

GPS M码信号压制干扰样式效能分析

毛虎¹, 吴德伟¹, 卢虎¹, 白盟亮²

(1. 空军工程大学信息与导航学院 西安 710077; 2. 中国人民解放军驻212所军代室 西安 710065)

【摘要】针对GPS M码信号的特点和在抗干扰方面的优越性,为实现对其有效干扰,以接收机相关滤波输出功率谱变化情况作为定性评估依据,以码跟踪误差和星历误码率作为定量评估指标,对单频、带限高斯噪声和同速率伪码3种典型压制干扰样式的干扰效能进行分析。通过建立M码信号的接收系统模型,从理论上推导了干扰对各具体评估要素的影响过程以及各要素之间的统一性。仿真结果表明,单频干扰效果最好,消除副载波调制影响的同速率伪码干扰次之,带限高斯噪声干扰效果较差。考虑到单频干扰对干扰频偏设置的较高要求以及容易被接收机通过频域滤波而抑制掉的实际情况,结合实施灵巧干扰的难易程度,可选择同速率伪码干扰作为对M码信号的压制干扰样式。

关键词 误码率; BOC(10,5)调制; 码跟踪误差; 干扰样式; 功率谱

中图分类号 TN967.1; TN972.2

文献标志码 A doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2015.03.006

Effectiveness Analysis of the Blanket Jamming Mode to GPS M Code Signal

MAO Hu¹, WU De-wei¹, LU Hu¹, and BAI Meng-liang²

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

2. Military Agency of the 212 Research Institute, The Chinese People's Liberation ARMY (PLA) Xi'an 710065)

Abstract Aiming at the feature and superiority on anti-jamming of global position system (GPS) M code signal, in order to find an effective jamming mode for M code signal, the jamming efficiency of three types of typical blanket jamming, single frequency, band-limited Gaussian noise, and pseudo code with the same rate, are analyzed. In the analysis, the power spectral density change of GPS receiver cross-correlation filtering output is taken as the qualitative evaluation bases; the code tracking error and the ephemeris bit error rate (BER) are taken as the quantitative evaluation indexes. The influence process of jamming to evaluation factor and the oneness of each evaluation factor are derived theoretically by modeling M code signal receiving system. The simulation results show that single frequency jamming exhibits the best jamming effect while band-limited Gaussian noise jamming is the worst, the second comes pseudo code with the same rate jamming when the influence of sub-carrier modulation was eliminated. Considering the complexity of smart jamming implementation, it is suggested to choose the pseudo code with the same rate as M code signal jamming since single frequency jamming needs strict frequency setting and it is easily eliminated by frequency domain filtering.

Key words BER; BOC(10,5); code tracking error; jamming mode; PSD

在现代导航对抗日趋激烈的背景下,美国于2005年发射了第一颗携带M码信号的卫星^[1]。与P(Y)码信号相比,新的M码信号采用了BOC调制,主要频谱分量位于频带两端,与C/A码信号完全隔离,因此,可以提高军用M码信号的发射功率而不会对民用C/A码信号的捕获造成影响。另外,M码信号频谱上的两个部分都完整地包含所有信息,任选其一进行处理都可完成导航信息获取,就信号特性而言,M码信号也比P(Y)码信号的抗干扰性能更强^[2]。

由于受加密技术和转发时延的限制,针对M码信号的欺骗干扰难以有效实施^[3],因此,美军认为其M码GPS接收机所受到的主要威胁还是来自压制干扰^[4]。文献[5-6]对压制干扰下基于FFT的M码信号捕获性能进行了仿真分析,但单纯以捕获性能作为干扰效能评估指标过于片面,而且来袭干扰目标一般都是处于环路锁定跟踪状态。文献[7-8]通过M码相关器输出的信干噪比(SINR)来评估不同压制干扰样式对接收机载波跟踪的影响,但码跟踪精度却并

收稿日期: 2013-07-30; 修回日期: 2014-01-04

基金项目: 国家自然科学基金(61174194)

作者简介: 毛虎(1987-),男,博士生,主要从事导航战与导航对抗方面的研究。

不完全依赖于相关器输出的SINR, 而由于码跟踪性能直接决定伪距测量精度, 因此, 其应作为GPS接收机跟踪状态下的一个重要的干扰效能评估指标。文献[9-10]重点研究了单频干扰对码跟踪的影响, 但其未能具体针对M码信号的调制特点来评估比较不同压制干扰样式效能, 不利于指导实践。

本文在分析M码信号功率谱特点和接收过程的基础上, 选择单频、带限高斯噪声和同速率伪码3种典型压制干扰样式, 通过加入干扰后接收机相关滤波输出功率谱变化情况以及造成的码跟踪误差和星历误码率大小对不同压制干扰样式的干扰效能进行定性与定量的评估。在对不同干扰评估指标的内在统一性进行论证后, 比较了参数优化后的3种干扰样式的干扰效能, 并结合接收机抗干扰措施和实施灵巧的难易程度得到针对M码信号的较好的压制干

