

卫星导航信号抗单频干扰性能研究

刘禹圻, 胡修林, 冉一航, 柯 ■

(华中科技大学电子与信息工程系, 湖北武汉 430074)

摘 要: 不同信号体制的导航信号受单频干扰的影响不同. 目前针对此问题的分析都是在干扰为高斯分布以及忽略伪码离散频谱的前提下进行的. 本文针对非相干超前减滞后功率鉴相器, 考虑了伪码离散谱线的影响, 导出了非带限情况下单频干扰导致的最大跟踪误差的解析式, 并进行了仿真验证. 提出用最大跟踪误差, 以及在此基础上得出的平均跟踪误差和相对跟踪误差来评价不同信号体制的导航信号在单频干扰下的性能. 通过和相干超前减滞后鉴相器在单频干扰下的性能对比, 结果表明仅在低信干条件比下, 二者的性能差异才明显, 且不同调制方式性能差异的位置不同. 仿真分析了 BPSK(1), BOC(1, 1) 和 MBOC(6, 1, 1/11) 信号在单频干扰下的跟踪性能和所有 GPS C/A 码的抗单频干扰性能.

关键词: 卫星导航系统; 信号体制; 误差分析; 单频干扰; 非相干延迟锁相环; 码跟踪误差

中图分类号: TN967 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 06-1410-07

Study on Evaluating the Impact of CWI on DLL Tracking Performance for GNSS Signals

LIU Yu-qi, HU Xiu-lin, RAN Yi-hang, KE Ting

(Department of Electronics and Information Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, Hubei 430074, China)

Abstract: For different signal structures, the degradation of tracking performance caused by CWI (continuous wave interference) is different. The traditional analyses and the corresponding results are obtained with the assumption that the CWI complies with the Gaussian distribution and the effect of PRN (Pseudo-Random Noise) on performance is ignored. With the consideration of the effect of discrete spectrum line of PRN code, the expression of the maximum code tracking error of the non-coherent early-minus-late power discriminator for infinite front-end bandwidth case under CWI is provided and the validation of the expression by computer simulation is performed. The maximum tracking error, average tracking error, and relative tracking error are used to evaluate the anti CWI performance of the GNSS (global navigation satellite system) signal. The comparison of the tracking performance between the coherent early-minus-late and the non-coherent early-minus-late power discriminators under CWI shows that their performance difference is obvious under low signal-to-interference ratio and the performance difference depends on the modulation types. At last, the evaluation of the anti CWI performance among all GPS C/A codes and the comparison of the performance among BPSK(1), BOC(1, 1), and MBOC(6, 1, 1/11) under CWI are performed, respectively.

Key words: global positioning system; signal structure; error analysis; continuous wave interference; non-coherent delay lock loop; code tracking error

1 引言

卫星导航系统中, 伪码相位的同步是导航定位的关键^[1]. 干扰会导致相位估计出现误差, 最终影响定位结果^[1~6]. 目前频带资源有限, 很多服务都占据同一频带资源, 所以接收机会受到干扰的影响, 单频干扰就是其中一种^[2~6]. 在卫星导航系统的信号设计中, 评价单频干扰下信号的跟踪性能是一个重要内容^[3], 这是因为伪

码的功率谱为具有起伏的离散谱线, 当存在单频干扰时, 若大幅谱线漏过相关器, 最终会对伪码跟踪性能产生影响^[2~6]. 卫星导航信号体制一旦确定, 信号体制的更改将会带来巨大的代价 (对国家和用户都会造成损失), 所以需要在信号设计阶段对信号各方面的性能进行全面评估. 在设计时, 可选择合理的信号参数 (包括调制方式, 码型, 码长等), 使其具有良好的抗干扰性能, 这就需要提出单频干扰下卫星导航信号跟踪性能的评价

价指标.而且通过研究单频干扰下的伪码跟踪性能,还可以为接收机设计提供依据,在不增加设备的前提下尽可能降低或者抑制干扰带来的影响.

文献[7]分析了单频干扰下的载波跟踪性能.已有文献在进行单频干扰下卫星导航信号的跟踪性能分析时都假设干扰服从高斯分布^[3,8,9],并忽略了伪码离散谱线的影响.具有代表性的是 Betz 在此前提下给出的非相干延迟锁相跟踪误差的方差^[8,9].随着对伪码离散谱线影响的关注,Soualle F 和 Balaei A T^[10,11]等提出在计算谱分离系数和相关输出信噪比时,需要考虑伪码离散谱线的影响.但是该信噪比仅反映了单频干扰对数据解调和捕获性能的影响,并不能反映对伪码跟踪性能的影响,而伪码跟踪性能直接决定了导航定位的精度.文献[12]用模拟仿真初步研究了相干情况下干扰导致的鉴相曲线过零点偏移,缺乏理论基础.文献[13]分析了相干环路的跟踪误差,但工程中考虑到残留载波相位等的影响,采用的是更为复杂的非相干环路.

