

DS/FH 信号跟踪的频率相位修正技术

王屹伟, 张波*, 黄智刚

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘要:直序/跳频(direct sequence/frequency hopping, DS/FH)扩频信号的跟踪受到多普勒效应和电离层效应的严重影响,使其难以应用于卫星导航的抗干扰领域。为了解决该问题,提出将递归最小二乘滤波修正的方法应用在 DS/FH 信号跟踪上。将处于不同通道中心频率的多普勒频率估计转化到 DS/FH 信号的整体中心频率进行并滤波,在频率捷变时对载波数控振荡器进行修正。根据对频率跳变前后载波相位和码相位突变的观察,实时估计电离层的电子密度,在频率捷变时修正载波相位和码相位。仿真实验证明,所提方法能够有效地消除 DS/FH 信号跟踪中的频率相位不连续问题,其跟踪精度与直序扩频信号度基本是相同量级。

关键词:直序/跳频扩频;跟踪;抗干扰;电离层效应;多普勒效应

中图分类号:TN967.1 **文献标志码:**A **开放科学(资源服务)标识码(OSID):**

文章编号:1001-2486(2024)03-195-10

听语音
与作者互动
聊科研

Frequency and phase revision technique of DS/FH signal tracking

WANG Yiwei, ZHANG Bo*, HUANG Zhigang

(School of Electronics and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: Tracking procedure of DS/FH (direct sequence/frequency hopping) spread spectrum signal is effected by Doppler effect and ionospheric effect seriously, which makes it hard to be used for the anti-interference field of satellite navigation. To solve this issue, a recursive least square based filtering was proposed to improve this stability of DS/FH signal tracking. The carrier Doppler estimation with variable center frequency in different channel was converted to the estimation with the center frequency of the DS/FH signal and filtered, and the numerically controlled oscillator of carrier was revised according to the predicted Doppler frequency as the frequency hops. The total electron content was estimated in real time by observing the carrier phase and code phase mutations, and the carrier phase and code phase was revised as the frequency hops. Simulation experiments demonstrate the proposed method is effective to eliminate the frequency and phase discontinuity of the DS/FH signal tracking, whose tracking accuracy can be the same level as DS signal.

Keywords: direct sequence/frequency hopping spread spectrum; tracking; anti-interference; ionospheric effect; Doppler effect

在无线电导航之中,最为广泛使用的信号体制为直接序列(direct sequence, DS)扩频技术。然而,DS信号本身的频率特性一般是固定的,其隐蔽性和抗截获具有先天的不足。跳频(frequency hopping, FH)技术是另一种实现扩频的方式,虽然FH技术无法像DS一样提供扩频增益,但是其能够让信号跳出受干扰的频段,对抗窄带干扰尤为有效。更进一步地,可以对FH信号的消息格式、频点、跳速和发射功率进行调整,提高信号的抗干扰性和隐蔽性^[1]。将DS和FH两种体制相结合的调制方式,称为DS/FH信号,这种信号具有更为全面和综合的抗干扰性能^[2]。

DS/FH信号已被应用到了军事通信^[3]、卫星测控^[4]等多个领域,也被考虑作为下一代卫星导航信号^[5-7],以提高信号的抗干扰性能,或解决二进制偏移载波(binary offset carrier, BOC)信号带来的模糊性等问题。

DS/FH信号要应用到无线电导航领域还有一些问题需要解决。一方面,由于涉及跳频的捕获,DS/FH信号的捕获更为烦琐,一般需要对时域、频域、多普勒域进行降维分解处理,从而降低运算复杂度,保证捕获的效能^[8];另一方面,DS/FH信号的载波跟踪也面临着更为复杂的问题。由于卫星和接收机处于动态之中,载波多普勒频

收稿日期:2022-02-18

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2021YFB3901503)

