

一种 GNSS 系统非白干扰的白化分析方法

张祥莉^{1,2}, 胡修林¹, 唐祖平¹

(1. 华中科技大学电信系, 武汉 430074; 2. 中国地质大学机电学院, 武汉 430074)

摘要: 提出了一种系统的非白干扰白化分析方法。该方法通过相应的白化系数, 将非白干扰转换成等效的白噪声, 从而简化了 GNSS 系统干扰分析过程。新方法充分考虑了相干处理和非相干处理的特点, 因而比以往白化方法更适用于码跟踪环节非白干扰的分析; 并通过引入新的参数, 使非白干扰对码跟踪影响的分析过程得以简化。对于即时通道的干扰分析, 新方法同样显示出优越性, 可令非白干扰引起的后相关信噪比及载波跟踪误差的分析过程更为简单明确。仿真结果表明, 新方法可获得更为精确的分析结果。相比以往的非白干扰分析方法, 新方法适用范围更广泛, 应用也更为简单。

关键词: 非白干扰; 白化系数; 载波跟踪; 伪码跟踪

中图分类号: TN96 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1328(2013)05-0649-08

DOI: 10.3873/j.issn.1000-1328.2013.05.008

A Whitening Analysis Method for GNSS Non-White Interference

ZHANG Xiang-li^{1,2}, HU Xiu-lin¹, TANG Zu-ping¹

(1. Dept. Electronic and Information Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;

2. Faculty of Mechanical and Electronic Information, China University of Geosciences, Wuhan 430074, China)

Abstract: In this paper, a systematic method is presented for analyzing the effects of non-white interference in GNSS. The analysis process will be simplified by using this method, because non-white interferences can be converted to equivalent white noise by means of corresponding whitening coefficients. Since it takes into full consideration of the characteristics of coherent processing and non-coherent processing, this method is more suitable for code tracking than the previous. By introducing new parameters, the effects of non-white interference on code tracking can be evaluated easily. For the interference analysis of prompt channel, it also shows superior to quantify the effects of non-white interference on the post correlation signal-noise-ratio and carrier tracking error. The simulations show that more accuracy analysis result can be achieved by this method. Compared with conventional methods, it is more general and simpler to apply.

Key words: Non-white interference; Whiten coefficient; Carrier tracking; Code tracking

0 引言

全球导航卫星系统 (Global Navigation Satellite System, GNSS) 信号在接收过程中会受到多种干扰的影响, 其中大部分可认为是与目标信号统计独立的非白干扰。在以往的研究中, 文献[1-2]分析了窄带干扰、部分频带干扰对接收性能的影响; 文献[3-4]分析了 CW (Continuous Wave) 干扰对接收性

能的影响; 文献[5]分析了欺骗干扰对接收性能的影响; 文献[6]分析了 C/A 码多址干扰对接收性能的影响。

由以往研究可知, 因非白干扰不具有平坦的功率谱特性, 且不同的干扰对 GNSS 信号接收性能影响差别很大, 故分析过程复杂。当多种干扰和噪声同时存在时, 难以评估非白干扰对信号性能的影响程度。若能将非白干扰通过某种变换等效为白噪

声,即通常所说的白化,将简化其分析过程并使干扰影响效果更为直观。文献[7]基于此思想提出了一种非白干扰的简化分析方法,该方法从一定程度上简化了非白干扰对捕获判决和载波跟踪影响的分析过程,但却无法用来分析非白干扰对码跟踪的影响。

目前有关非白干扰对码跟踪的影响分析中,以 Betz 的分析方法^[8-9]应用最为广泛。然而 Betz 以分析目标信号和干扰信号功率谱的相互作用为出发点,通过分析鉴别器输出误差方差来分析非白干扰的影响,过程复杂且不能直观反映非白干扰的作用效果。为此,研究人员希望推导出适用于码跟踪分析的非白干扰白化模型。文献[10]通过引入码跟踪谱分离系数,将非白干扰的白化分析方法推广到伪码跟踪环节,然而其方法仅适用于相干处理码跟踪环,却不适用于非相干处理码跟踪环。

本文在总结和完善的以往研究的基础上,通过充分考虑相干处理和非相干处理码跟踪延迟锁定环(Delay Lock Loop, DLL)特点,提出了一套系统的非白干扰白化分析方法。这种方法克服了以往白化方法的局限性,使白化分析不但适用于捕获和载波跟踪环节的非白干扰分析,也同样适用于码跟踪环节的分析。仿真表明,本文提出的白化分析方法不但应用范围更为广泛,且有更准确的分析结果。