本文基于非高斯假设和考虑伪码离散谱线影响的前提下,给出了非带限情况下采用非相干超前减滞后功率鉴相器时的最大跟踪误差解析式,该误差与卫星导航信号的调制方式和伪码序列相关.同时对比分析了采用相干和非相干鉴相器时的性能差异,结果表明,仅在低信干比下二者性能差异明显,且差异明显的位置和信号的调制方式有关.关注伪码的大幅度谱线是不能反映单频干扰对码跟踪性能的影响,还需要考虑大幅谱线所处位置.因此相对于目前卫星导航信号抗单频干扰性能的评价指标^[14](仅关注伪码谱线的幅度),本文的评价指标更能准确、直接的反映信号的抗单频干扰性能.

符号说明:BPSK(1)表示卫星导航信号采用 BPSK 调制,码速率为 1.023Mcps;BOC(1,1)表示卫星导航信号采用 BOC 调制^[3,15],码速率为 1.023Mcps,副载波频率为 1.023MHz;MBOC(6,1,1/11)表示卫星导航信号采用 BOC(1,1)和 BOC(6,1)两种调制方式,功率比为 10^[3,15].

2 干扰模型

2.1 相关器输出处干扰分量的形成

接收到的导航信号下变频后,与本地产生的即时伪码,超前伪码和滞后伪码分别相乘,再通过积分清洗滤波器.然后根据鉴别器类型,选择不同支路进行组合,提取本地伪码和接收伪码的相位差,利用该相位差驱动本地伪码相位调整,最终达到本地复现的即时伪码与接收伪码相位同步的目的.

若在接收信号中混入了单频干扰,则积分清洗器输出处会存在干扰分量,最终导致环路产生误差.单频干扰下卫星导航接收机中积分清洗器输出处干扰分量

的形成如图 1 所示.若将下变频后 IQ 两支路的组合 I-jQ 当成复数信号来看,那么下变频后单频干扰的频谱如图 1(a)左所示,其中下变频后的单频干扰频率为 f_j .伪码的谱线间隔为 $1/N_c T_c$ (N_c 为码长, T_c 为码片持续时间).当本地伪码和接收信号相乘完成解扩时,单频干扰亦被本地伪码相乘(其结果对应于二者频谱的卷积),相乘后的结果通过积分清洗器后的频谱如图 1(b)所示.粗线标示的谱线位于积分清洗器带宽内,对应于漏过相关处理的谱线,会对伪码跟踪环造成干扰.因为积分清洗器和跟踪环路均为低通滤波器,所以当粗线标示的谱线位于零频(在 f_j 满足 $f_j = k/N_c T_c$ 时发生,其中 k 为整数)时,干扰带来的影响最严重,下文仅针对这种情况进行分析.

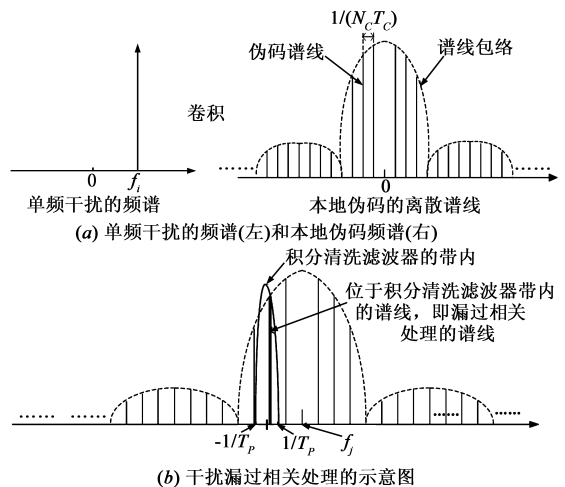


图1

2.2 码跟踪误差分析

高斯噪声对环路的影响在文献[3,8,9,16]中已经有充分的分析,这里仅考虑干扰带来的影响,此时接收到的信号可以表示为^[17]

$$s_r(t) = \sqrt{2P_s}(t + \tau_0 T_c) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) + \sqrt{2P_j} \cos(2\pi f_0 t + 2\pi f_j t + \phi_0) \quad (1)$$

其中, $s(t + \tau_0 T_c)$ 表示接收到的伪码, τ_0 为伪码相位(单位为码片, τ_0 的符号为正时表示相位超前,为负时表示相位滞后), P 为信号功率, f_0 为载波频率, φ_0 为载波相位, P_j 为干扰功率, f_j 为单频干扰离信号中心频率 f_0 的频率偏移, ϕ_0 为干扰的相位.