扰样式。

1 M码信号特征分析

文献[11]中提到的M码类似当前军用P(Y)码, 其采用超长周期截短码的可能性极大。在副载波类型的选择上, 方波可实现M码频谱的分裂和搬移, 能量损失较小, 频谱主瓣值与副瓣值差距较大, 因此, 副载波一般采用非归零的双极性方波^[11]。M码信号的BOC调制可以看作是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:

$$g_{BOC}(t) = g_{BPSK}(t) \text{sgn}[\sin(2\pi f_s t + \theta)] \quad (1)$$

式中, $\text{sgn}[\cdot]$ 为符号函数; f_s 为方波副载波频率; θ 是所选的相位。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表达式为^[10]:

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

式中, $T_s = 1/2f_s$ 为方波副载波的半周期; T_c 为M码码元宽度。将式(2)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。 θ 常用取值为 0° 和 90° , 分别称为正弦BOC和余弦BOC调制, 当 θ 在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 变化时(其他相位可通过三角函数的性质来得到), 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。

所示。

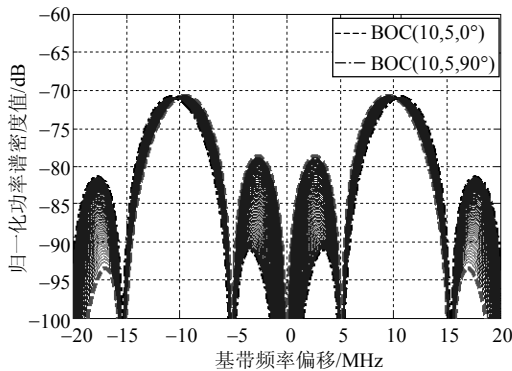


图1 BOC(10,5, θ)调制功率谱形状随副载波相位变化情况

从图1可得, 正弦BOC(10,5)调制功率谱最大值出现在偏移中心频率 ± 9.995 MHz处, 余弦BOC(10,5)调制功率谱最大值出现在偏移中心频率 ± 10.652 MHz处, 其他相位BOC(10,5)调制功率谱最大值位置介于以上两者之间。当 θ 在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 单调递增时, 其相对正弦相位时的功率谱最大值对应频点偏移量如图2

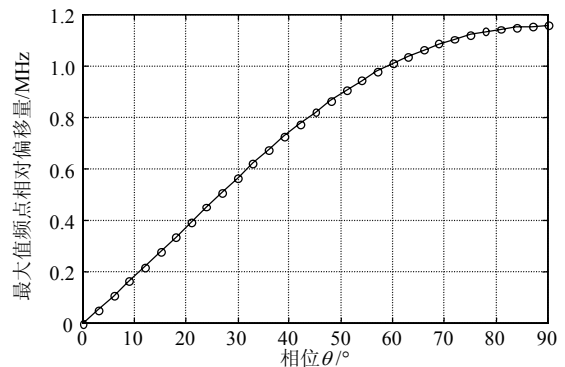


图2 BOC(10,5, θ)调制功率谱最大值位置相对正弦调制时的偏移

由图2可以看出, 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。M码接收机的前端预相关带宽范围一般为 $24 \sim 30$ MHz, 可见, 在该带宽范围内, BOC(10,5)调制信号的能量会随着 θ 的增加而减小, 即信号的抗干扰性能在逐渐增强。尽管据公开资料显示, 美军目前所采用的是正弦BOC(10,5)调制M码, 但战时其完全有可能在不改变M码接收机结构的情况下而对BOC调制相位作出调整, 因此, 本文选择余弦BOC(10,5)调制M码信号作为干扰对象。

2 不同压制干扰样式效能分析

对GPS接收机的典型压制干扰样式有单频、带限高斯噪声和同速率伪码3种。为了对M码信号实施有效压制干扰，需要对不同干扰样式的干扰效能进行分析。对干扰效能的分析可采取定性和定量相结合的方式进行：

定性主要是通过观察比较不同干扰样式在经过相关和窄带滤波处理后的功率谱变化情况；定量则是根据不同干扰样式对码跟踪误差和星历解调误码率的影响程度来衡量(两个影响定位的基础量测数据)。图3为用于干扰样式效能分析的M码信号接收系统模型。