1 非白干扰白化分析的合理性

1.1 非白干扰白化分析的合理性

非白干扰泛指 GNSS 信号在传输过程中所受到的一切不具有平坦功率谱特性的有意或无意干扰。实际到达 GNSS 接收端的信号 $r(t)$ 是导航信号和各种干扰及噪声的混叠

$$r(t) = \sqrt{2C} \operatorname{Re} \{ d(t - \tau) c(t - \tau) e^{j(2\pi f_c t + \theta)} \} + n(t) + i(t) \quad (1)$$

这里, C 表示接收信号功率, $d(t)$ 表示导航数据, $c(t)$ 表示导航信号所用的扩频伪码, f_c 表示载波频率, θ 表示载波相位偏移, τ 是导航信号传播延时, $n(t)$ 和 $i(t)$ 分别代表系统受到的白噪声和各种非白干扰。信号 $r(t)$ 进入接收机后,首先经前端处理转换为中频的数字信号,之后进入信号处理通道与本地伪码进行相关。在相关过程中,导航信号被解扩,而非白干扰则相当于经历了扩频调制过程。从信

号处理角度来看,可以认为非白干扰经过某系统后,获得了与白噪声特性近似相同的响应,此系统的传递函数称为白化系数,输出的白噪声称为等效白噪声。对于捕获、载波跟踪、码跟踪环节而言,接收信号中的非白干扰均经历了扩频(相关)过程,因此,从理论上讲都能够通过白化的方法来分析非白干扰造成的影响。

1.2 非白干扰对接收信号品质的影响

由于到达接收端的 GNSS 信号非常微弱,仅为 $-155 \sim -160 \text{ dBW}$ 。噪声和干扰的存在将导致导航信号性能恶化,故需要在接收端对接收信号的品质进行评估。载波功率与噪声功率谱密度比(C/N_0 ,简称载噪比)是常用的反映接收信号品质的指标^[11]。在只有白噪声影响的情况下,接收信号载噪比为:

$$C/N_0 = \frac{C_s \left[\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df \right]}{N_0} = \frac{C_s \eta}{N_0} \quad (2)$$

其中 C_s 表示目标信号发射功率, $G_s(f)$ 为归一化到发射带宽的功率谱密度, B 为接收机接收带宽, N_0 为噪声功率谱密度, $\eta = \int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df$ 。

当非白干扰存在时,可通过谱分离系数(SSC)将其白化。SSC 对非白干扰的白化作用如图 1 所示。

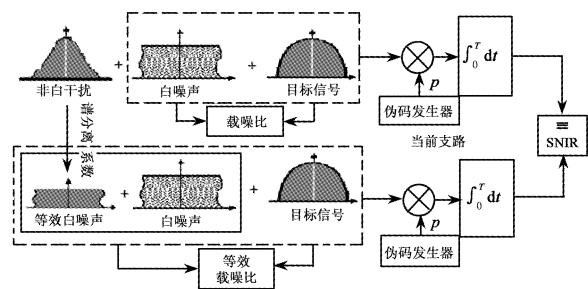


图 1 谱分离系数对非白干扰的白化作用

Fig. 1 The effect of spectral separation coefficient

SSC 定义^[8,11]为:

$$\kappa_{ls} = \frac{\int_{-B/2}^{B/2} G_l(f + \hat{f}_{dl}) G_s(f) df}{\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df} \quad (3)$$

其中 $G_l(f)$ 为干扰信号归一化功率谱密度, \hat{f}_{dl} 为干扰信号与目标信号的多普勒频移之差。若非白干扰发射功率为 C_l , 其等效白噪声为 $I_0 = C_l \kappa_{ls}$ 。当存在 K

路非白干扰信号情况下,等效载噪比为

$$(C/N_0)_{\text{eff}} = \frac{C_s [\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df]^2}{N_0 + \sum_{l=1}^K C_l \kappa_{ls}} = \frac{C_s [\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df]^2}{N_0 \int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df + \sum_{l=1}^K C_l \int_{-B/2}^{B/2} G_l(f + \hat{f}_{dl}) G_s(f) df} \quad (4)$$

1.3 非白干扰对捕获性能的影响

干扰和噪声的存在总是会对信号的捕获性能造成一定程度的影响。一般用即时通道相关输出的信号与噪声功率比(Signal to Noise Ratio, SNR)衡量这种影响。为了凸现干扰的作用,SNR 常表示为 SNIR (Signal to Noise and Interference Ratio)^[8-10]。SNIR 越高,表示捕获性能越好。在分析非白干扰对捕获性能的影响时,首先计算 $(C/N_0)_{\text{eff}}$,之后将 $(C/N_0)_{\text{eff}}$ 作为 C/N_0 代入关系式 $\text{SNR} = C/(N_0 B_N)$ 中,即可获得非白干扰存在时相应的 SNIR。关系式中的 B_N 是指相关器积分环节对应的低通滤波器等

效噪声带宽。(相关器积分环节也称为积分清洗器,若积分时间为 T_I ,则传递函数为 $h_{\text{ID}}(t) = \frac{1}{T_I} \text{rect}(\frac{t}{T_I})$,对应的低通滤波器等效噪声带宽 $B_N = 1/T_I$ ^[11])。