在非相干处理时,下变频后会有同相和正交两路信号.这里以同相支路输出信号与超前伪码相乘的结果为例进行分析.超前支路伪码表示为 $s(t + \hat{\tau} T_c + d T_c / 2)$, 其中 $\hat{\tau}$ 为本地伪码的相位估计(单位为码片), d 为相关器间隔(单位为码片).有用信号部分的分析可参见文献[3,9],这里仅关注干扰部分.超前支路伪码与同相支路中的干扰分量相乘后通过积分清洗器的结果可表示为

$$s_{IE_J} = \frac{\sqrt{2P_j}}{T_p} \int_{t-T_p}^t (s(v+dT_c/2) \cos(2\pi f_j v - 2\pi f_j \hat{\tau} T_c + \phi_0 - \hat{\theta})) dv \quad (2)$$

其中, T_p 为积分时间, $\hat{\theta}$ 为本地载波相位估计. 当 $f_j = k/N_c T_c$, 即单频干扰与伪码的第 k 条谱线重合时, 相关输出处的干扰分量为常数. 此时可以写出其对应的时域表达式^[17]

$$s_{IE_J} = \sqrt{2P_j} |C_k| \cos(-2\pi \hat{\tau} k/N_c - \pi dk/N_c + \phi_0 - \hat{\theta} + \varphi) \quad (3)$$

其中, C_n 表示伪码的第 n 条谱线, $C_n = S_p(n) \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m e^{-j2\pi mn/N_c} / N_c T_c$, $S_p(n)$ 为码片脉冲赋形的频谱, c_m 为伪码序列, $\varphi = \arg(C_k)$.

所以同相支路的积分清洗器输出信号可以表示为

$$s_{IE} = \sqrt{2P} \left[\begin{array}{l} \cos(\hat{\theta} - \varphi_0) R(\tau_0 T_c - \hat{\tau} T_c - \frac{dT_c}{2}) + \\ A_{cw}(k) \cos(-2\pi \hat{\tau} k/N_c - \pi dk/N_c + \phi_0 - \hat{\theta} + \varphi) \end{array} \right] \quad (4)$$

其中, $A_{cw}(k) = \sqrt{P_j/P} |C_k|$, $R(\cdot)$ 为自相关函数, 无限带宽的情况下近似表示为

$$R(x) = \begin{cases} 1 - |x/T_c|, & |x| \leq T_c \\ 0, & x > T_c \end{cases} \quad (5)$$

同理可得正交支路和本地滞后伪码相乘后通过积分清洗器输出的结果, 最终得出采用非相干超前减滞后功率鉴相器输出的表达式. 考虑环路工作在线性范围内, 有

$$D_{EMLP} = 2P \left(\begin{array}{l} 2(2-d)(-\varepsilon) \\ + 2(2-d)A_{cw}(k) \sin(\pi dk/N_c) \\ \sin(\phi_0 - \varphi_0 + \varphi - 2\pi k(\varepsilon + \tau_0)/N_c) - \\ 4A_{cw}(k) \hat{\tau} \cos(\pi dk/N_c) \\ \cos(\phi_0 - \varphi_0 + \varphi - 2\pi(\varepsilon + \tau_0) \hat{\tau}/N_c) \end{array} \right) \quad (6)$$

其中, $\varepsilon = \hat{\tau} - \tau_0$, 表示跟踪误差. 无干扰时, 环路收敛后, $\varepsilon = 0$. 从式(6)中可以看出, 干扰分量的存在会导致鉴别曲线过零点发生偏移, 偏移量的大小反映了干扰对鉴别器曲线的扭曲程度, 与跟踪误差相对应, 即 $D_{EMLP}(\varepsilon) = 0$ 的解.

直接求解 ε 的解析解比较困难. 采用变量替换法^[17], 我们可以求取 ε 的最大值. 令 $\theta = \phi_0 - \varphi_0 + \varphi - 2\pi k(\varepsilon + \tau_0)/N_c$, 注意到干扰相位 ϕ_0 和载波相位 φ_0 是相互独立的变量, 且取值范围都在 $[0, 2\pi]$, 这里让 φ_0 的取值满足 $(-\varphi_0 + \varphi - 2\pi k(\varepsilon + \tau_0)/N_c) \bmod{2\pi} = 0$, 此时可以认为 θ 的取值仅依赖于 ϕ_0 , 与 ε 无关. 故方程 D_{EMLP}

(ε) = 0 可以写成

$$2(2-d)(-\varepsilon) - 4A_{cw}(k) \hat{\tau} \cos(\theta) \cos(\pi dk/N_c) + 2(2-d)A_{cw}(k) \sin(\theta) \sin(\pi dk/N_c) = 0 \quad (7)$$

求解可得

$$\varepsilon = \frac{A_{cw}(k) \sin(\theta) \sin(\pi dk/N_c)}{\left(\frac{2A_{cw}(k)}{(2-d)} \cos(\theta) \cos(\pi dk/N_c) + 1\right)} \quad (8)$$

式(8)中 ε 的大小与 θ 有关. 当 θ 满足 $\partial \varepsilon / \partial \theta = 0$ 时, 可得 ε 的最大值(即最大跟踪误差)

$$\varepsilon_{\text{Max}}(k) = \frac{|A_{cw}(k) \sin(\pi dk/N_c)|}{\sqrt{1 - \left(\frac{2A_{cw}(k) \cos(\pi dk/N_c)}{2-d}\right)^2}} \quad (9)$$

式(9)反映了在一个给定的干扰频率偏移下, 干扰带来的最大跟踪误差. 最大跟踪误差除了与干扰所处的位置(通过 k 反映出来)有关外, 还是码片脉冲赋形, 伪码序列以及相关器间隔的函数. 故可以用式(9)来评价采用不同信号参数的导航信号时, 干扰对跟踪环路的影响. 该结果与导频通道最大码跟踪误差相等, 考虑数据时, 因环路滤波器等的的影响, 偏移量将大于真实的码跟踪误差. 此时仍可用偏移量来评估干扰的影响^[12], 为方便叙述下文统称为跟踪误差.

