doi:10.11887/j.cn.201704014　　http://journal.nudt.edu.cn

等效载噪比评估全球导航卫星系统接收机误码率的适应性分析*

李　建,聂俊伟,陈华明,王飞雪
(国防科技大学 电子科学与工程学院,湖南 长沙　410073)

摘　要:等效载噪比是全球导航卫星系统接收机捕获、数据解调和跟踪性能的重要指标。近年来,研究人员取得大量以等效载噪比为指标的干扰影响分析研究成果,但鲜有等效载噪比适应性分析。为此,展开等效载噪比适应性研究。在推导单频干扰下接收机等效载噪比和误码率模型基础上,得出特定条件下等效载噪比评估数据解调性能失效的结论。同时,深入分析等效载噪比失效的机理,给出等效载噪比指标的适用条件。仿真实验验证了理论分析的正确性。

关键词:全球导航卫星系统;信干噪比;误码率
中图分类号:TN95　　**文献标志码**:A　　**文章编号**:1001-2486(2017)04-092-07

Limits analysis of effective carrier-to-noise ratio in evaluating bit error ratio of global navigation satellite system receiver

LI Jian, *NIE Junwei*, *CHEN Huaming*, *WANG Feixue*
(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Effective C/N_0 (carrier-to-noise ratio) is an important index of GNSS (global navigation satellite system) receiver data demodulation and tracking performance. During past years, analysis of interferences effects on effective C/N_0 have been put forward. However, effective C/N_0 limits analysis hasn't been presented. Thus, effective C/N_0 limits were analyzed. The theory model of effective C/N_0 and BER (bit error ratio) were derived in the presence of CWI (continuous wave interference), and results show that effective C/N_0 fails to evaluate data demodulation performance under specific condition. Then, the mechanism of effective C/N_0 malfunction was elaborated and the application condition of effective C/N_0 was presented. Finally, theory analysis is verified by simulations.

Key words: global navigation satellite system; signal-to-interference-plus-noise ratio; bit error ratio

等效载噪比是评估干扰对捕获、载波跟踪和数据解调影响的重要指标。Betz 等深入分析具有高斯特性的窄带干扰对等效载噪比的影响,取得了大量有价值的研究成果[1-5]。Bek 等得到脉冲干扰下全球定位系统(Global Position System, GPS)L1 频段的粗捕(Coarse Acquisition, C/A)码信号的等效载噪比解析表达式[6]。Motalla 建立干扰对接收机性能影响的评价方法[7]。Balaei 指出单频干扰没有带宽,分析其引起的等效载噪比损耗时必须考虑导航信号功率谱的线谱特性,不能像分析窄带干扰时将伪码包络的功率谱作为导航信号的功率谱。在重新推导导航信号功率谱的基础上,文献[8]和文献[9]得出单频干扰引起的等效载噪比损耗,并指出由于不同伪码最大谱线位置和功率不同,对不同 C/A 码的卫星信号,相同的单频干扰引起的等效载噪比损耗不同。

上述研究的关注点均在如何分析不同类型干扰对接收机等效载噪比影响上,没有涉及等效载噪比的局限性分析,即等效载噪比是否对所有场景的所有干扰均能有效评估。为此,从等效载噪比定义出发,以单频干扰为例,推导出单频干扰下的等效载噪比和数据解调误码率的理论模型,得出一定条件下等效载噪比无法有效评估数据解调性能的结论。在此基础上,指出等效载噪比失效的原因,得出其适用条件。

1　载波跟踪环与信号模型

等效载噪比评估的是接收机载波跟踪环中相关器输出信号的载噪比。因此有必要介绍载波跟踪环路的工作流程。图 1 为载波跟踪环示意图,接收的中频接收信号如下:

* **收稿日期**:2016-03-06
基金项目:青年科学基金资助项目(61403413)
作者简介:李建(1988—),男,四川成都人,博士研究生,E-mail:kleesword@163.com;
王飞雪(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:wangfeixue_nnc@163.com

$$x_{\mathrm{IF}}(t)=s(t)+l(t)+n(t) \tag{1}$$

其中,$s(t)$为卫星信号,$l(t)$为干扰信号,$n(t)$是零均值、方差为 σ^2 的高斯白噪声,即 $n(t)\sim N(0,1)$。

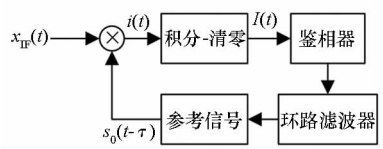


图 1　载波跟踪环示意图

Fig. 1　Carrier tracking loop flow chart

中频信号 $x_{\mathrm{IF}}(t)$ 与本地参考信号 $s_0(t-\tau)$ 相乘剥离载波和伪码得到基带信号 $i(t)$。对基带信号 $i(t)$ 进行积分 - 清零(有低通滤波与降采样功能),得到 $I(t)$。对 $I(t)$ 进行鉴相和环路滤波输出误差修正量以修正参考信号的载波相位和码相位,保持载波环对导航信号的跟踪。参考信号未完全跟踪上导航信号 $s(t)$ 时,积分 - 清零后结果如式(2)所示。

$$\begin{aligned}I(\theta,\tau)&=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta}x_{\mathrm{IF}}(t)s_0^*(t-\tau)\,\mathrm{d}t\\&=\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta}[s(t)+l(t)+n(t)]s_0^*(t-\tau)\,\mathrm{d}t\\&=I_{ss}(\theta,\tau)+I_{sl}(\theta,\tau)+I_{sn}(\theta,\tau)\end{aligned} \tag{2}$$