若在信号捕获时,已预知载波相位,可以只对接收机同相支路信号进行处理,称为相干处理。考虑到有用信号的功率只分配在同相支路,而噪声及干扰的功率却平均分配在同相和正交支路,因此相干处理时噪声及干扰功率应为其总功率的一半,此时相关输出 SNIR (用 ρ_c 表示) 为

$$\rho_c = \frac{C_s \eta}{\frac{1}{2} [(N_0 + \sum_{l=1}^K C_l \kappa_{ls}) \frac{1}{T_I}]} = \frac{2T_I \frac{C_s}{N_0} [\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df]^2}{\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df + \sum_{l=1}^K \frac{C_l}{N_0} \int_{-B/2}^{B/2} G_l(f + \hat{f}_{dl}) G_s(f) df} \quad (5)$$

而一般情况下因无法预知载波相位,故采用非相干处理,这时 SNIR (用 ρ_n 表示) 为

$$\rho_n = \frac{C_s \eta}{(N_0 + \sum_{l=1}^K C_l \kappa_{ls}) \frac{1}{T_I}} = \frac{T_I \frac{C_s}{N_0} [\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df]^2}{\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df + \frac{\sum_{l=1}^K C_l \int_{-B/2}^{B/2} G_l(f + \hat{f}_{dl}) G_s(f) df}{N_0}} \quad (6)$$

从式(5)、(6)可看出非白干扰对捕获性能的影响程度。

2 非白干扰对载波跟踪精度的影响

信号捕获完成时,已实现本地载波与接收信号载波的粗同步。之后将由载波相位锁定环(Phase Lock Loop, PLL)进一步实现载波相位的精确同步。为消除导航数据位变化带来的影响,GNSS 接收机多采用对数据调制不敏感的科斯塔斯环^[12]。以常用的点积(DP)锁相环为例,其鉴别函数为:

$$D_{\text{DP}} = I_p Q_p \quad (7)$$

I_p 、 Q_p 分别代表即时通道同相和正交支路的相关输出结果。在不考虑非白干扰影响的情况下,

$$I_p = \sqrt{\frac{C}{2}} \tilde{R}(\varepsilon_\tau) \cos(\varepsilon_\phi) + n_i$$

$$Q_p = \sqrt{\frac{C}{2}} \tilde{R}(\varepsilon_\tau) \sin(\varepsilon_\phi) + n_q \quad (8)$$

其中 $\tilde{R}(\varepsilon_\tau)$ 为接收伪码(经前端滤波)与本地复现伪码(未经滤波)的互相关函数, ε_τ 表示伪码延时估计值与真实值之差, ε_ϕ 表示载波相位估计值与真实值之差, n_i 、 n_q 分别表示同相和正交支路的白噪声与本地伪码相关后的输出。在计算载波相位跟踪误差时,可认为 ε_τ 为 0,此时归一化的载波相位误差方差为^[13]:

$$\sigma_{\varepsilon_\phi}^2 = \frac{2B_L(1 - 0.5B_L T_I) T_I \sigma_{\text{discr}}^2}{K^2} \quad (9)$$

式(9)中, B_L 为 PLL 环路滤波器等效噪声带宽; K 为鉴别器增益(即鉴别曲线在过零点处的斜率); σ_{discr}^2 为鉴别器输出误差方差。对于 DP 锁相环, K 可

计算如下:

$$K = \left. \frac{d(D_{DP})}{d(\varepsilon_\phi)} \right|_{\varepsilon_\phi=0} = \frac{C}{2} \tilde{R}^2(0) \quad (10)$$

鉴别器输出误差方差 $\sigma_{\text{discr}}^2 = \int_0^{1/T_I} S_N(f) df$ 。其中, $S_N(f)$ 为鉴别器输出噪声功率谱密度, 因噪声带宽远大于积分清洗器带宽 B_N , $S_N(f)$ 用其 0 点值 $S_N(0)$ 代替, 即:

$$\sigma_{\text{discr}}^2 = \int_0^{1/T_I} S_N(f) df = \frac{1}{T_I} S_N(0) \quad (11)$$

为计算 $S_N(0)$, 首先计算 DP 鉴别器输出噪声 $n_{DP}(t)$:

$$\begin{aligned} n_{DP}(t) &= I_p Q_p - \sqrt{\frac{C}{2}} \tilde{R}(\varepsilon_\tau) \cos(\varepsilon_\phi) \cdot \\ &\quad \sqrt{\frac{C}{2}} \tilde{R}(\varepsilon_\tau) \sin(\varepsilon_\phi) \\ &= \sqrt{\frac{C}{2}} \tilde{R}(0) [\cos(\varepsilon_\phi) n_Q + \\ &\quad \sin(\varepsilon_\phi) n_I] + n_I n_Q \end{aligned} \quad (12)$$