第一作者:王屹伟(1993—),男,陕西西安人,博士研究生,E-mail:1337964735@qq.com

*通信作者:张波(1972—),男,山东章丘人,副教授,博士,硕士生导师,E-mail:bozhang@buaa.edu.cn

率在不断变化,而中心频率的捷变会造成多普勒频率周期性的捷变和不连续问题,因此,通常 DS 信号载波跟踪所采用的二阶锁频环 (frequency-locked loop, FLL) 辅助三阶锁相环 (phase-locked loop, PLL) 在没有辅助的情况下,极有可能会出现发散的情况^[8]。一般需要对多普勒的捷变问题进行修正,尤其在高动态条件下,可以以卡尔曼滤波的方法实现跟踪环,从而提高修正的性能^[9]。此外,对于星基的无线电导航,电离层色散会对接收信号的载波相位和码相位造成延迟^[10-11],而该延迟和信号频率的平方呈现反比的关系,由于 DS/FH 信号的中心频率在捷变,电离层引起的载波相位和码相位延迟将会随之变化,因此接收到的信号的相位会出现不连续的现象,同样会导致跟踪环路的不稳定问题。跟踪环路的不稳定会让 DS/FH 信号的长相干积分无法实现,而造成处理后的信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 无法达到最优,降低伪距和电文提取的精度。

电离层的电子密度 (total electron content, TEC) 可以以导航电文的形式传输并让用户获取,但是因为 TEC 也在随着时间和地点变化,对于 TEC 的实时估计也十分必要。在正确估计 TEC 的基础上,预测下一跳相位的初始值,进行相应的补偿。一般而言,从双频观测量中就可以有效地获取 TEC 的信息。对于一些宽带的 GNSS 信号,例如 Galileo E5 信号,具有两个相距 30 MHz 的子中心频点 E5a 和 E5b,可以被整体或单独地处理^[12-13]。这样的特征,就可以用来估计 TEC。相比之下,虽然 DS/FH 信号没有同时存在的多个子中心频点,但是其跳频过程产生的相位不连续就可以用来反映 TEC 和其变化,如果载波相位和码相位能够被很好地测量,那么 TEC 就有机会被估计,从而实现跟踪环路的修正。

为了提高 DS/FH 信号跟踪的质量,本文将递归最小二乘 (recursive least squares, RLS) 滤波器^[14]应用到 DS/FH 信号跟踪的误差修正之中。RLS 滤波的作用具体为两点:①拟合多普勒频率并且预测未来的多普勒频率;②根据跳频前后码相位和载波相位的变化,提取 TEC 并预测未来的码相位和载波相位变化。RLS 本身对于观测量有着平滑作用,并且能够剔除野值,故根据 RLS 的预测值修正数控振荡器 (numerical control oscillator, NCO) 和本地复现信号的初相,就可以有效缓解 DS/FH 信号跟踪中的频率相位不连续问题,且跟踪环路也得以收敛,保证对 DS/FH 信号的稳态跟踪。因此,横跨整个电文周期比特的长周期相干积分也得以

实现,从而进一步消除噪声,降低电文解调的误码率 (bit error rate, BER),提高伪距的提取精度。所提方法虽然耗费了更多的资源,但对于 DS/FH 信号的跟踪是不可或缺的。利用计算机进行蒙特卡罗仿真,证明了所提方法对跟踪稳定性的改善作用,分析了 DS/FH 信号在干扰下的测距性能。

1 DS/FH 信号的结构

如图 1 所示,DS/FH 信号可以看作是伪随机码被频率跳变的载波调制形成的。与之对应的,DS/FH 信号的频谱也在子中心频点之间跳动。本文考虑的 DS/FH 信号的设计如下。

1) 较宽的带宽: 宽带 GNSS 信号一般在 1 160 ~ 1 300 MHz 播发^[15] (如 GPS L2/L5、Galileo E5/E6 和北斗 B2/B3)。本文考虑的 DS/FH 信号的中频频点 $f_0 = 1\ 200\ \text{MHz}$, 具有 $N_h = 11$ 个子中心频点,子中心频点 $f_i = (1\ 200 + 10i)\ \text{MHz}$ 。因而整体带宽为 120.46 MHz,瞬时带宽为 20.46 MHz。

2) 适中的跳速: 跳速为 $f_h = 1\ 000\ \text{Hz}$,跳频周期为 $T_h = 1\ \text{ms}$ 。从抗干扰的角度说,跳速越高越好,但是过高的跳速意味着跟踪和测距更具挑战,因此折中选取慢跳的策略。