其中,$s_0(t)$是单位化的导航信号本地复制信号,θ 和 τ 分别表示本地参考信号的载波相位误差、伪码时延,T 为积分 - 清零器的积分时长。$I_{ss}(\theta,\tau)$,$I_{sl}(\theta,\tau)$和 $I_{sn}(\theta,\tau)$分别代表导航信号、干扰以及噪声的相关器输出结果。

2　等效载噪比与误码率关系分析

2.1　等效载噪比与误码率成反比

等效载噪比的估计按相关器的类型可分为相干输出和非相干输出两种。两种方式的等效载噪比估计模型一致[2]。因此,这里以相干输出方式的等效载噪比为代表进行分析。相干输出等效载噪比源于相干输出信干噪比(Signal-to-Noise-plus-Interference Ratio, SNIR),其定义如下[2]:

$$SNIR=\frac{|E\{I_r(\theta,\tau)\}|^2}{VAR\{I_r(\theta,\tau)\}} \tag{3}$$

其中,$I_r(\theta,\tau)=\Re\{I(\theta,\tau)\}$,$\Re\{\cdot\}$ 为取实部。首先计算 $E\{I_r(\theta,\tau)\}$。

$$\begin{aligned}E\{I_r(\theta,\tau)\}&=\frac{1}{2}E\{I(\theta,\tau)+I^*(\theta,\tau)\}\\&=\frac{1}{2}E\{I_{ss}(\theta,\tau)+I_{ss}^*(\theta,\tau)\}+\frac{1}{2}E\{I_{sl}(\theta,\tau)+I_{sl}^*(\theta,\tau)\}+\\&\quad\frac{1}{2}E\{I_{sn}(\theta,\tau)+I_{sn}^*(\theta,\tau)\}\end{aligned} \tag{4}$$

文献[2]中推导的是高斯窄带干扰下的等效载噪比,故干扰、噪声和参考信号不相关,则:

$$\begin{aligned}E\{I_r(\theta,\tau)\}&=\frac{1}{2}E\{I_{ss}(\theta,\tau)+I_{ss}^*(\theta,\tau)\}\\&=\frac{1}{2T}\int_{-T/2}^{T/2}[\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta}s(t)s_0^*(t-\tau)+\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}s^*(t)s_0(t-\tau)]\,\mathrm{d}t\\&=\sqrt{C_s}\Re\{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}\int_{-\beta/2}^{\beta/2}G_s(f)H_T(f)H_R(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f\tau}\,\mathrm{d}f\}\\&\approx\sqrt{C_s}\Re\{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}\int_{-\beta/2}^{\beta/2}G_s(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f\tau}\,\mathrm{d}f\}\end{aligned} \tag{5}$$

其中,C_s 为信号的功率,β 为接收机处理带宽,$G_s(f)$ 为单位化的信号功率谱密度函数。带内发射传输函数 $H_T(f)$ 和接收传输函数 $H_R(f)$ 近似为 1,可忽略其影响。则 $I_r(\theta,\tau)$ 的总功率为:

$$\begin{aligned}E\{|I_r(\theta,\tau)|^2\}&=C_s\Re\{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}\int_{-\beta/2}^{\beta/2}G_s(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f\tau}\,\mathrm{d}f\}^2+\\&\quad\frac{1}{2T}\int_{-\beta/2}^{\beta/2}[N_0+C_lG_l(f)]\,\mathrm{d}f\end{aligned} \tag{6}$$

其中,N_0 为噪声功率谱密度,C_l 为干扰功率,$G_l(f)$ 为单位化的干扰功率谱密度函数。则 $I_r(\theta,\tau)$ 方差为:

$$\begin{aligned}VAR\{I_r(\theta,\tau)\}&=E\{|I_r(\theta,\tau)|^2\}-E^2\{|I_r(\theta,\tau)|\}\\&=\frac{1}{2T}\int_{-\beta/2}^{\beta/2}[N_0+C_lG_l(f)]G_s(f)\,\mathrm{d}f\end{aligned} \tag{7}$$