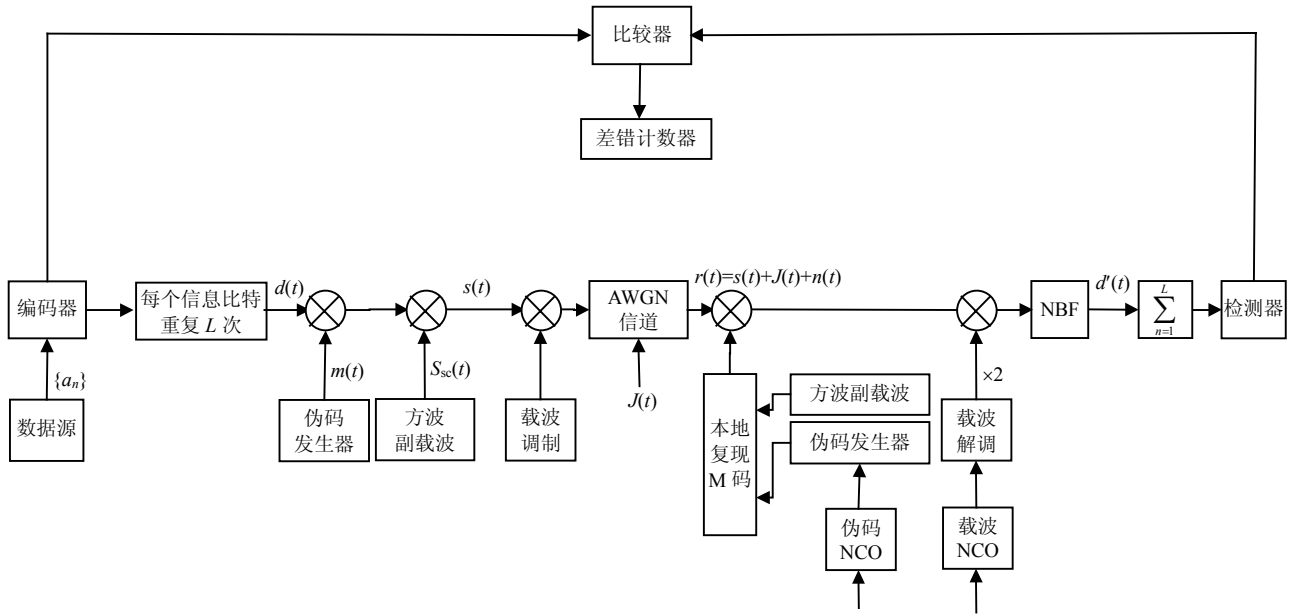


图3 M码信号接收系统模型

需要说明的是，本文的干扰样式效能分析是基于GPS接收机自适应天线调零失效的基础上进行的(可通过多干扰源协同配合，利用数量和空间位置上的优势而迫使自适应天线调零失效)，即不考虑自适

应天线调零对干扰信号的影响。

2.1 干扰效能的定性分析

单频、带限高斯噪声和同速率伪码干扰在分别与本地复现信号相乘并进行滤波处理后变为：

$$\begin{cases}
 \xi_S = \int_0^{T_b} \underbrace{\left[\sqrt{2P_j} \cos(2\pi f_j t + \varphi) \right]}_{\text{单频干扰}} \underbrace{\left[2m_{\text{local}}(t) S_{\text{sc_local}}(t) \cos 2\pi f_{\text{c_local}} t \right]}_{\text{本地复现信号}} dt \\
 \xi_N = \int_0^{T_b} \underbrace{\left[\sqrt{2P_j} n(t) \cos(2\pi f_j t + \varphi) \right]}_{\text{带限高斯噪声干扰}} \underbrace{\left[2m_{\text{local}}(t) S_{\text{sc_local}}(t) \cos 2\pi f_{\text{c_local}} t \right]}_{\text{本地复现信号}} dt \\
 \xi_C = \int_0^{T_b} \underbrace{\left[\sqrt{2P_j} m_c(t) \cos(2\pi f_j t + \varphi) \right]}_{\text{同速率伪码干扰}} \underbrace{\left[2m_{\text{local}}(t) S_{\text{sc_local}}(t) \cos 2\pi f_{\text{c_local}} t \right]}_{\text{本地复现信号}} dt
 \end{cases} \quad (3)$$

式中， T_b 为相关积分时间； f_j 为干扰频率； φ 为随机相位； $n(t)$ 是极限带宽为 W 的高斯噪声； $m_c(t)$ 为与M码同速率的伪码序列。下面对3种压制干扰样式的干扰效能进行定性分析。

1) 单频干扰。受副载波调制的影响，当干扰频率 f_j 对准M码信号载频时，处理后的干扰类似于一个基带的M码调制信号，即干扰功率在基带数据(零频)附近分布较少，干扰效果差。为消除副载波影响，根据图1、图2仿真结果，可将干扰频率 f_j 与M码信号的载频偏差控制在 $[-10.652 \text{ MHz}, -9.495 \text{ MHz}] \cup$