然后计算 $n_{DP}(t)$ 的自相关函数 $R_N(\tau)$:

$$\begin{aligned} R_N(\tau) &= \frac{C}{2} \tilde{R}^2(0) \frac{N_0}{4T_I} R_{ID}(\tau) \tilde{R}_g(0) + \\ &\quad \left(\frac{N_0}{4T_I} \right)^2 R_{ID}^2(\tau) \tilde{R}_g^2(0) \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)中, $\tilde{R}_g(\cdot)$ 为接收伪码(经前端滤波)的自相关函数; $R_{ID}(\tau)$ 为积分清洗器的自相关函数。

当得到 $R_N(\tau)$ 后, 根据维纳-辛钦公式:

$$\begin{aligned} S_N(0) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_N(\tau) d\tau \\ &= \frac{C}{2} \tilde{R}^2(0) \frac{N_0}{4} \tilde{R}_g(0) + \\ &\quad \frac{N_0^2}{16T_I} \tilde{R}_g^2(0) \end{aligned} \quad (14)$$

将 $S_N(0)$ 代入式(11)和(9)中, 可得归一化的载波相位跟踪误差方差为

$$\begin{aligned} \sigma_{\varepsilon_\phi}^2 &= \frac{2B_L(1-0.5B_L T_I)}{\left(\frac{C}{2} \tilde{R}^2(0)\right)^2} \left(\frac{C}{2} \tilde{R}^2(0) \frac{N_0}{4} \tilde{R}_g(0) + \right. \\ &\quad \left. \frac{N_0^2}{16T_I} \tilde{R}_g^2(0) \right) \end{aligned} \quad (15)$$

若接收机前端带宽足够大, 有 $\tilde{R}(0) = \tilde{R}_g(0)$, 此时 $\sigma_{\varepsilon_\phi}^2$ 可进一步化简为

$$\sigma_{\varepsilon_\phi}^2 = \frac{B_L(1-0.5B_L T_I)}{\frac{C}{N_0} \tilde{R}(0)} \left(1 + \frac{1}{2 \frac{C}{N_0} T_I \tilde{R}(0)} \right) \quad (16)$$

当非白干扰存在时, 直接用 $(C/N_0)_{\text{eff}}$ 表达式替换式(16)中的 C/N_0 , 并将 $\tilde{R}(0) \approx \int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df$ 同时代入式(16), 即可获得干扰存在情况下的载波相位跟踪误差方差。在 K 路非白干扰存在的情况下

$$\begin{aligned} \sigma_{\varepsilon_\phi}^2 &= \frac{B_L(1-0.5B_L T_I) (N_0 + \sum_{i=1}^K C_i \kappa_{is})}{C_s \left[\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df \right]^2} \cdot \\ &\quad \left(1 + \frac{N_0 + \sum_{i=1}^K C_i \kappa_{is}}{2T_I C_s \left[\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df \right]^2} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

当 $0 < B_L T_I \ll 0.5$ 时, 式(17)可进一步简化为

$$\sigma_{\varepsilon_\phi}^2 = \frac{B_L}{(C/N_0)_{\text{eff}}} (1 + \rho_c^{-1}) = \text{SNIR}_{\text{PLL}}^{-1} (1 + \rho_c^{-1}) \quad (18)$$

SNIR_{PLL} 表示载波跟踪环输出的信号与噪声及干扰比。由本节及上节的分析可见, 捕获和载波跟踪性能只与接收机即时通道特性有关, 因此可通过计算干扰存在时的等效载噪比来获得非白干扰对信号捕获和载波跟踪的影响。

3 非白干扰对码跟踪精度的影响

以往的白化方法无法适用于非白干扰对码跟踪影响的分析, 主要是因为码跟踪延迟锁定环(DLL)的性能由超前、滞后通道共同决定, 因而不能简单地用等效载噪比来获得非白干扰的影响效果。目前有关非白干扰对码跟踪影响的分析中, 以 Betz 的方法应用最为广泛。文献[8-9]详细地介绍了 Betz 的分析过程及结果。非白干扰存在时, 相干超前减滞后处理(CELP)和非相干超前减滞后处理(NELP)码跟踪延迟锁定环(DLL)跟踪误差方差分别为:

$$\sigma_{\text{CELP}}^2 = \frac{B_L(1 - 0.5B_L T_l) \int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{\frac{C}{N_0} (2\pi)^2 \left[\int_{-B/2}^{B/2} f G_s(f) \sin(\pi f \Delta) df \right]^2} + \frac{B_L(1 - 0.5B_L T_l) \int_{-B/2}^{B/2} G_l(f) G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{\frac{C}{C_l} (2\pi)^2 \left[\int_{-B/2}^{B/2} f G_s(f) \sin(\pi f \Delta) df \right]^2} \quad (19)$$

$$\sigma_{\text{NELP}}^2 = \sigma_{\text{CELP}}^2 \left(1 + \frac{\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \cos^2(\pi f \Delta) df}{\frac{T_l C}{N_0} \left(\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \cos(\pi f \Delta) df \right)^2} + \frac{\int_{-B/2}^{B/2} G_l(f) G_s(f) \cos^2(\pi f \Delta) df}{\frac{T_l C}{C_l} \left(\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \cos(\pi f \Delta) df \right)^2} \right) \quad (20)$$