将式(5)和式(7)代入式(3)可得 $SNIR$[2] 为:

$$SNIR=\frac{2TC_s\Re\{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}\int_{-\beta/2}^{\beta/2}G_s(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f\tau}\,\mathrm{d}f\}^2}{\int_{-\beta/2}^{\beta/2}[N_0+C_lG_l(f)]G_s(f)\,\mathrm{d}f} \tag{8}$$

当环路处于跟踪状态,即 $\theta=0$、$\tau=0$ 时 $SNIR$ 获得最大值。

$$\begin{aligned}SNIR&=\frac{2TC_s[\int_{-\beta/2}^{\beta/2}G_s(f)\,\mathrm{d}f]^2}{\int_{-\beta/2}^{\beta/2}[N_0+C_lG_l(f)]G_s(f)\,\mathrm{d}f}\\&=2T(C/N_0)_{\mathrm{eff}}\int_{-\beta/2}^{\beta/2}G_s(f)\,\mathrm{d}f\\&\approx\frac{C_s}{\sigma_n^2+\sigma_l^2}\end{aligned} \tag{9}$$

其中,$\sigma_n^2=N_0/2T$ 为相关器输出的噪声功率。相关器输出的干扰功率为:

$$\sigma_l^2=\frac{C_l}{2T}\int_{-\beta/2}^{\beta/2}G_l(f)G_s(f)\,\mathrm{d}f \tag{10}$$

相关后等效噪声功率 $\sigma_{\mathrm{eff}}^2=(\sigma_n^2+\sigma_l^2)$,相关器输出的干扰功率 σ_l^2 被等效为噪声功率增量。此时,积分 - 清零后的 I 支路信号可近似为:

$$I_r(t_T)=D(t_T)\sqrt{C_s}+n_I(t_T) \tag{11}$$

其中，$D(t_T)$ 为导航信号数据，等效噪声 $n_I(t_T)$ 近似为零均值、方差为 σ_{eff}^2 的高斯噪声，即 $n(t_T) \sim (0,\sigma_{\text{eff}}^2)$。图 2 给出 $D(t_T)<0$ 时，无干扰和有干扰条件下 I 支路信号的概率分布。从图中可知，相关器输出的干扰不会改变信号的均值，只引起信号方差增大，导致误码率增大（图中阴影部分）。此时，经过相关器后的干扰功率 σ_I^2 全部转化为等效噪声功率。设接收机中判决门限为 0，则其误码率为：

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2}P(1/0)+\frac{1}{2}P(0/1) \\ &= Q(\sqrt{C_s}/\sigma_{\text{eff}}) \\ &= Q[\sqrt{2T(C/N_0)_{\text{eff}}}] \end{aligned} \tag{12}$$

其中，$P(1/0)$ 为发 0 收 1 的概率，$P(0/1)$ 为发 1 收 0 的概率，$Q(\cdot)$ 为右尾概率函数[10]。根据式(12)的理论模型，图 3 给出 $T=1$ ms 的数据解调误码率随等效载噪比变化的数值计算结果。由图可知，等效载噪比与误码率成反比，即等效载噪比越高，数据解调的误码越少。

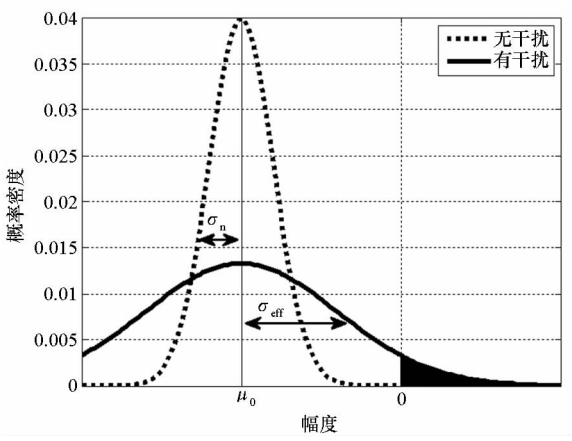


图 2 I 支路信号概率分布图

Fig. 2 Probability distribution of I branch

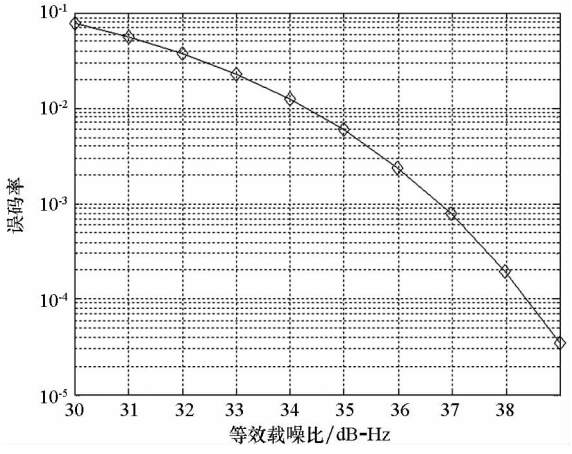


图 3 误码率随等效载噪比变化曲线

Fig. 3 Effective C/N_0 versus BER

2.2 等效载噪比与误码率成正比

文献[2]中的等效载噪比模型推导的前提是干扰经过相关器后所有功率均用于增加等效噪底，即式(4)中 $E\{\Re\{I_{sl}(\theta,\tau)\}\}$ 为零，相关器输出信号概率分布如图 2 所示。在文献[2]中高斯窄带干扰能够满足该条件，但并非所有干扰均满足该条件。一旦式(4)中的干扰相关器输出 $I_{sl}(\theta,\tau)$ 均值不为零，则式(9)将不成立。

