ/T 取 0.0001 , 脉冲幅度取 100 (保证脉冲干扰谱线的功率和为 1), 脉冲干扰下的M码信号干扰等效载噪比和码跟踪误差随 f_j 的变化情况如图5所示。

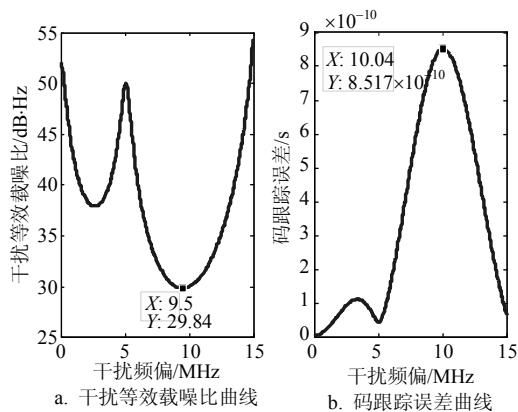


图5 M码信号干扰效果评估指标随 f_j 变化曲线

由图5可以看出, 尽管此时干扰谱线间隔为 100 Hz , 脉冲主瓣宽度为 2 MHz , 但对M码信号脉冲干扰的最佳 f_j 仍与单频干扰几乎相同, 且在单频干扰几乎无效的 f_j 下也能对期望信号造成一定影响,

这同样是由于干扰谱线的数量“稀释”了对 f_j 选择的敏感性。

f_j 取 9.77 MHz (不同干扰效果评估指标最佳 f_j 的均值), 其他仿真参数同图5, 在 τ 取 0.1 ms 和 τ/T 取 0.0001 的情况下, M码信号干扰等效载噪比和码跟踪误差随 T 的变化情况如图6和图7所示。

由图6可以看出, τ 一定时, M码信号脉冲干扰效果会随着 T 的增加而下降, 且当 T 在 $10 \sim 100 \text{ ms}$ 范围内增加时, 干扰效果下降明显。尽管此时干扰谱线数量增多, 且越来越集中于最佳 f_j 附近, 但由于M码信号频谱近乎连续且带宽较大, 使得在距离最佳 f_j 很宽的范围内信号功率谱值差异都很小, 因此, 干扰效果受脉冲干扰平均功率的影响较大, 即长脉冲对M码信号的干扰优势比C/A码信号更加明显, 通过提高脉冲幅度使干扰谱线的功率和保持为 1 时, 干扰效果几乎不发生变化。

由图7可以看出, τ/T 一定时, M码信号脉冲干扰效果几乎不随 T 的增加而变化, 这与C/A码信号有所不同。由于脉冲干扰主瓣内的谱线都可轻易落入到M码信号功率谱的带宽内, 因此, 干扰效果只受主瓣谱线功率的影响, 而与主瓣宽窄关系不大。