$[9.495 \text{ MHz}, 10.652 \text{ MHz}]$ 范围内，让干扰功率谱的主瓣移动到基带附近，可获得较好的干扰效果，如图4a所示(具体到余弦BOC(10,5)调制M码信号可设置 $f_j = \pm 10.652 \text{ MHz}$)。

2) 带限高斯噪声干扰。由于干扰信号的功率谱在接收机通带内均匀分布，因此，不需要考虑干扰频率 f_j 的对准问题，但干扰能量相对分散，必须有较强的干扰功率来保证干扰效果，其干扰效果类似于对接收机基底噪声的增加，在与本地复现信号相乘滤波后的信号分布函数为：

$$P \left\{ J'(t) = \sqrt{2P_j} \frac{n(t)}{N(t)} \cos(\varphi) m_{\text{local}}(t) S_{\text{sc_local}}(t) \leq n \right\} = P\{N(t) \leq n\} \quad (4)$$

由此看出, $J'(t)$ 仍为高斯分布, 干扰功率谱形状并无明显变化, 如图4b所示。

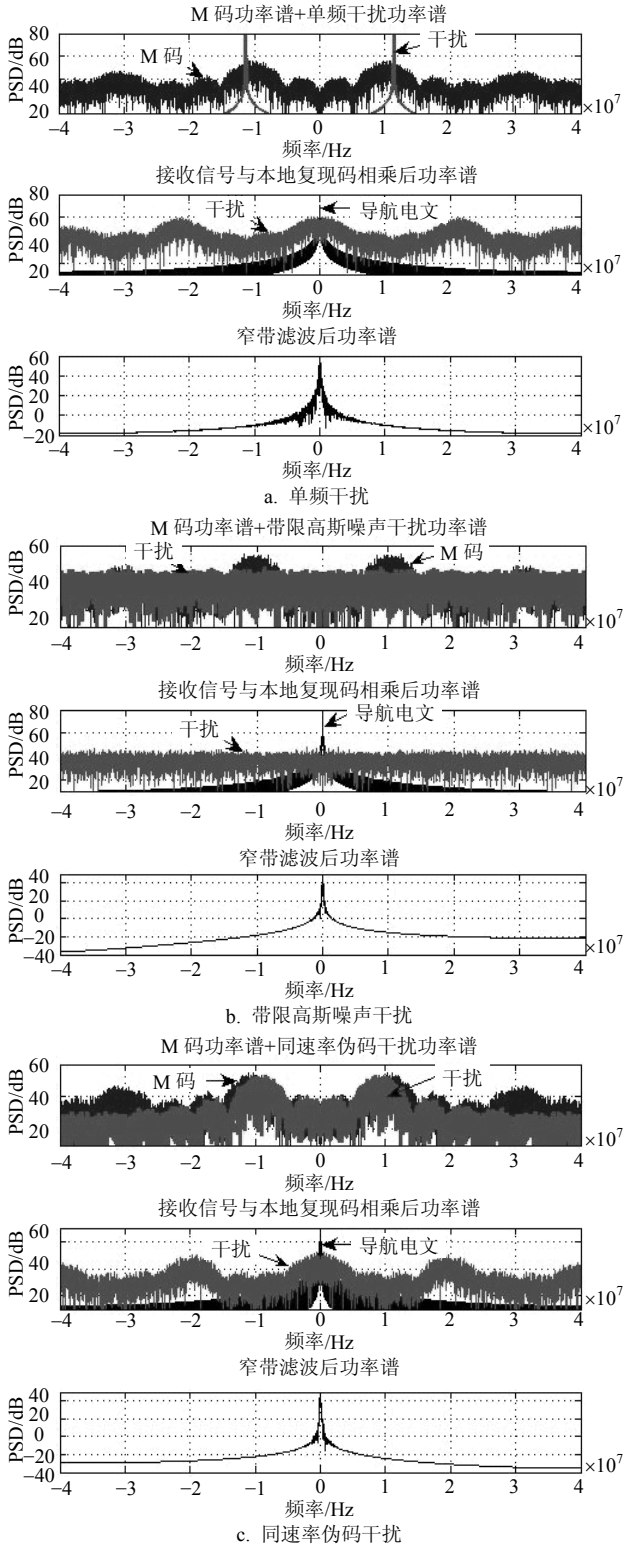


图4 不同压制干扰样式对M码接收信号功率谱的影响

3) 同速率伪码干扰。同速率伪码干扰无副载波调制, 同样可设置其干扰频率 f_j 与M码信号的载频偏差在 ± 10 MHz左右(不需要与BOC(10,5, θ)调制信号功率谱最大值位置精确对准)来消除副载波调制的影响, 将干扰能量集中的主瓣尽可能的对M信号主瓣进行覆盖, 由于干扰与M码信号所采用的伪码不完全相关, 在与本地复现信号相乘后并不能完成解扩, 仍为宽带信号, 如图4c所示(设置干扰频偏 $f_j = \pm 10$ MHz)。