这里以单频干扰（典型的非高斯干扰）为例进行分析。干扰经过相关器输出为：

$$\begin{aligned} \Re\{I_{sl}(\theta,\tau)\} &= \Re\left\{\frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} e^{-j\theta} l(t) s_0^*(t-\tau)\,dt\right\} \\ &= \frac{\sqrt{C_l}}{T}\int_{-T/2}^{T/2} e^{j(2\pi f_\Delta t+\theta_\Delta)} c(t-\tau)\,dt \end{aligned} \tag{13}$$

其中，f_Δ 和 θ_Δ 分别为干扰和信号的频率差、初相差，$c(t)$ 为信号伪码。积分可视作截止频率为 $1/T$ 的低通滤波，即 $\Re\{I_{sl}(\theta,\tau)\}$ 是频移 f_Δ 的 $c(t-\tau)$ 的低通滤波结果。导航信号 C/A 码的频谱是线谱，线谱间隔为 $1/T_c$，T_c 为伪码重复周期。C/A 码线谱可建模为频率不同的若干单频信号的混合信号[11]。因此，当单频干扰恰与 C/A 码谱线重合时，经过低通滤波后 $\Re\{I_{sl}(\theta,\tau)\}$ 会生成非零均值的信号。需要注意的是，干扰经过相关器后产生的非零均值信号并不能像模拟数字转换器（Analog to Digital Converter，ADC）等器件中的零漂可采用隔直电路或者采用集成电路减掉均值的方法去除。干扰经过相关器产生的非零均值信号会和信号经过相关器的直流（跟踪后的 I 支路信号）相耦合，无法消除。

干扰经过相关器生成的直流分量通常不会引起锁相环失锁，只会引起参考信号的相位变化，不会改变载波跟踪环对导航信号的锁定状态。此时，I 支路输出可建模为：

$$\begin{aligned} &\Re\{I(\theta,\tau)\} \\ &= \begin{cases} \beta\sqrt{C_l}+\alpha_+\sqrt{C_s}+I_{sn}(t_T), D(t_T)>0 \\ \beta\sqrt{C_l}-\alpha_-\sqrt{C_s}+I_{sn}(t_T), D(t_T)<0 \end{cases} \end{aligned} \tag{14}$$

其中：α_+ 和 α_- 分别代表由于参考信号与导航信号不匹配时引起的衰减因子；β 为经过相关器后干扰功率的衰减因子，它和干扰的频率有关；$I_{sn}(t_T)$ 为噪声的相关器输出，$I_{sn}(t_T) \sim (0,\sigma_n^2)$。图 4 给出 $D(t_T)<0$ 时的 I 支路信号概率分布。图中的 μ_{eff} 定义为：

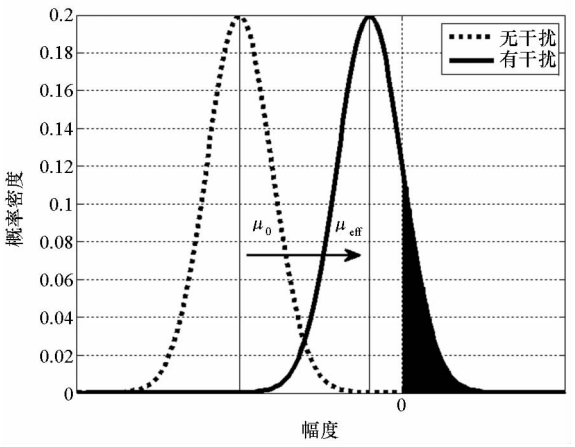


图 4　I 支路信号概率分布图

Fig. 4　Probability distribution of I branch

$$\mu_{\text{eff}} = E\{\Re\{I(\theta,\tau)\}\} = \begin{cases} \beta\sqrt{C_l} + \alpha_+\sqrt{C_s}, D(t_T) > 0 \\ \beta\sqrt{C_l} - \alpha_-\sqrt{C_s}, D(t_T) < 0 \end{cases} \tag{15}$$

由图 4 可知,经过相关器的干扰导致信号均值增大向零靠近,虽然信号的方差没有变化,但均值的改变同样导致误码率增大(图中阴影部分)。由图 2 和图 4 对比可知,无论干扰改变信号均值还是方差都可能引起数据解调误码率的增加。按照等效 C/N_0 定义,即:

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{\text{eff}} = \begin{cases} (\beta\sqrt{C_l} + \alpha_+\sqrt{C_s})^2/N_0, D(t_T) > 0 \\ (\beta\sqrt{C_l} - \alpha_-\sqrt{C_s})^2/N_0, D(t_T) > 0 \end{cases} \tag{16}$$

此时误码率为:

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2}P(0/1) + \frac{1}{2}P(1/0) \\ &= \frac{1}{2}Q[(\alpha_+\sqrt{C_s} + \beta\sqrt{C_l})/\sigma_n] + \\ &\quad \frac{1}{2}Q[(\alpha_-\sqrt{C_s} - \beta\sqrt{C_l})/\sigma_n] \end{aligned} \tag{17}$$

当 $\alpha_-\sqrt{C_s} > \beta\sqrt{C_l}$ 时,将等效载噪比代入可得:

$$P_e = \frac{1}{2}Q[\sqrt{2T(C/N_0)_{\text{eff}}^{+}}] + \frac{1}{2}Q[\sqrt{2T(C/N_0)_{\text{eff}}^{-}}] \tag{18}$$

当 $\alpha_-\sqrt{C_s} < \beta\sqrt{C_l}$ 时,将等效载噪比代入可得:

$$P_e = \frac{1}{2}Q[\sqrt{2T(C/N_0)_{\text{eff}}^{+}}] + \frac{1}{2}Q[-\sqrt{2T(C/N_0)_{\text{eff}}^{-}}] \tag{19}$$

通常通过相关器的干扰功率会大于信号功率,即 $(C/N_0)_{\text{eff}}^{+} > (C/N_0)_{\text{eff}}^{-}$,式(18)和式(19)中的误码率受 $P(1/0)$ 影响更大。图 5 给出 $\alpha_-\sqrt{C_s} < \beta\sqrt{C_l}$ 时 $P(1/0)$ 随 $(C/N_0)_{\text{eff}}^{-}$ 的变化曲线。

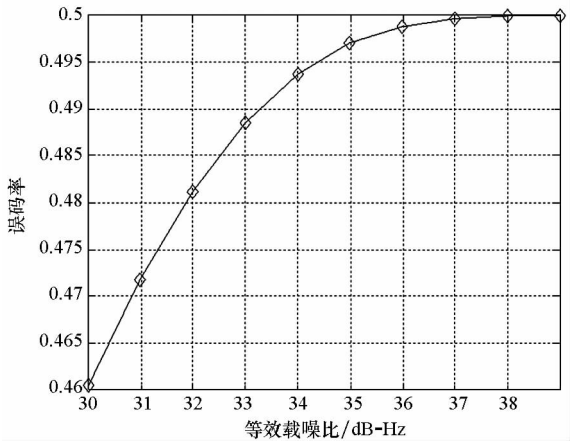


图 5　误码率随等效载噪比变化曲线

Fig. 5　Effective C/N_0 versus BER

由图 5 可知,此时随着 $(C/N_0)_{\text{eff}}^{-}$ 的增大,误码率不断增大。当 C_l 增大至 $\alpha_-\sqrt{C_s} = \beta\sqrt{C_l}$ 时,$P(1/0) = 50\%$;当 C_l 远大于信号功率时,信号功率可忽略,则:

$$\begin{cases} (C/N_0)_{\text{eff}} \approx \beta^2 C_l/N_0 \\ P_e \approx \frac{1}{2}Q[\sqrt{2T(C/N_0)_{\text{eff}}}] + \\ \qquad \frac{1}{2}Q[-\sqrt{2T(C/N_0)_{\text{eff}}}] \\ \qquad \approx 50\% \end{cases} \tag{20}$$

此时,等效载噪比增加将不会引起误码率的变化。此时,等效 C/N_0 模型已经违背了其设计初衷,已经无法正确地评估干扰对接收机数据解调性能的影响。

对比 2.2 节和 2.1 节的分析可知,等效 C/N_0 只能正确评估相关器输出均值为零的干扰对数据解调误码率的影响,即必须满足式(5)。这也是文献[2]推导等效载噪比模型时,设定的前提。此时,干扰只改变 I 支路信号的方差,不会改变其均值,如图 2 所示。该模型对许多干扰都适用,如高斯干扰。一定条件下,对非高斯干扰,该模型同样成立。例如,当单频干扰功率较小且频率不与 C/A 码线谱重合时,等效载噪比仍能够正确评价其对误码率的影响[8]。但并非所有干扰都满足式(5)。一旦经过相关器的干扰产生直流,将改变信号的均值,如图 4 所示。此时,等效载噪比无法正确评估干扰对数据解调性能的影响。导致该结果的根本原因是本地复制伪码的线谱特性。推广开来,若要判断等效载噪比能否正确评估某类