式(19)和(20)式中, Δ 是相关器早迟间隔, B_L 表示 DLL 环路滤波器等效噪声带宽。

尽管 Betz 对非白干扰的分析已经相当完善, 但分析过程复杂, 且无法从其分析结果中直观地看出非白干扰的影响效果。Soualle F 曾尝试用白化方法分析非白干扰造成码跟踪误差, 但其方法仅适用于 CELP 分析, 存在很大的局限性^[10]。

为寻求适合于码跟踪的非白干扰白化分析模型, 我们仿照载波跟踪误差的推导方法, 推导白噪声对码跟踪的影响。对于 CELP 码跟踪环, 白噪声引起的码跟踪误差方差为^[8]:

$$\sigma_{c,w}^2 = \frac{B_L(1 - 0.5B_L T_l) \int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{\frac{C}{N_0} (2\pi)^2 \left[\int_{-B/2}^{B/2} f G_s(f) \sin(\pi f \Delta) df \right]^2} \quad (21)$$

为了简化分析过程, 并得到更明确的非白干扰分析结果, 本文定义一个新的参数: 码跟踪影响因子 ξ

$$\xi = \left(\frac{\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{(2\pi)^2 \left[\int_{-B/2}^{B/2} f G_s(f) \sin(\pi f \Delta) df \right]^2} \right)^{-1} \quad (22)$$

ξ 反映了 Δ 和信号功率谱对码跟踪的影响。当 $\Delta \rightarrow 0, \xi = \int_{-B/2}^{B/2} \omega^2 G_s(f) df = \tilde{\omega}^2$, 其中 $\tilde{\omega}$ 即 Gabor 带宽^[13]。利用 ξ 可将 CELP 码跟踪环在白噪声影响下的码跟踪误差方差简化为:

$$\sigma_{c,w}^2 = \frac{B_L(1 - 0.5B_L T_l)}{(C/N_0) \xi} \quad (23)$$

若此时满足 $0 < B_L T_l \ll 0.5$, 则

$$\sigma_{c,w}^2 = \left(\frac{C}{N_0 B_L} \right)^{-1} \xi^{-1} = \text{SNR}_{\text{DLL}}^{-1} \xi^{-1} \quad (24)$$

SNR_{DLL} 表示码跟踪环路输出 SNR。可见, 引入新参数 ξ 后, 误差表达式更为简明。

当非白干扰存在时, 为了对其进行白化, 仿照谱分离系数, 定义码跟踪谱分离系数 (CT-SSC)^[10]:

$$\chi_{ls} = \frac{\int_{-B/2}^{B/2} G_l(f) G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df} \quad (25)$$

CT-SSC 对非白干扰的作用如图 2 所示。

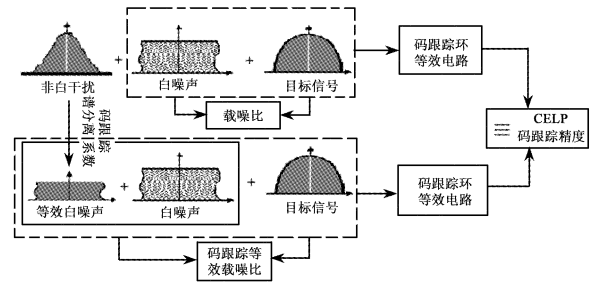


图 2 码跟踪谱分离系数对非白干扰的白化作用
Fig. 2 The effect of code tracking spectral separation coefficient

在 K 路干扰存在时, 其对应的等效白噪声为

$$I_{0,\text{eff}} = \sum_{l=1}^K C_l \chi_{ls} \quad (26)$$

仿照等效载噪比, 定义码跟踪等效载噪比为

$$(C/N_0)_{\text{DLL,eff}} = C / (N_0 + I_{0,\text{eff}}) \quad (27)$$

用 $(C/N_0)_{\text{DLL,eff}}$ 直接替换式(20)中的 C/N_0 , 可得 CELP 码跟踪环路非白干扰存在时跟踪误差方差:

$$\sigma_{c,w+l}^2 = \frac{B_L(1 - 0.5B_L T_l)}{(C/N_0)_{\text{DLL,eff}} \xi} \quad (28)$$