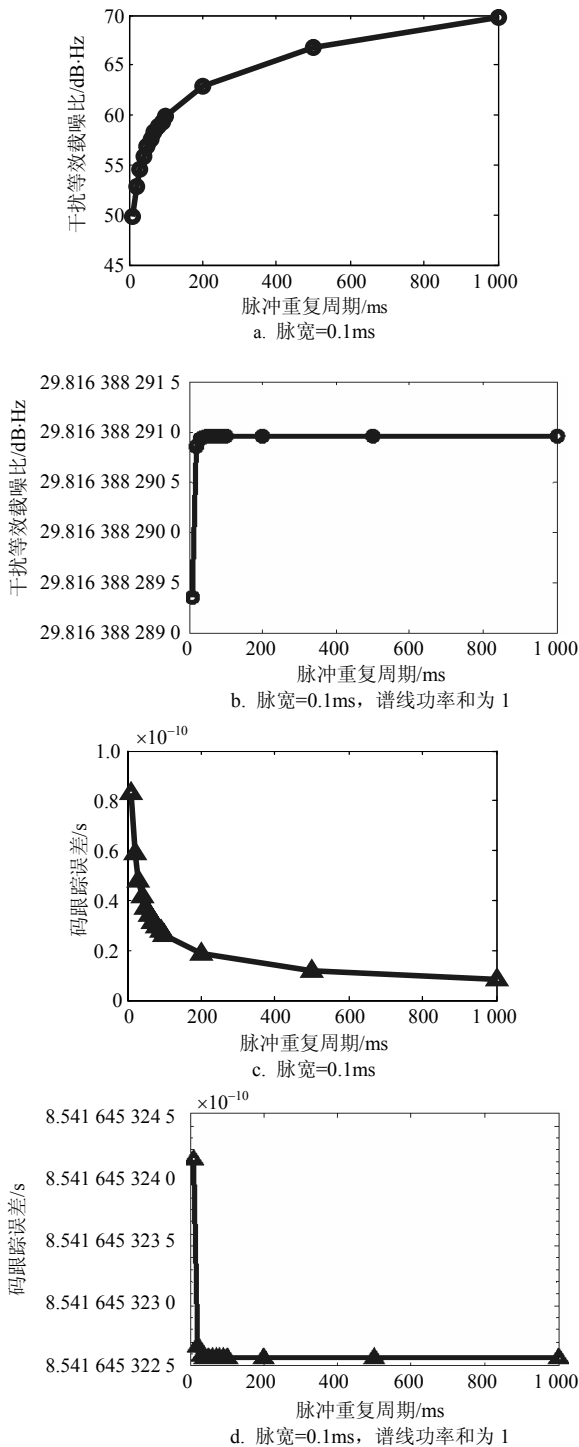


图6 τ 一定时M码信号干扰效果评估指标随 T 变化曲线

由于 τ/T 一定时长周期脉冲对干扰效果几乎没有提升作用, 同时为了降低宽带期望信号下频域滤波的影响, τ 不宜取值过大, 因此, 应通过减小 T 以及提高脉冲幅度来确保干扰效果。

在 $T=10\text{ ms}$ 情况下, 其他仿真参数同图6, M码信号干扰等效载噪比和码跟踪误差随 τ/T 的变化情况如图8所示。

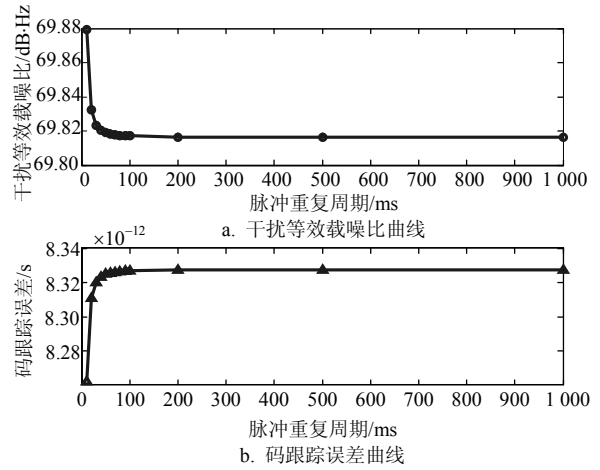
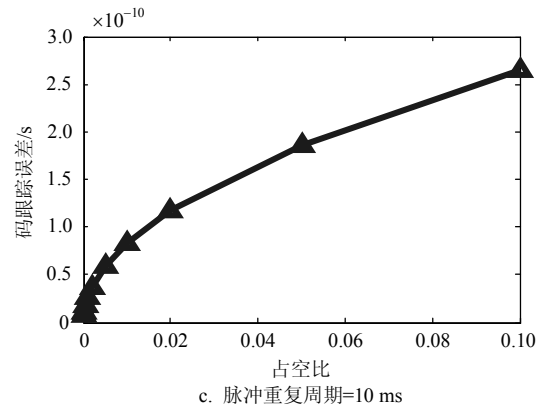
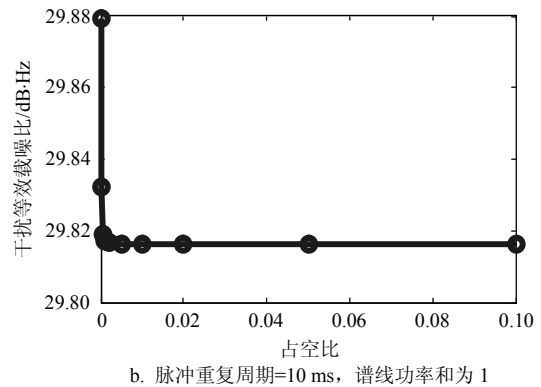
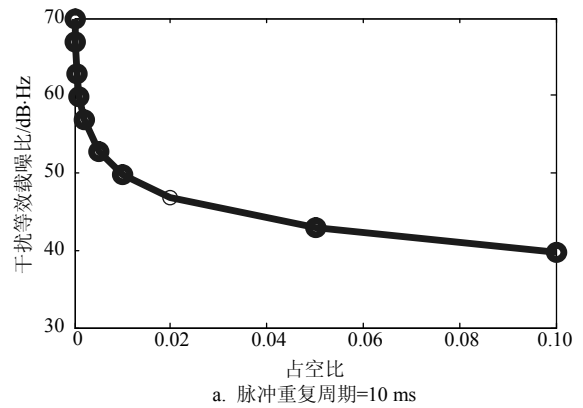