为了与相干的结果进行对比, 这里将给出采用相干鉴相器时的跟踪误差. 采用相干超前减滞后鉴相器时, 鉴相器的输出可表示为

$$D_{EML} = \sqrt{2P} \left\{ \begin{array}{l} \cos(\hat{\theta} - \varphi_0) [R(\varepsilon T_c - dT_c/2) - \\ R(\varepsilon T_c + dT_c/2)] + A_{cw}(k) \cdot \\ \cos(-2\pi(\tau_0 + \varepsilon)k/N_c + \phi_0 - \\ \hat{\theta} + \varphi - \pi dk/N_c) - \\ \cos(-2\pi(\tau_0 + \varepsilon)k/N_c + \phi_0 \\ - \hat{\theta} + \varphi + \pi dk/N_c) \end{array} \right\} \quad (10)$$

对相干环路而言, 在考虑码跟踪误差时, 一般都忽略载波跟踪的影响^[3,8,18], 即 $\hat{\theta} = \varphi_0$. 此时, 等式(10)可化简为

$$D_{EML}(\varepsilon) = 2\varepsilon + 2A_{cw}(k) \sin(\pi dk/N_c) \cdot \sin(-2\pi(\tau_0 + \varepsilon)k/N_c + \varphi) \quad (11)$$

从式(11)中可导出最大跟踪误差为

$$\varepsilon_{\text{max}}^{EML} = |A_{cw}(k) \sin(\pi dk/N_c)| \quad (12)$$

参考平均多径误差^[3,18]和鉴相曲线过零点的平均偏移^[3,12], 单频干扰下的平均跟踪误差^[17] $\bar{\varepsilon}_{\text{Max}}$ 表示了当干扰频率偏移以 $1/N_c T_c$ 为间隔从 0 变化到 f_j 时, $0 \sim f_j$ 之间所有频率偏移点对应的最大跟踪误差的平均, 表示为^[17]

$$\bar{\varepsilon}_{\text{Max}} = \begin{cases} 0, & k = 0 \\ \frac{1}{N+1} \sum_{k=0}^N \varepsilon_{\text{Max}}(k), & k \geq 1 \end{cases} \quad (13)$$

其中, $N = f_j N_c T_c$. 定义平均跟踪误差是考虑到实际中的干扰可能有不同的频率偏移, 在不同的频率偏移上, 其带来的最大跟踪误差是不同的, 所以将 $0 \sim f_j$ 之间的各频率偏移对应的最大跟踪误差进行平均, 以衡量干扰带来的影响, 其与平均多径误差^[3,18]的意义和作用相同. 这里假设了干扰在 $0 \sim f_j$ 之间均匀分布, 可根据实际干扰的分布类型在式(13)的基础上导出各种情况下平均跟踪误差的计算式.

3 仿真分析和讨论

3.1 不同调制方式、鉴相器类型和相关器间隔对跟踪性能的影响

本节首先选取最具代表性的 BPSK(1) 进行仿真, 以验证上述理论分析的正确性. 在此基础上分析相干和非相干鉴相器的跟踪性能差异, 然后再选取目前卫星导航系统中广泛采用的 BPSK(1), BOC(1,1) 和 MBOC(6,1,1/11) 进行分析对比. 因为本节是分析不同调制方式对跟踪性能的影响, 所以认为这三种信号都采用相同的伪码. 为了更好的进行结果对比, 假设伪码采用 m 序列(采用 Gold 序列会导致伪码的谱线发生起伏^[3], 不利于对比分析, 后面一节会分析不同 Gold 序列的跟踪性能), 码长为 1023, 码速率为 1.023 Mcps, 信号和干扰的功率比为 3dB. 需要注意的是, 对于给定码长的 m 序列, 通过不同初相产生的 m 序列对应的幅度谱是相同的.

BPSK 调制信号的频谱主要集中在低频段, 而 BOC 调制信号的频谱相对于 BPSK 调制信号的频谱而言, 主瓣搬离了中心频率. MBOC(6,1,1/11) 调制信号的频谱和 BOC(1,1) 相似, 由于 MBOC(6,1,1/11) 中包含了 BOC(6,1), 所以在离中心频率 6MHz 的地方会出现一个峰值. 由式(9)可知, 不同功率谱形状的信号具有不同的抗单频干扰能力, 下面将分别进行讨论.