由图4可以看出, 干扰频率精确对准M码信号功率谱最大值的单频干扰效果最好, 消除副载波影响的同速率伪码干扰次之, 全频段均匀覆盖的带限高斯噪声干扰效果较差。这是因为单频干扰属于窄带干扰, 干扰功率相对集中, 如果干扰频率能与期望信号功率谱最大值位置重合将具有较强的破坏性, 带限高斯噪声和同速率伪码干扰同属宽带干扰, 但同速率伪码干扰与期望信号的相关性要优于带限高斯噪声, 因此, 能有更多干扰能量通过窄带滤波器而起作用。

2.2 干扰效能的定量分析

码跟踪性能主要依赖于超前与滞后相关器的差分, 目前GPS接收机码跟踪环路一般多采用非相干超前减滞后功率(NELP)鉴别器, 由于M码信号的功率谱近似连续, 对其实施的单频、带限高斯噪声和同速率伪码干扰均符合Betz关于非相干延迟锁相跟踪误差的推导条件^[9], 因此, 干扰下的M码信号非相干超前减滞后功率处理码跟踪误差为(以秒为单位, 且不考虑接收机自身热噪声的影响), 有:

$$\hat{\tau}_{\text{NELP}} = \frac{\sqrt{\frac{P_j}{P_s} \int_{-\beta_c/2}^{\beta_c/2} G_j(f) G_s(f) \sin^2(\pi f d T_c) df}}{2\pi \text{sinc}(\pi \Delta f T_d) \int_{-\beta_c/2}^{\beta_c/2} f G_s(f) \sin(\pi f d T_c) df} \times \sqrt{1 + \frac{\frac{P_j}{P_s} \int_{-\beta_c/2}^{\beta_c/2} G_j(f) G_s(f) \cos^2(\pi f d T_c) df}{T_d \text{sinc}^2(\pi \Delta f T_d) \left(\int_{-\beta_c/2}^{\beta_c/2} G_s(f) \cos(\pi f d T_c) df \right)^2}} \quad (5)$$

式中, B_n 为码跟踪环路单边带宽; T_d 为相关积分时间; Δf 为接收信号的残余多普勒频移, 在GPS与惯导的超紧致耦合下, 可认为 Δf 近似为零; P_s 为卫星接收信号功率; $G_s(f)$ 为卫星接收信号的归一化功率谱密度; P_j 为干扰信号功率; $G_j(f)$ 为干扰信号的归一化功率谱密度; β_c 为接收机前端等效预相关

带宽; d 为早迟码间距(码片)。对于单频干扰, 其归一化功率谱密度可以建模为:

$$G_J(f) = 0.5[\delta(f + f_j) + \delta(f - f_j)] \quad (6)$$

式中, f_j 为单频干扰频偏。设 $P_J/P_S = 40$ dB, 对M码接收机的参数设置为^[12]: $\beta_r = 30$ MHz; $B_n = 2$ Hz; $T_d = 20$ ms; $d = 1/8$ (由于M码信号自相关函数的主峰宽度更窄, 因此, 其早迟码间距要取更小值), 码跟踪误差随单频干扰频偏变化曲线如图5所示。

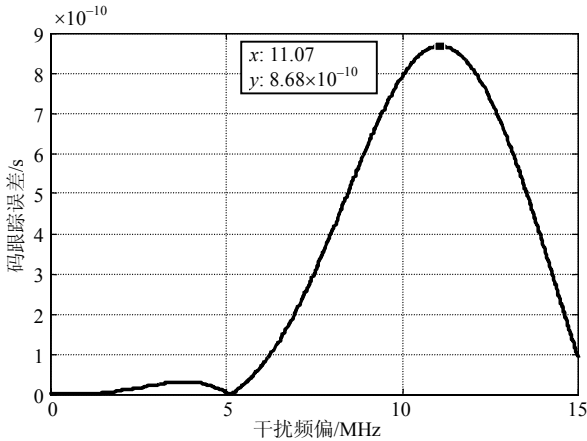


图5 码跟踪误差随单频干扰频偏变化曲线

由图5可以看出, 造成余弦BOC(10,5)调制M码信号最大码跟踪误差的干扰频偏与其功率谱最大值对应频点差异不大, 这是由于式(5)中A项含有 $\sin^2(\pi f d T_c)$ 而导致的, 根据仿真参数, 当 f_j 取值为 20.46 MHz时, $\sin^2(\pi f d T_c)$ 取得最大值, 但此时M码信号功率谱值近乎为零, 因此, 可定性判断出造成M码码跟踪误差最大的干扰频偏介于 10.652 ~ 20.46 MHz之间, 且比较偏向于 10.652 MHz。式(5)中的B项描述干扰对相关器输出信噪比的影响, 通过仿真可发现其随干扰频偏的变化曲线与图5相似, 最大值对应的干扰频偏为 10.11 MHz, 这说明单频干扰对M码信号相关器输出信噪比的影响与造成的码跟踪误差可以等价。