图7 $\tau/T=0.0001$ 时, M码信号干扰效果评估指标随 T 变化曲线



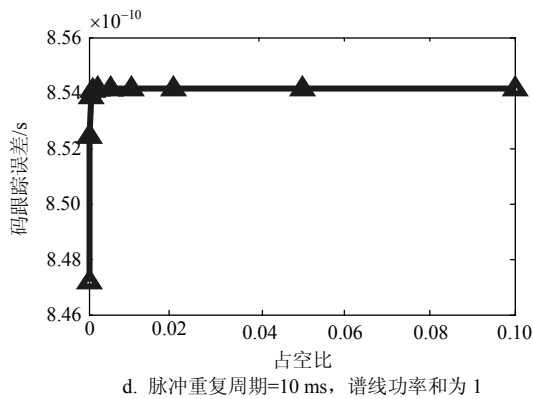


图8 $T=10$ ms时, M码信号干扰效果评估指标随 τ/T 变化曲线

图8实质上也是反映了脉冲干扰平均功率是对频谱近乎连续的GPS伪码信号干扰效果影响的主要因素。当 T 一定时, 脉冲干扰效果会随着 τ/T 的增加而提升, 但当 $\tau/T > 0.01$ 时, 这种提升作用明显减弱, 这同样是由于M码信号频谱近乎连续而使得脉冲主瓣带宽在压缩到一定程度后对干扰效果的提升十分有限, 考虑到带宽较窄或脉冲幅度较大易被接收机频域滤波或AGC电路减轻甚至消除, 因此, T 固定下的 τ/T 可在0.002~0.005取值。

4 结束语

脉冲干扰通过参数设置可让多根干扰谱线同时进入GPS接收机以增大有效干扰能量, 并且易让功率最强的中心谱线对准期望信号的最佳干扰频偏位置。这样对于离散谱特征的C/A码信号, 能更好地利用最强谱线的易感优势, 设置脉冲重复周期为1 ms, 脉宽可在0.01~0.05 ms取值, 干扰频偏可根据C/A码PRN#信息预先计算比较得到; 对于连续谱特征的M码信号, 能使功率较大的干扰谱线分布在最佳干扰频偏周围, 可通过减小脉冲重复周期和提高脉冲幅度(使干扰谱线功率和接近于1)来确保干扰效果, 在脉冲重复周期固定时, 占空比可在0.002~0.005取值, 干扰频偏可依据单频干扰频偏设置预先计算平均得到。

参 考 文 献

- [1] 陶俊. 对DSSS系统的干扰及其效果分析[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2006.
TAO Jun. Jamming on DSSS system and its effect analysis[D]. Xi'an: Xidian University, 2006.
- [2] 丁亚非, 李文生. 脉冲干扰直接序列扩频系统性能分析[J]. 计算机仿真, 2010, 27(5): 9-12.
DING Ya-fei, LI Wen-sheng. Analysis of pulse jamming capabilities for direct sequence spread spectrum communication[J]. Computer Simulation, 2010, 27(5): 9-12.

- [3] 王磊, 谢树果. 雷达对扩频通信系统干扰分析方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(9): 1167-1171.
WANG Lei, XIE Shu-guo. Analysis methodology of interference from radar to spectrum spread communication system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38(9): 1167-1171.
- [4] SHARAWI M, AKOS D M, ALOI D N. GPS C/N_0 estimation in the presence of interference and limited quantization levels[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(1): 227-238.
- [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] 丁梦羽, 许睿, 刘建业, 等. 脉冲干扰对软件接收机的影响分析[J]. 导航定位与授时, 2017, 4(3): 58-65.
DING Meng-yu, XU Rui, LIU Jian-ye, et al. Analysis of pulse interference effects on the software receiver[J]. Navigation Positioning & Timing, 2017, 4(3): 58-65.
- [7] 何瑞珠, 刘彦明. 通用导航接收机的脉冲干扰评估方法[J]. 移动通信, 2017, 41(11): 40-43.
HE Rui-zhu, LIU Yan-ming. A method of pulse interference evaluation for common navigation receiver[J]. Mobile Communications, 2017, 41(11): 40-43.
- [8] KAPLAN E D, HEGARTY C J. Understanding GPS: Principles and applications[M]. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [9] BETZ J W, KOLODZIEJSKI K R. Generalized theory of code tracking with an early-late discriminator part I: Lower bound and coherent processing[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): 1535-1550.
- [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] 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.
- [12] 刘瑞华, 张鹏, 张磊. 基于单天线GPS的伪姿态测量算法研究[J]. 中国民航大学学报, 2009, 27(6): 25-28.
LIU Rui-hua, ZHANG Peng, ZHANG Lei. Algorithm of pseudo-attitude determination based on single antenna GPS[J]. Journal of Civil Aviation University of China, 2009, 27(6): 25-28.
- [13] 方伟. GNSS中的脉冲干扰抑制方法研究[D]. 天津: 天津大学, 2013.
FANG Wei. Research on pulse interference suppression for global navigation satellite system[D]. Tianjin: Tianjin University, 2013.

编辑 税红