对采用 BPSK(1) 调制的信号而言, $A_{cw}(k)$ 为

$$A_{cw}^{BPSK(1)}(k) = \frac{1}{N_c} \sqrt{\frac{P_i}{P}} \left| \text{sinc}(k\pi/N_c) \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m e^{-j2\pi mk/N_c} \right| \quad (14)$$

同理, 信号采用 BOC(1,1) 和 MBOC(6,1,1/11) 调制时的 $A_{cw}(k)$ 分别为

$$A_{cw}^{BOC(1,1)}(k) = \frac{1}{N_c} \sqrt{\frac{P_i}{P}} \left| \text{sinc}(\pi k/N_c) \tan\left(\frac{\pi k}{2N_c}\right) \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m e^{-j2\pi mk/N_c} \right| \quad (15)$$

$$A_{cw}^{MBOC(1,1)}(k) = \frac{1}{N_c} \sqrt{\frac{P_i}{P}} \left| \text{sinc}\left(\frac{\pi k}{N_c}\right) \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m e^{-j2\pi mk/N_c} \right| \cdot \sqrt{\frac{1}{11} \tan^2\left(\frac{\pi k}{2N_c}\right) + \frac{10}{11} \tan^2\left(\frac{\pi k}{12N_c}\right)} \quad (16)$$

这里以 BPSK 调制信号为例进行验证. 将式(14)带入式(9)中, 可得理论分析结果. 同时通过计算机模拟仿真的手段, 产生干扰信号, 并通过改变干扰的相位以获得鉴别器曲线过零点的最大偏移, 该结果和理论计算的结果如图 2 所示, 其中相关器间隔为 1 个码片.

从图 2 中可以看出, 理论计算的最大跟踪误差和模拟仿真的结果一致, 验证了理论分析的正确性. 因为式(13)的结果是在式(9)的基础上得到的, 只要式(9)的结果正确, 式(13)的结果也是正确的, 这里就不再进行验证了. 下面将直接本文得出的公式来分析.

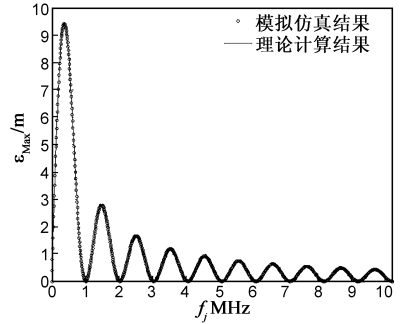
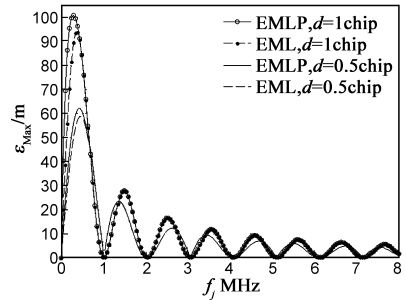
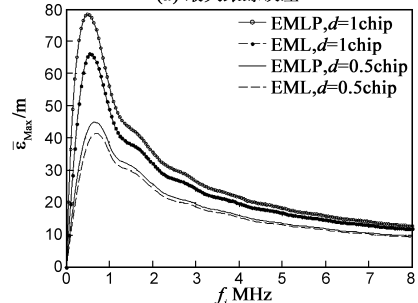


图2 仿真验证理论分析的正确性

在高信干比下, 非相干和相干鉴相器的性能相差不大. 但是在低信干比下时, 二者会表现出一定的差异, 图 3 即为信干比在 -17 dB 时, 采用相干和非相干鉴相器时的最大跟踪误差和平均跟踪误差对比. 观察两图可得: 对非相干鉴相器而言, 减小相关器间隔亦能有效抑制跟踪误差; 相干鉴相器的性能要好于非相干鉴相器的性能, 对比式(9)和式(12)可看出, 非相干鉴别器的误差表达式会除以一个小于 1 的数; 非相干和相干鉴



(a) 最大跟踪误差



(b) 平均跟踪误差

图3 不同相关器间隔下EML和EMLP的性能对比

相器的性能差异在干扰频率偏移为 $R_c/2$ 的附近最为明显,其余部分二者差异减小;非相干和相干鉴相器对应的最大跟踪误差的位置不同.

图4为BOC(1,1)分别采用相干和非相干鉴相器时的误差对比,其与BPSK的区别在于相干和非相干鉴相器性能差异最大的位置出现在干扰频率偏移为 R_c 的附近.MBOC(6,1,1/11)也表现出相同与BOC(1,1)相同的情况.