对于带限高斯噪声干扰, 其归一化功率谱密度可以建模为:

$$G_J(f) = \begin{cases} 1/\beta_j & f_j - \beta_j/2 \leq f \leq f_j + \beta_j/2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

式中, β_j 和 f_j 分别为干扰信号的带宽和基带中心频率。 β_j 足够大, 使得 $1/\beta_j$ 远远小于码鉴别器的相关积分时间 T_d 。设置 f_j 与卫星信号的载波中心频率 f_0 近似相等, 且认为接收机前端不会出现饱和现象, 干扰带宽的变化范围设置为 10 ~ 30 MHz, 其他仿真参数同图5, 码跟踪误差随带限高斯噪声干扰带宽变化曲线如图6所示。

由图6可以看出, M码码跟踪误差并非呈现出单调变化的趋势, 而是存在一个最佳干扰带宽。这是因为随着干扰带宽的增加, 干扰功率谱值降低, 干扰信号对期望信号功率谱高次谐波的覆盖范围增大, 尽管高次谐波分量的值相对较小, 但从式(5)可以看出, 由于早迟码间距较小, A项中存在的近似权值因子 f^2 会相应增大, 因此, 导致最终的码跟踪误差不一定会持续增加, 而存在一个最佳干扰带宽。同样, 通过仿真也可发现式(5)中的B项随干扰带宽的变化曲线与图6相似, 最大值对应的干扰带宽为 25.6 MHz, 这说明带限高斯噪声干扰对M码信号相关器输出信噪比的影响与造成的码跟踪误差可以等价。

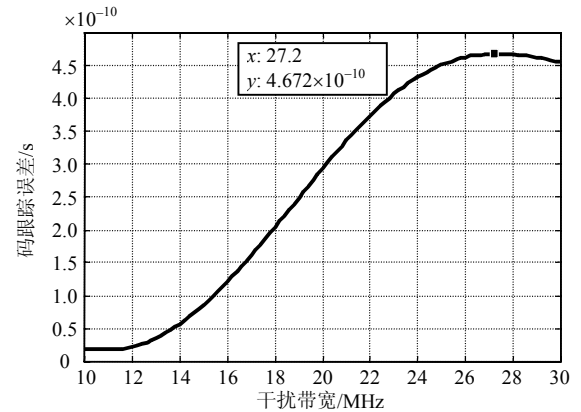


图6 码跟踪误差随带限高斯噪声干扰带宽变化曲线

为了消除M码信号副载波调制对同速率伪码干扰的影响, 对干扰功率谱的形状进行优化, 当早迟码间距趋于0时, 可将式(5)中A、B项重新写为:

$$\begin{cases} \chi_{J_s} = \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G_J(f) G_M(f) df \\ \kappa_{J_s} = \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G_J(f) G_M(f) df \end{cases} \quad (8)$$

即干扰对相关器输出信噪比的影响可单独用 κ_{J_s} 来表征, 而造成的码跟踪误差需要采用 κ_{J_s} 和 χ_{J_s} 同时描述, κ_{J_s} 和 χ_{J_s} 越大, 则说明干扰效果越好。对M码信号的同速率伪码干扰的 κ_{J_s} 和 χ_{J_s} 随干扰频偏的变化曲线如图7所示 (β_r 取 30 MHz)。

由图7可以很直观地看出同速率伪码干扰对M码信号相关器输出信噪比的影响与造成的码跟踪误差之间的等价性。本文兼顾考虑到干扰对不同调制相位的M码信号的影响, 干扰功率谱可近似为BOC(10,5,40°)对应的功率谱, 即可采用其对应时域信号的生成方式来得到对M码信号的同速率伪码干扰。设干信比变化范围为 30 ~ 60 dB, 对于单频干扰频偏和带限高斯噪声干扰带宽都取相应干信比下对

应的最佳值, 同速率伪码干扰采用时域BOC(10,5,40°)的调制方式生成, 则在3种参数优化后的典型压制干扰样式下码跟踪误差随干信比的变化曲线如图8所示。

由图8可以看出, 当干信比小于35 dB时, M码信号的码跟踪误差对干扰几乎不太敏感, 而当干信比超过40 dB后, 码跟踪误差开始增加。单频干扰效果最好, 同速率伪码干扰次之, 带限高斯噪声干扰效果较差。这是因为BOC调制在增加信号占用带宽的同时, 还将能量集中的主瓣搬移到了接收机预相关带宽的边缘, 造成带限高斯噪声干扰的最佳带宽优势很小, 而同速率伪码干扰与期望信号相关性强的优势得以充分体现。