当满足 $0 < B_L T_l \ll 0.5$ 时, 进一步化简为:

$$\sigma_{c,w+l}^2 = \frac{B_L}{(C/N_0)_{\text{DLL,eff}} \xi} = \text{SNIR}_{\text{DLL}}^{-1} \xi^{-1} \quad (29)$$

此处, SNIR_{DLL} 表示码跟踪环输出 SNIR。可见, 对于相干处理码跟踪环, 通过对非白干扰进行白化, 使码跟踪误差表达式具有十分简明的形式。

而对于 NELP 码跟踪环, 因存在平方损耗, 故非

白干扰的分析过程更为复杂。为了推导非白干扰的白化方法,以常见的超前减滞后功率型的 NELP 码跟踪环为例,推导白噪声引起的码跟踪误差方差^[9]:

$$\sigma_{n,w}^2 = \sigma_{c,w}^2 \left(1 + \frac{\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \cos^2(\pi f \Delta) df}{\frac{T_I C}{N_0} \left(\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \cos(\pi f \Delta) df \right)^2} \right) \quad (30)$$

式(30)中, $\sigma_{c,w}^2$ 为 CELP 跟踪误差方差,括号部分代表非相干处理中的平方损耗。

当有非白干扰存在时,可直接将前文定义的 $(C/N_0)_{\text{DLL,eff}}$ 替换式(26)表达式中 C/N_0 :

$$\sigma_{n,w+l}^2 = \text{SNIR}_{\text{DLL}}^{-1} \xi^{-1} \cdot \left(1 + \frac{\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \cos^2(\pi f \Delta) df}{T_I \left(\frac{C}{N_0} \right)_{\text{DLL,eff}} \left(\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \cos(\pi f \Delta) df \right)^2} \right) \quad (31)$$

这种白化处理比较简单,也容易理解,但 Δ 较大时,此方法会引入较大的计算误差。为了得到更为精确的白化结果,我们充分考虑了平方损耗的影响,并定义一个新参数:干扰影响因子 λ ,

$$\lambda = \frac{(C/N_0)_{\text{DLL,eff}}}{(C/N_0)_{\text{eff}}} = \frac{N_0 + C_I \kappa_{Is}}{N_0 + C \lambda \kappa_{Is}} \quad (32)$$

λ 反映某一干扰对即时通道和对 E-L 通道影响的比例关系,故称为干扰影响因子。对于 CELP,将即时通道的等效载噪比乘以 λ ,可直接得到干扰影响下的码跟踪误差,对于 NELP, λ 在一定程度上反映了平方损耗的程度。应用 λ , 有

$$\sigma_{n,w+l}^2 = \frac{B_L(1 - 0.5B_L T_I)}{(C/N_0)_{\text{eff}} \lambda \xi} \cdot \left(1 + \frac{\lambda \eta - \int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{(C/N_0)_{\text{eff}} \lambda T_I \left(\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \cos(\pi f \Delta) df \right)^2} \right) \quad (33)$$

应用 λ , CELP 跟踪误差方差 $\sigma_{c,w}^2$ 也可表示为

$$\sigma_{c,w+l}^2 = \frac{B_L(1 - 0.5B_L T_I)}{(C/N_0)_{\text{eff}} \lambda \xi} \quad (34)$$

通过引入 λ , 使非白干扰对 CELP 和 NELP 的影响可直接通过 $(C/N_0)_{\text{eff}}$ 来表现。特别地,当 $\Delta \rightarrow 0$

且满足 $0 < B_L T_I \ll 0.5$ 时, $\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \sin^2(\pi f \Delta) df$ 趋于高阶无穷小量 $\frac{\tilde{\omega}^2}{4} \Delta^2$, 此时 $\int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) \cos(\pi f \Delta) df \approx 1, \eta \approx 1, \sigma_{n,w+l}^2$ 进一步简化为

$$\lim_{\Delta \rightarrow 0} \sigma_{n,w+l}^2 = \text{SNIR}_{\text{DLL}}^{-1} \xi^{-1} \left(1 + \frac{\lambda}{\rho_{\text{DLL},n}} \right) \quad (35)$$

此式与非白干扰影响下载波跟踪误差具有相似的表达形式。当 $\rho_{\text{DLL},n}$ 较大时,平方损耗的影响可忽略,此时码跟踪误差近似与环路输出 SNIR 成反比。

4 仿真结果

本节对文中介绍的白化分析方法进行仿真实验。假设目标信号为 GPS C/A 码信号,码速率 1.023Mcps。为简化仿真过程,非白干扰为 1 路多址干扰, $C_I = -153\text{dBW}$ 。仿真中,白噪声功率谱密度 $N_0 = -203\text{dBW/Hz}$ ^[4], PLL 环路滤波器等效噪声带宽为 18Hz, DLL 环路滤波器等效噪声带宽为 0.1Hz, PLL 和 DLL 更新率均为 200Hz(相关积分时间 T_I 为 5ms),接收机前端滤波器带宽取为 10MHz。