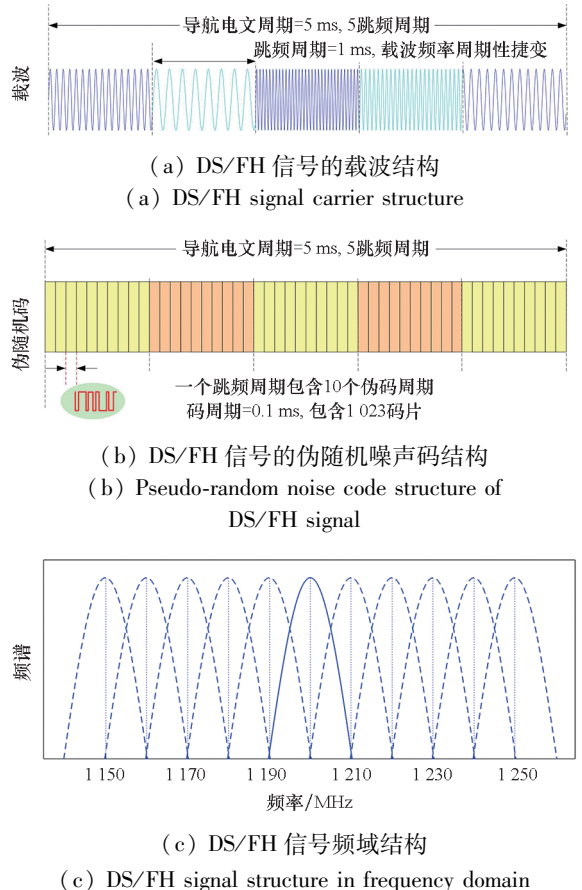


图 1 DS/FH 信号的示意图

Fig. 1 Schematic diagram of DS/FH signal

3)较高的码速率:码速率 $f_c = 10.23 \text{ MHz}$,码长被设置为 $L_c = 1023$,因此 $T_c = L_c/f_c = 0.1 \text{ ms}$,而跳频周期和码周期的关系为 $T_h = 10T_c$,也就是一个跳频周期正好包含了10个码周期。

4)导频和数据通道同时播发:由于DS/FH信号的相位具有不确定性,需要采取导频和数据通道并存的信号体制,按照四相相移键控(quadrature phase shift keying, QPSK)的方式正交调制,导频通道可以辅助数据通道以类似差分二进制相移键控(differential binary phase shift keying, DBPSK)的方式解调,导航电文比特周期为 $T_n = 5 \text{ ms}$,数据速率为200 baud。

本文中采用的扩频码为GPS L1 C/A信号的PRN 3和PRN 4号卫星的扩频码,分别作为导频和数据通道的扩频码。

2 接收信号模型

DS/FH信号被设计为QPSK调制,包含了正交的数据通道和导频通道,可以写作

$$r_{\text{RF}}(t) = s_p(t) + s_D(t) + n_{\text{RF}}(t) \\ = A [c_p(t - \tau'_i) \cos(2\pi f'_i t + \theta'_i) + c_D(t - \tau'_i) \cdot d(t - \tau'_i) \sin(2\pi f'_i t + \theta'_i)] + n_{\text{RF}}(t) \quad (1)$$

式中: $A = \sqrt{2C}$ 为信号的幅度, C 为信号的功率; $c_D(t)$ 和 $c_p(t)$ 为信号的数据通道和导频通道的扩频码; $d(t)$ 为导航电文(导频通道没有导航电文); $n_{\text{RF}}(t)$ 为噪声,单边的功率谱密度为 N_0 ;码相位、载波频率、载波相位分别记作 τ'_i, f'_i, θ'_i ,由于导频和数据通道是同时播发的,因此相位和频率是相同的;下标“ i ”表示DS/FH信号目前处于第 i 个子中心频率,而上标“ $'$ ”表示观测量含有误差。 f'_i 可以进一步写作

$$f'_i = f_i + f_{d,i} \\ = f_i + \left[\left(\frac{v_r + v_i}{c} \right) \sum_{r=0}^{\infty} \left(\frac{v_1}{c} \right)^r \right] f_i \\ = (1 + \psi) f_i \quad (2)$$