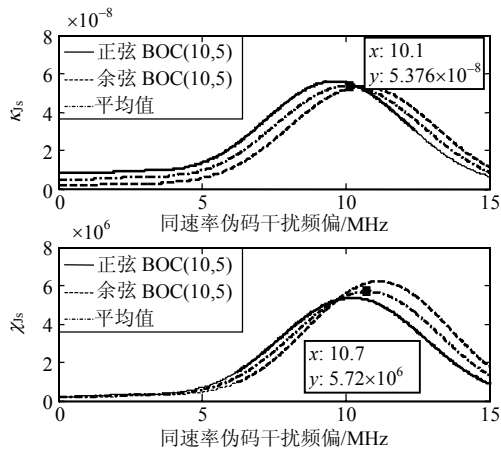


图7 对M码信号的同速率伪码干扰 κ_{js} 和 χ_{js} 随干扰频偏变化曲线

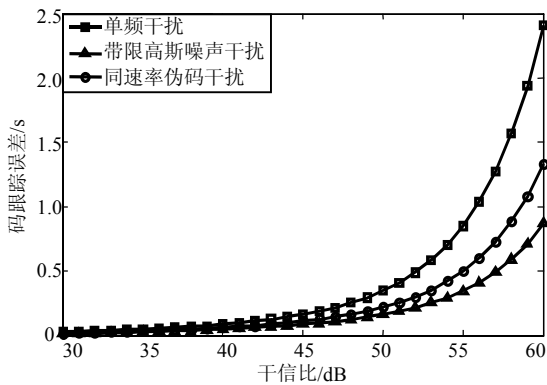


图8 不同压制干扰样式下码跟踪误差随干信比变化曲线

根据图3的M码信号接收系统模型建立的仿真系统对不同压制干扰样式造成的星历误码率进行 Monte Carlo 仿真。由于误码率是干扰下相关器输出信噪比的一种量化呈现, 根据图4可定性判断出同等干信比下3种干扰样式造成的误码率存在差异, 在此进行定量地仿真验证。用一个10级Gold码来模拟M码, 码速率为5.115 MHz, 为缩短仿真运行时间,

将仿真中每个信息比特的重复次数设为1 023次, 由于一位数据比特的持续时间为20 ms, 即一位数据比特的传输需要上述的扩频过程重复100次, 因此, 在得到一次扩频过程的误码率 P_e' 后, 可采用“100取51”的大数判决原则^[13]计算接收系统的误码率 P_e , 即有:

$$P_e = \sum_{j=51}^{100} C_{100}^j P_e'^j (1 - P_e')^{100-j} \quad (9)$$

由于卫星星历参数主要包含在导航电文每页的前3帧, 因此, 设仿真中传输的数据量为900 bit, 在3种参数优化后的压制干扰样式下, 余弦BOC(10,5)调制M码信号的星历误码率随干信比的变化曲线如图9所示。

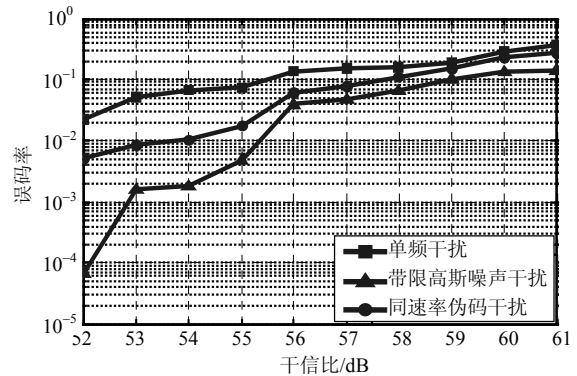


图9 不同压制干扰样式下误码率随干信比的变化曲线

由图9可以看出, 在同等干信比条件下, 单频干扰造成的误码率最大, 同速率伪码干扰次之, 带限高斯噪声干扰较小, 这与定性分析的结论一致。另外, 随着干信比的增大, 不同压制干扰样式造成的误码率大小的差异逐渐减小, 这说明误码率的产生很可能存有一个门限干扰功率, 在干信比较小时, 好的干扰样式能够率先达到该门限值而造成误码率, 从而也间接证明了干扰样式的选择及参数设置的重要性。

2.3 干扰样式的比较选择

结合接收机的抗干扰措施来分析, 若接收机射频前端具备一定的干扰检测能力, 则干扰信号功率谱与期望信号功率谱越相似, 干扰越具有隐蔽性。按功率谱相似程度由高到低对3种压制干扰样式的排序为: 同速率伪码、带限高斯噪声、单频。因此, 尽管单频干扰能量集中, 干扰效果好, 但其一方面受频率对准程度的影响而对侦察监测提出了更高的要求, 另外, 更重要的是简单的频域滤波就可对其产生较好的抑制作用。带限高斯噪声和同速率伪码干扰的干扰效果虽然不如单频干扰, 但其所占带宽