干扰对数据解调性能的影响，只需检测干扰经过相关器后是否满足均值为零。若为零，则等效载噪比有效；若不为零，则可能失效。

此外，即便经过相关器后干扰均值为零，实际接收机给出的等效载噪比估计也可能与真实的数据解调性能不相符。仍以单频信号为例。当单频干扰与本地复制的伪码谱线不重合时，其经过相关器后会生成单频信号。当该单频信号的功率足够强时，载波跟踪环路可能跟踪上该单频信号。此时，导航信号和噪声将一起构成等效噪声，接收机给出的等效载噪比估计实质为等效干噪比。但因该情况接收机已经无法成功跟踪导航信号，与等效 C/N_0 的定义不符，这里不把它归为等效 C/N_0 失效。这在实际接收机中是可能发生的，需要引起重视。

3　仿真分析

为验证本文的理论分析，特进行如下仿真实验。仿真条件设置如下：导航信号为 GPS 信号，采用 6 号卫星 C/A 码，码速率为 1.023 Mcps，导航数据比特率为 50 Hz，中频频率为 9.548 MHz，载噪比为 50 dB-Hz，采样频率为 38.192 MHz。

干扰分别采用单频干扰和高斯窄带干扰。因伪码的最高幅度谱线位于 227 kHz 处[12]，故单频干扰的频率设置为与载波频差 227 kHz。高斯窄带干扰带宽为 200 kHz。因中心频率与载波重合的高斯窄带干扰能获得最佳干扰效果，故高斯窄带的中心频率为 9.548 MHz。干信比均设置为 50 dBc。

积分时长为 1 ms，码跟踪环路噪声带宽为 2 Hz、早 – 迟间隔为 0.5 码片，阻尼系数为 0.7。载波环路噪声带宽为 25 Hz，阻尼系数为 0.7。其他参数设置详见文献[13]。

3.1　相关器输出

图 6 ~ 8 分别给出无干扰、受干信比为50 dBc 的高斯窄带干扰和单频干扰时，相关器 I 支路输出结果。

对比图 6 和图 7 结果可知，高斯窄带干扰混入相关器后，I 支路信号幅度仍是以 ±0.05 为基准上下波动，但幅度波动的方差明显大于无干扰时。这表明，高斯窄带干扰只改变 I 支路的方差，未改变信号的均值。混入相关器后的高斯窄带可等效为热噪声，如式(11)所描述。图 7 估计的等效载噪比会低于图 6，而误码率会高于图 6。这符合等效载噪比在衡量数据解调时的功能。

对比图 6 和图 8 结果可知，单频干扰混入相关器后，I 支路信号幅度分别以 1.35 和 1.43 为基准上下波动，但幅度波动的方差与无干扰时基本相当。单频干扰混入相关器后，改变了 I 支路信号的均值。此时，混入相关器后的干扰不能再等效为热噪声，如式(15)所描述。图 8 估计的等效载噪比会高于图 6，而误码率也明显高于图 6。此时，等效载噪比已无法正确评估数据解调性能，如式(20)所示。