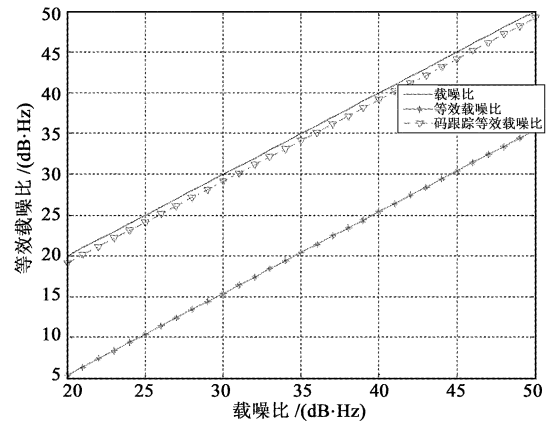


图3 等效载噪比和码跟踪等效载噪比

Fig. 3 The effective carrier-to-noise density ratio and the effective code-tracking carrier-to-noise density ratio

图3对比了相同条件下的等效载噪比和码跟踪等效载噪比。仿真中相关器间隔为 0.1 码片。从图中可见,载噪比和码跟踪等效载噪比有较大差别,验证了文中对于 CELP 码跟踪环节引入码跟踪等效载噪比来实现非白干扰白化过程的必要性。

图4仿真验证了文中所述的白化分析方法对载波跟踪误差分析的适用性。仿真分为两次,第一

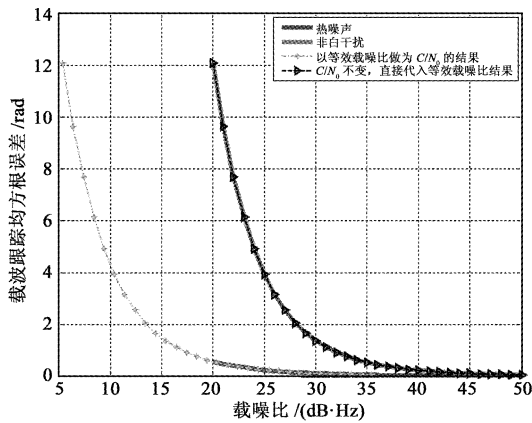


图 4 载波跟踪结果对比

Fig. 4 The simulation analysis of carrier tracking

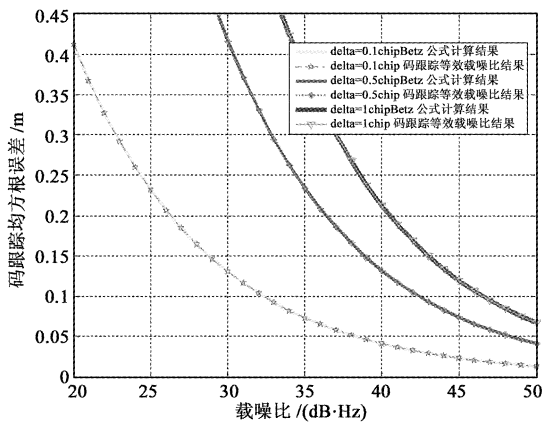


图 5 CELP 码跟踪结果对比

Fig. 5 The simulation analysis of CELP code tracking

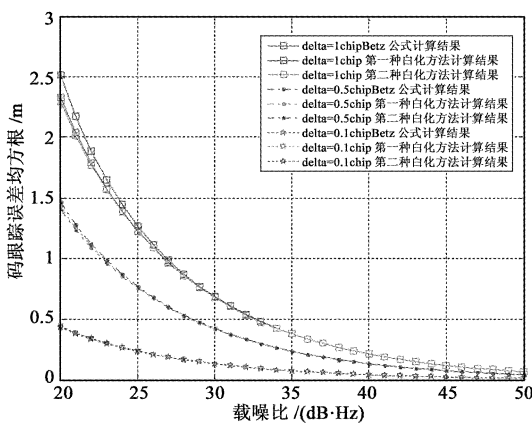


图 6 NELP 码跟踪结果对比

Fig. 6 The simulation analysis of NELP code tracking

次首先忽略非白干扰的影响,分析只有白噪声的条件下 C/N_0 与载波跟踪误差的关系;然后计算在非白干扰存在时的等效载噪比 $(C/N_0)_{\text{eff}}$ 。并将 $(C/N_0)_{\text{eff}}$