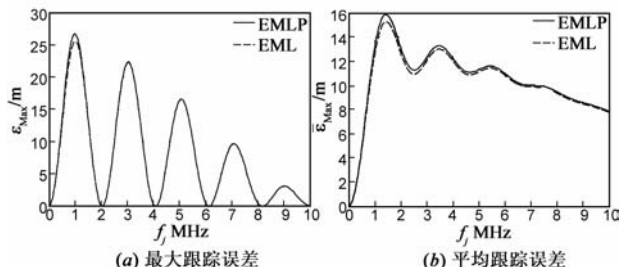


图4 EML和EMLP下BOC(1,1)的跟踪性能对比

下面将对对比分析采用非相干鉴相器时,BPSK(1),BOC(1,1)和MBOC(6,1,1/11)调制的信号的跟踪性能差异.对采用BOC(1,1)和MBOC(6,1,1/11)调制的信号而言,因为副载波的存在,跟踪环路需要采用窄相关技术才能正常工作,所以下面分析中相关器间隔为0.1码片.将式(14),式(15)和式(16)分别带入到式(9)和式(13)中可以得到单频干扰下的BPSK(1),BOC(1,1)和MBOC(6,1,1/11)信号的最大跟踪误差和平均跟踪误差,结果如图5所示.

从图可以看出,随着干扰频率的变化,三种调制方

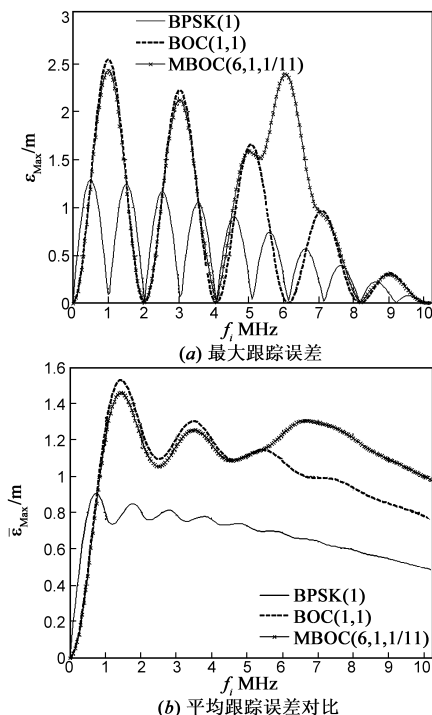


图5 BPSK,BOC和MBOC的性能对比

式下的跟踪误差出现相似的变化.通过对比发现,BPSK调制信号的跟踪性能总体上最好.以位于1MHz内的干扰为例,当干扰频率(为了方便叙述,这里提到的干扰频率是指单频干扰相对于信号中心频率的频率偏离)位于0~500kHz内时,BPSK调制信号的跟踪性能要略差于BOC调制信号;当干扰频率位于500kHz~1MHz内时,BOC调制信号的跟踪误差明显大于BPSK调制信号的跟踪误差.这是因为当干扰频率位于0~500kHz内时,BOC信号的频谱幅度要明显小于BPSK信号的频谱幅度,所以对BPSK调制信号而言,漏过相关处理的谱线幅度要大于BOC调制信号对应的情况,故干扰下BOC调制信号的跟踪性能要差些.同时,注意到跟踪误差的大小主要决定于式(9)的分子,对于采用BOC和BPSK调制的信号而言,其差异在于 $A_{cw}(k)$ 的不同. BOC信号对应的 $A_{cw}(k)$ 比BPSK信号多了 $\tan(\pi k/(2N_c))$ 一项,当干扰频率位于0~500kHz内时, $\tan(\pi k/(2N_c))$ 的值小于1,所以BPSK调制信号的跟踪误差大于BOC调制信号的跟踪误差;当干扰频率位于500kHz~1MHz内时, $\tan(\pi k/(2N_c))$ 的值从1开始逐渐增大,可以明显看出BOC调制信号的跟踪误差快速增大,明显大于BPSK调制信号的跟踪误差,直至在1MHz附近出现最大值.因为 $\tan(\pi k/(2N_c))$ 随着干扰频率的变化呈现出周期性变化,所以跟踪误差呈现出图5(a)所示的类似于周期的变化.

对采用MBOC调制的信号而言,频谱在6MHz附近会出现一个尖峰,所以当干扰位于6MHz附近时,会出现大的跟踪误差(如图5(a)所示).虽然MBOC(6,1,1/11)信号中BOC(6,1)的功率仅占1/11,但此时跟踪误差的大小几乎和干扰在1MHz附近时的情况相当.换句话说,能量分布在频谱高端(相对于有用信号频谱的中心频率而言)的信号受单频干扰的影响更为严重,这是因为码跟踪性能主要取决于伪码频谱中的高频成分^[3].

综合上述分析和对比可得到下面结论:BPSK(1)的抗干扰性能总体上要优于BOC(1,1)和MBOC(6,1,1/11);BPSK(1)的大幅度跟踪误差出现在 f_j 为0.5MHz的基数倍位置,当 f_j 为0.5MHz的偶数倍时,干扰被抑制了;BOC(1,1)的大幅度跟踪误差出现在 f_j 为1MHz的基数倍位置上,当 f_j 为1MHz的偶数倍时,干扰被抑制了;对MBOC(6,1,1/11)而言,除了 f_j 在6MHz附近时会出现明显的跟踪性能下降外,其跟踪性能与BOC(1,1)的跟踪性能相当;采用BOC调制虽然可以提高热噪声下的码跟踪性能,但是当存在单频干扰时,码跟踪性能的下落更大.