较宽, 频域滤波对其无能为力, 带限高斯噪声干扰容易产生, 可使接收机ADC输入端的热噪声和干扰噪声的RMS幅度在较长的持续时间内维持在同一水平, 不易被AGC电路检测到并进行清零。但其与期望信号的相关性弱, 导致干扰效率低下, 在进行干扰带宽的优化设置后, 干扰效果也改善有限。同速率伪码干扰与期望信号的相关性要强于带限高斯噪声, 即便在带宽覆盖范围略大的情况下也要比带限高斯噪声干扰效果好, 且能更有效地抵御接收机时频域的抗干扰措施。因此, 消除副载波调制影响的同速率伪码干扰可作为对M码信号的一种较好的压制干扰样式。

3 结 论

M码信号采用超长周期伪码和BOC调制, 具有良好的抗干扰性能, 因此, 对M码信号的干扰研究尤为迫切。在对M码信号实施的单频、带限高斯噪声和同速率伪码干扰的不同干扰效能评估指标进行统一性论证的基础上, 结合接收机抗干扰措施对3种干扰样式进行评估比较后可得: 消除副载波影响的同速率伪码干扰效果尽管相比单频干扰要稍差一些, 但其属于宽带干扰, 且与M码信号功率谱相似程度较高, 干扰隐蔽性强, 频域滤波对其无能为力; 另外, 同速率伪码干扰对参数设置要求低, 只需通过时域BOC(10,5,40°)的调制方式来生成干扰信号, 因此, 可作为对M码信号的一种较好的压制干扰样式。

参 考 文 献

- [1] 王华, 常江. 现代化的GPS军用M码综述[J]. 现代防御技术, 2011, 39(1): 68-73.
WANG Hua, CHANG Jiang. Overview of military M code for modern GPS[J]. Modern Defence Technology, 2011, 39(1): 68-73.
- [2] BARKER C B C, STRATON J R. GPS military signal modernization: Updates to design and characteristics[C]//ION GPS 2001. Salt Lake City, USA: Institute Navigation, 2001: 2716-2721.
- [3] HOLEMS J K, RAGHAVAN S. A summary of the new GPS IIR-M and IIF modernization signals[C]//Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference 2004, IEEE VTC. [S.l.]: IEEE, 2004: 4116-4126.
- [4] OSHMAN Y, KOIFMAN M. Robust GPS navigation in the presence of jamming and spoofing[C]//Proceeding of AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit, American Institute of Aeronautics and Astronautics. Austin, Texas, USA: [s.n.], 2003: 1-11.
- [5] 杨力, 薄煜明, 田明浩. BOC调制信号的抗干扰性能研究[J]. 计算机科学, 2008, 35(4): 33-35.
YANG Li, BO Yu-ming, TIAN Ming-hao. Research of anti-jamming characteristic for BOC signal[J]. Computer Science, 2008, 35(4): 33-35.
- [6] 赵伟, 李洪, 陆明泉. GPS M码信号捕获抗干扰性能仿真研究[J]. 计算机仿真, 2012, 29(11): 201-205.
ZHAO Wei, LI Hong, LU Ming-quan. Research on GPS M-code anti-jamming capability[J]. Computer Simulation, 2012, 29(11): 201-205.
- [7] 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 Chong-hua, HE Shan-bao. Interference effects on BOC signals[J]. Chinese Space Science and Technology, 2009(4): 69-76.
- [8] 梁高波, 陈军, 孙吉. GPS M码信号特性及抗干扰性能分析[J]. 通信对抗, 2010(4): 30-35.
LIANG Gao-bo, CHEN Jun, SUN Ji. Characteristic and anti-jamming performance of GPS M-code signal[J]. Communication Countermeasures, 2010(4): 30-35.
- [9] BETZ J. Effect of jamming on GPS M code signal SNIR and code tracking accuracy[C]//Proceedings of ION 2000 National Technical Meeting. Salt Lake City, USA: Institute Navigation, 2000.
- [10] 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.
- [11] BETZ J W, FITE J D, CAPOZZA P T. Getting to M direct acquisition of the new military signal[J]. GPS World, 2005(4): 40-46.
- [12] KAPLAN E D, HEGARTY C J. Understanding GPS: Principles and applications[M]. 2nd ed. Boston, USA: Artech House, 1996.
- [13] HAN Li, XIE Zheng. Method of jamming C/A code GPS receiver[J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2002, 11(3): 276-279.

编辑 漆 蓉