作为 C/N_0 重新分析载波跟踪误差。若两次分析结果一致,则说明已对非白干扰进行了白化。第二次首先在未采用白化方法时,分析给定非白干扰条件下的载噪比与载波跟踪误差^[12-13]关系,然后采用白化分析方法重新分析同一干扰下的 C/N_0 与载波跟踪误差关系,若两次分析结果一致,则说明白化分析方法是正确的。由图 4 的仿真结果可见,第一次和第二次仿真中的曲线都是重合的,充分说明了文中所述的非白干扰白化分析方法对载波跟踪误差分析是正确的。

图 4、图 5 仿真验证了白化处理方法对码跟踪误差分析的适用性。仿真中,首先用 Betz 有关码跟踪误差的分析方法分析给定条件下的码跟踪误差,并以此作为参照,来验证文中所给白化方法的正确性。从图 4 可见,对于 CELP 码跟踪环,在不同的鉴别器间隔和载噪比条件下,应用码跟踪等效载噪比所得的分析结果与 Betz 公式计算结果完全吻合。而图 5 对应用于 NELP 码跟踪的两种白化处理方法进行了对比。仿真表明,若直接应用码跟踪等效载噪比计算码跟踪误差,在鉴别器间隔较小时,与 Betz 方法的分析结果比较接近,但随着鉴别器间隔增加,两者之间偏差越来越大。而引入 λ 后,在任何条件下,都与真实结果非常接近。

5 结论

本文提出了一种适用于 GNSS 系统的非白干扰白化分析方法。这种方法克服了以往白化分析无法适用于码跟踪环路分析的局限性,不但适用于捕获和载波跟踪环节的非白干扰白化分析,同样适用于码跟踪环节非白干扰的白化分析。特别是对于码跟踪环节,通过引入新的参数——码跟踪影响因子 ξ 和干扰影响因子 λ ,使非白干扰对 CELP 和 NELP 的影响可直接通过 $(C/N_0)_{\text{eff}}$ 来表现。仿真结果表明,本文介绍的白化方法不但应用更为广泛,而且能够获得更为精确地分析结果。

非白干扰白化分析方法简化了干扰的分析过程,使干扰对 GNSS 信号性能的影响作用更明确,为今后各种非白干扰的影响评估、信号体制设计改进、接收机设计改进等提供理论依据。

参 考 文 献

- [1] Betz J W. Effect of narrowband interference on GPS code tracking accuracy[C]. The 2000 National Technical Meeting of The Institute of Navigation, Anaheim, CA, January 26 – 28, 2000.
- [2] Betz J W. Effect of partial-band interference on receiver estimation of C/N₀: Theory[C]. The 2001 National Technical Meeting of The Institute of Navigation, Long Beach, CA, January 22 – 24, 2001.
- [3] 郑磊, 苏彦, 朴廷彝, 等. 单频干扰下 BPSK 接收性能恶化分析及应用[J]. 宇航学报, 2011, 32(1): 136 – 141. [Zheng Lei, Su Yan, Piao Ting-yi, et al. Analysis and its application of performance degradation in BPSK communication systems under mono-frequency interference[J]. Journal of Astronautics, 2011, 32(1): 136 – 141.]
- [4] Jaegyu J, Matteo P, Bernd E. CW Interference effects on tracking performance of GNSS receivers[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(1): 243 – 258.
- [5] 黄龙, 吕志成, 王飞雪. 针对卫星导航接收机的欺骗干扰研究[J]. 宇航学报, 2012, 33(7): 884 – 890. [Huang Long, Lv Zhi-cheng, Wang Fei-xue. Spoofing pattern research on GNSS receivers[J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(7): 884 – 890.]
- [6] Dierendonck A J, Erlandson R, McGraw G, et al. Determination of C/A code self-interference using cross-correlation simulations and receiver bench tests[C]. The 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, Portland, OR, September 24 – 27, 2002.
- [7] Chris H, Michael T, Young L. Simplified techniques for analyzing the effects of non-white interference on GPS receivers[C]. The 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, Portland, OR, September 24 – 27, 2002.
- [8] Betz J W, Kolodziejki 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): 1539 – 1550.
- [9] Betz J W, Kolodziejki 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. Introduction of an additional radio frequency compatibility criterion for code tracking performance[C]. The 2nd Workshop on GNSS Signals and Signal Processing, Noordwijk, TN, April 24 – 25, 2007.
- [11] Misra P, Enge P. Global positioning system-signals measurements and performance (second edition) [M]. Lincoln, Massachusetts: Ganga-Jamuna, 2006.
- [12] Julien O. Design of Galileo L1F receiver tracking loops[D]. Calgary: University of Calgary, 2005.
- [13] Parkinson B, Spilker J, Axelrad P, et al. Global positioning system: theory and applications [M]. Washington, DC: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.

作者简介:

张祥莉(1977 –), 女, 博士, 讲师, 主要从事卫星导航通信方面研究。

通信地址: 武汉华中科技大学电信系(430074)

电话: (027)67883273

E-mail: zhangxiangli2@sina.com

(编辑: 曹亚君)