3.2 不同伪码对跟踪性能影响

上一节分析了不同调制方式的信号在单频干扰下的跟踪性能,本节将分析GPS 32颗卫星对应的C/A码

的抗单频干扰性能,卫星编号和 C/A 码的对应关系可参见文献[3].因为 C/A 码实为 Gold 码,所以伪码的频谱相对于 sinc 函数呈现出起伏^[3],跟踪误差亦呈现出起伏.故采用 C/A 码时最坏情况下的跟踪误差要大于采用 m 序列时的跟踪误差.

为了对比分析 32 颗卫星对应信号的跟踪性能,这里选取当 f_j 以 $1/N_c T_c$ 为间隔从 0 变化到 f_j^{\max} 时, $\epsilon_{\max}(k)$ 的最大值 ϵ_i 来衡量, ϵ_i 表示为 $\epsilon_i = \max_{k \in [0, f_j^{\max}/N_c T_c]} \{\epsilon_{\max}^i(k)\}$, 其中 i 表示第 i 颗卫星对应的 C/A 码的分析结果.为了和采用 m 序列时的跟踪性能比较,采用相对跟踪误差 ϵ_i^r 来评价,即将 ϵ_i 和采用 m 序列时的 ϵ_m 的比值作为评价指标.其中 ϵ_m 为信号采用信号 m 序列, f_j 以 $1/N_c T_c$ 为间隔从 0 变化到 f_j^{\max} 时, $\epsilon_{\max}^m(k)$ 的最大值,上标 m 表示该误差是采用 m 序列时对应的误差,与 GPS C/A 码区别. ϵ_m 表示为 $\epsilon_m = \max_{k \in [0, f_j^{\max}/N_c T_c]} \{\epsilon_{\max}^m(k)\}$. 在得出最坏情况下的跟踪误差后,可得到最坏情况下跟踪误差对应的谱线,当单频干扰与该条谱线重合的时,最坏情况下的跟踪误差发生.

图 6 给出了 GPS 所有卫星的 C/A 码的相对跟踪误差和该跟踪误差对应的谱线位置(图中三位数数字所示,如第一颗卫星对应的最坏谱线为 466KHz 的谱线).

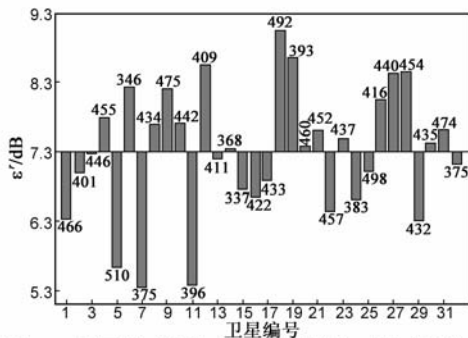


图6 32颗卫星对应的GPS C/A码的相对跟踪误差

从图 6 可以看出,因为不同卫星发射的信号对应的 C/A 码不同,所以跟踪误差不同.通过对比可得,最坏情况下,采用 C/A 码时的跟踪误差比采用 m 序列时的跟踪误差大 7dB 左右.第 6,9,12,18,19,27 和 28 颗卫星对应的 C/A 码的跟踪误差比平均水平大 1dB 左右.也就是说,这些卫星的信号更容易受到单频干扰的影响.而第 1,5,7,11,22 和 29 颗卫星对应的 C/A 码的跟踪误差比平均水平小 1dB 左右.注意到此处的结果与文献[13]中的结果有差异,这是因为文献[13]中的结果是采用相干鉴相器,在相关器间隔为 1 个码片下得出的,当采用非相干鉴相器且相关器间隔减小后,最大跟踪误差出现的位置会有所变化,但是当相关器间隔小于一定程度后,最坏情况下跟踪误差出现的位置将保持不变.而在实际中,为了抑制噪声,通常采用窄相关技术,

所以窄相关下的结果(即本文结果)更能反映实际情况.

目前伪码抗单频干扰性能的评价指标仅关注伪码频谱中的大幅谱线,而忽略了大幅伪码谱线所处位置的影响^[3,14].结合前面分析可知,单频干扰下的伪码跟踪性能不仅与伪码的大幅度谱线有关,还与这些大幅度谱线所处的位置有关.例如,对采用 BOC(1,1)调制的信号而言,单频干扰下,在离中心频率 1MHz 附近出现大幅度谱线的信号的跟踪性能要比在频谱中心附近出现大幅度谱线的信号的性能差.所以,本文的评价指标能更准确反映不同参数的信号在单频干扰下的跟踪性能,可以用于从码族中筛选出具有良好抗干扰性能的伪码序列.