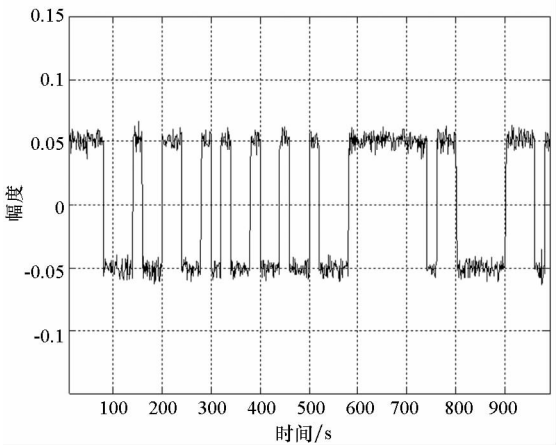


图 6　无干扰时 I 支路输出

Fig. 6　I branch outputs without interference

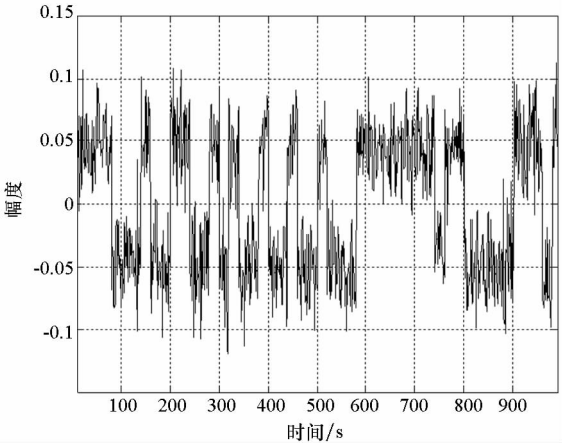


图 7　高斯窄带干扰下 I 支路输出

Fig. 7　I branch outputs under narrow band interference

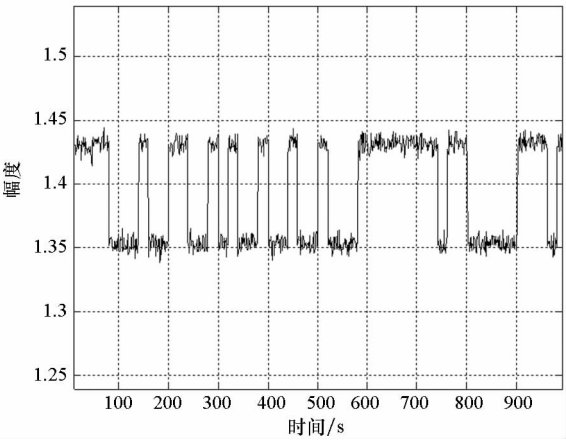


图 8　单频干扰下 I 支路输出

Fig. 8　I branch outputs under CWI

3.2　等效载噪比与误码率

图 6 ~ 12 分别给出高斯窄带干扰和单频干扰下等效载噪比和误码率估计结果。干信比范围为 50 ~ 58 dBc,步进为 1 dB。数据观测时长为 20 s。积分时长为 1 ms,则相关器输出有 20 000 个数据用于统计误码率。仿真实验中载噪比估计公式如下:

$$(C_s/N_0)_{\text{eff}} = E\left\{\frac{E^2\{I_{sim}(k)\}}{VAR\{I_{sim}(k)\}}, k\in[lM+1,(l+1)M]\right\} \tag{21}$$

其中,$I_{sim}(k)$为仿真实验中 I 支路信号,M 为单个导航数据包含的 I 支路信号点数,l 为导航数据序号。$E\{\cdot\}$和 $VAR\{\cdot\}$分别为求均值和方差。

图 9 为不同干信比高斯干扰下等效载噪比的估计值。由图可知,在高斯窄带干扰下,信号的等效载噪比随干信比增大而减小。图 10 中仿真结果为不同干信比下误码率统计结果,将图 9 的等效载噪比估计结果代入式(12)得到理论计算结果。图中理论计算误码率和仿真统计得到的误码率基本一致,但存在一定的误差。原因是等效载噪比估计存在一定的误差。以图 9 中等效载噪比 37.23 dB-Hz 和 36.14 dB-Hz 为例,其对应的理论误码率分别为 5.7E－4 和 2.1E－3。等效载噪比相差 1 dB,对应的误码率误差接近 1 个数量级。结合图 9 和图 10 可知,高斯干扰下误码率随等效载噪比的增大而减小。此时等效载噪比能够正确评价高斯干扰对数据解调性能造成的影响。这和 2.1 节的理论分析是一致的。

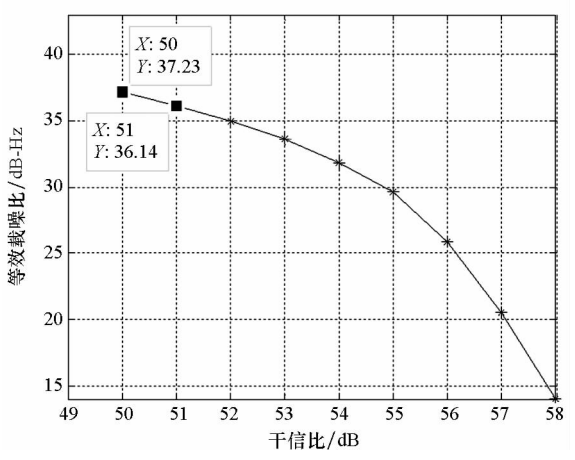


图 9　高斯干扰下等效载噪比估计

Fig. 9　Effective C/N_0 estimation under narrow band interference

图 11 为不同干信比单频下等效载噪比的估计值。由图可知,在单频干扰下,信号的等效载噪比随干信比的增大而增大,如式(20)所示。图 12 中仿真结果为不同干信比下误码率统计结果,将图 11 的等效载噪比估计结果代入式(20)得到理论计算结果。图中理论计算误码率和仿真统计得到的误码率一致,证明式(20)的正确性。结合图 11和图 12 可知,单频干扰下等效载噪比不断增大,但误码率一直维持在 50%。该场景下等效载噪比不能正确评价单频干扰对数据解调性能造成的影响,验证 2.2 节理论分析的正确性。