4 结论

本文在干扰为非高斯假设和考虑伪码离散谱线影响的前提下,导出了非带限情况下非相干延迟锁相环的最大跟踪误差,进行了仿真验证,对比了相干和非相干鉴相器的性能,并以最大跟踪误差,平均跟踪误差和相对跟踪误差为指标来评价信号的抗单频干扰性能.文章分别对采用 BPSK(1),BOC(1,1)和 MBOC(6,1,1/11)调制方式的信号的抗单频干扰性能进行了分析和对比,结果表明: $BPSK(1) > BOC(1,1) > MBOC(6,1,1/11)$,即虽然采用 BOC 和 MBOC 等调制方式的信号可以获得比 BPSK 调制信号更好的热噪声下的跟踪精度,但其抗单频干扰的性能不如 BPSK 调制信号;采用非相干鉴相器时的性能与相干鉴相器的性能相当,二者差异在低信干比下才明显,且性能差异出现的位置和信号的信号体制有关;接收机设计时采用窄相关技术可以减小干扰的影响,在不增加额外抗干扰设备(如滤波,阵列天线等)的前提下有效减小了干扰的影响;部分 GPS 卫星 C/A 码的抗单频干扰性能要明显大于平均水平.

参考文献

- [1] 梁坤,王剑,施浒立.高灵敏度 GPS 接收机中的互相关减轻算法研究[J].电子学报,2008,36(6):1098-1102.
Liang Kun, Wang Jian, Shi Huli. Study on GPS cross-correlation mitigation techniques in high sensitivity GPS receivers[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(6): 1098-1102. (in Chinese)
- [2] Misra P, Enge P. Global Positioning System: Signals, Measurements and Performance [M]. Lincoln, MA: Ganga-Jamuna Press, 2006.
- [3] Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS: Principles and Applications[M]. Norwood, MA: Artech House, 2006.

- [4] 郭黎利, 殷复莲, 卢满宏. DSSS/CDMA 系统窄带干扰抑制技术概述[J]. 电子学报, 2009, 37(10): 2248 – 2257.
Guo Lili, Yin Fulian, Lu Manhong. Overview on NBI suppression of DSSS/CDMA systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(10): 2248 – 2257. (in Chinese)
- [5] Balaei A T, Dempster A G. A statistical inference technique for GPS interference detection[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): 1499 – 1511.
- [6] Borio D. GNSS acquisition in the presence of continuous wave interference[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(1): 47 – 60.
- [7] Karsi M F, Lindsey W C. Effects of CW interference on phase-locked loop performance[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(5): 886 – 896.
- [8] Betz J W. Effect of narrowband interference on GPS code tracking accuracy[A]. Institute of Navigation National Technical Meeting 2000 [C]. Washington: Institute of Navigation, 2000. 16 – 27.
- [9] Betz J W, Kolodziejcki 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.
- [10] Soualle F, Burger T B. Impact of Galileo spreading code selection and data rate onto navigation signal Interference[A]. Institute of Navigation GPS/GNSS 2003 [C]. Washington: Institute of Navigation, 2003. 1035 – 1043.
- [11] 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.
- [12] Motella B, Savasta S, Margaria D, et al. An interference impact assessment model for GNSS signals[A]. Institute of Navigation GNSS 21st ITM [C]. Washington: Institute of Navigation, 2008. 900 – 908.
- [13] 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 Xiulin, Liu Yuqi, Ran Yihang, et al. Tracking performance evaluation of GNSS signals in CW interference[J]. Journal of Huazhong University of Science & Technology (Natural Science Edition), 2010, 38(8): 5 – 8. (in Chinese)
- [14] Burger T. Selected signal analysis results for Galileo[A]. Institute of Navigation GPS 2001 [C]. Washington: Institute of Navigation, 2001. 1291 – 1303.
- [15] Avila-Rodriguez J A, Hein G W, Wallner S, et al. The MBOC modulation: the final touch to the Galileo frequency and signal plan[J]. Journal of the Institute of Navigation, 2008, 55(1): 15 – 28.
- [16] Betz J W, Kolodziejcki K R. Extended theory of early-late code tracking for a bandlimited GPS receiver[J]. Journal of the Institute of Navigation, 2000, 43(3): 211 – 226.
- [17] Liu Y. Code Tracking Performance Analysis of GNSS Signal in the Presence of CW Interference[DB/OL]. <http://dx.doi.org/10.1016/j.sigpro.2010.09.022>, 2010 – 09.
- [18] Liu L, Amin M G. Tracking performance and average error analysis of GPS discriminators in multipath [J]. Signal processing, 2009, 89(6): 1224 – 1239.

作者简介



刘禹圻 男, 1983 年生于四川叙永. 华中科技大学电子与信息工程系博士研究生. 研究方向为卫星导航接收机设计, 卫星导航信号体制和飞行器自主定位.
E-mail: yuqilau@gmail.com



胡修林 男, 1945 年生于河南滑县. 华中科技大学教授, 博士生导师. 研究方向为卫星导航相关技术、通信理论、通信系统、多媒体通信、计算机网络与语音信号分析.

冉一航 女, 1984 年生于重庆武隆, 华中科技大学电子与信息工程系博士研究生, 研究方向为卫星导航信号体制设计和导航系统频率兼容性研究.

柯 ■ 男, 1982 年生于江西九江, 华中科技大学电子与信息工程系博士研究生, 研究方向为卫星导航接收机设计和飞行器自主定位.