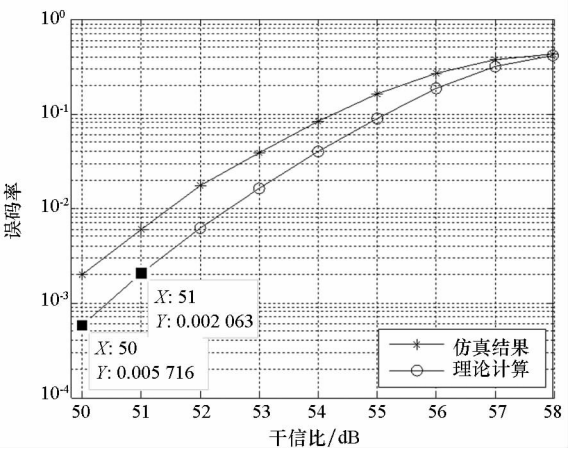


图 10　高斯干扰下误码率

Fig. 10　BER estimation under narrow band interference

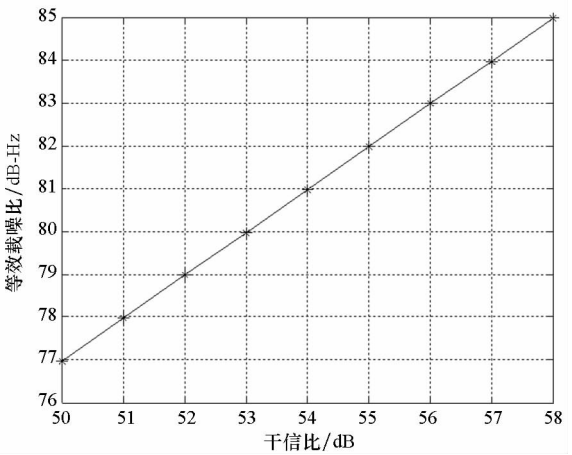


图 11　单频干扰下等效载噪比估计

Fig. 11　Effective C/N_0 estimation under CWI

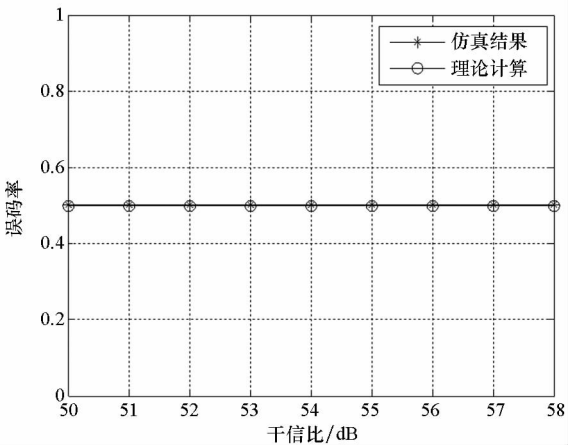


图 12　单频干扰下误码率

Fig. 12　BER estimation under CWI

4 结论

从等效载噪比定义出发,以单频干扰为例,从理论上分析等效载噪比在评估接收机数据解调性能时存在的局限性。具体指当干扰通过相关器输出产生非零均值信号时,等效载噪比指标可能失效。并仿真对比了高斯窄带干扰和单频干扰下接收机的等效载噪比和误码率估计结果,验证了理论分析的正确性。

参考文献(References)

[1] Betz J W. Effect of partial-band interference on receiver estimation of CN_0 theory [C]//Proceedings of National Technology Meeting of Institute of Navigation, 2001: 16 - 27.

[2] Betz J W. Effect of narrowband interference on GPS code tracking accuracy [R]. The MITRE Corporation, 2000: 716 - 723.

[3] Betz J W. Generalized theory of code tracking with an early-late discriminator part 1: lower bound and coherent processing [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): 1538 - 1550.

[4] Betz J W. Generalized theory of code tracking with an early-late discriminator part 2: non-coherent processing and numerical results [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): 1551 - 1564.

[5] Zhang J, Lohan E S. Effect of narrowband interference on Galileo E1 signal receiver performance [J]. International Journal of Navigation, 2011(3): 511 - 523.

[6] Bek M K, Shaheen E M, Elgamel S A. Mathematical analyses of pulse interference signal on post-correlation carrier-to-noise ratio for the global positioning system receivers [J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2015, 9(3): 266 - 275.

[7] Motella B, Savasta S, Margaria D, et al. Method for assessing the interference impact on GNSS receivers [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(2): 1416 - 1432.

[8] 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.

[9] Jang J, Paonni M, Eissfeller B. CW interference effects on tracking performance of GNSS receivers [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(1): 243 - 258.

[10] Kay S M. 统计信号处理基础:估计与检测理论[M]. 罗鹏飞, 译. 北京:电子工业出版社, 2011: 470 - 471.
Kay S M. Fundamentals of statistical signal processing: estimation theory and detection theory [M]. Translated by LUO Pengfei. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2011: 470 - 471. (in Chinese)

[11] Bek M K, Shaheen E M, Elgamel S A. Mathematical analyses of pulse interference signal on post-correlation carrier-to-noise ratio for the global positioning system receivers [J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2015, 9(3): 266 - 275.

[12] Kaplane E D. GPS 原理与应用 [M]. 寇艳红, 译. 北京: 电子工业出版社, 2007: 202 - 203.
Kaplane E D. Understanding GPS principles and applications[M]. Translated by KOU Yanhong. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2007: 202 - 203. (in Chinese)

[13] Borre K, Akos D M, Bertelsen N, et al. A soft-defined GPS and Galileo receiver [M]. Boston, US: Birkhauser, 2007.