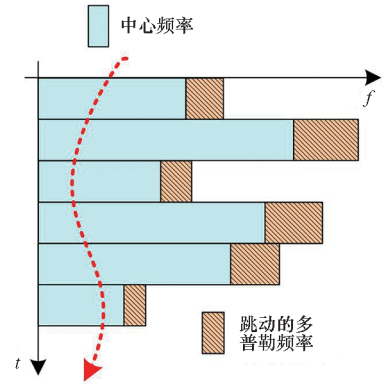
式中, c 是光速,子中心频率为 f_i ,多普勒频率为 $f_{d,i}$, v_r 和 v_i 是接收机和发射机的视线速度。如图2(a)所示,多普勒频率和子中心频率成正比,而 ψ 是多普勒频率在不同子中心频率上的比例。

另外,DS/FH信号的码相位和载波相位会受到各种因素的影响,包括对流层、钟差和多径效应等,而电离层效应因为和频率成比例,因此是造成相位不连续的主要原因。电离层引起的相延迟和群延迟的关系为 $\tau_{\text{phase}}(f) = -\tau_{\text{group}}(f) = -40.28\delta_{\text{TEC}}/cf^2$ (单位为s)^[15],其中 δ_{TEC} 代表TEC的大小,一般采用TECU(10^{16} e/m^2)为单位

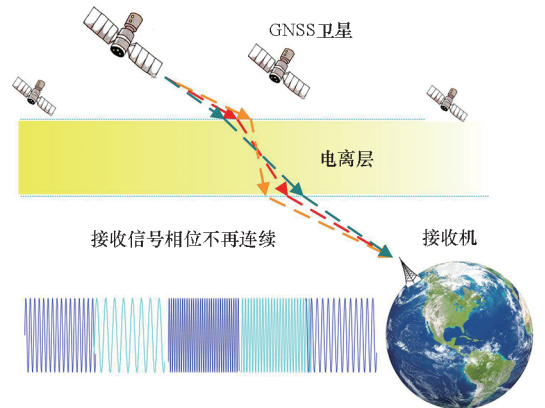
衡量。一般来说 $\delta_{\text{TEC}} = n\text{TECU}$, $n \in [1, 1000]$ 。如图2(b)所示,电离层对载波相位的影响可以归结为相延迟,对码相位的影响归结为群延迟,那么接收到的DS/FH信号的载波相位和码相位(单位分别为rad和chip)为

$$\theta'_i = \theta_i - 2\pi f'_i \tau_{\text{phase}}(f'_i) = \theta_i + \frac{80.56\pi\delta_{\text{TEC}}}{cf'_i} \quad (3)$$

$$\tau'_i = \tau_i - f_c \tau_{\text{group}}(f'_i) = \tau_i - f_c \frac{40.28\delta_{\text{TEC}}}{c(f'_i)^2} \quad (4)$$



(a) 载波中心频率和载波多普勒频率的跳动示意图
(a) Diagram of the carrier center frequency hopping with the carrier Doppler frequency hopping



(b) 电离层效应造成的相位不连续示意图
(b) Diagram of the phase discontinuity caused by ionospheric effect

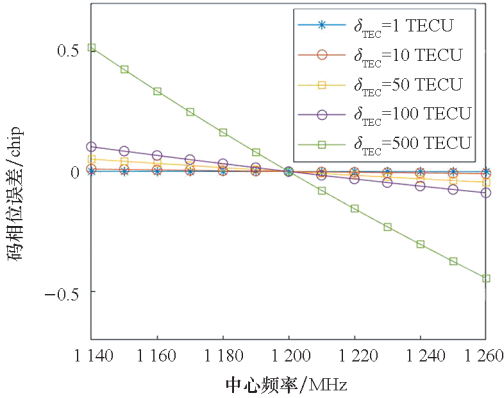
图2 DS/FH信号频率相位不一致示意图

Fig.2 Diagram of the frequency and phase discontinuity of the DS/FH signal

可见,实际上电离层会对接收信号的载波相位和码相位起到超前和滞后的作用。需要指出的是,在实际之中, δ_{TEC} 随着时间和地点变化,而电离层具有各相异性,由于经纬度等因素的不同,导航信号穿过电离层的方向也具有区别。式(3)和式(4)中的 δ_{TEC} 可能表示垂直方向的TEC,也可能表示斜向的TEC。后者和前者之间的转化,需要根据电离层星下点处卫星的天顶

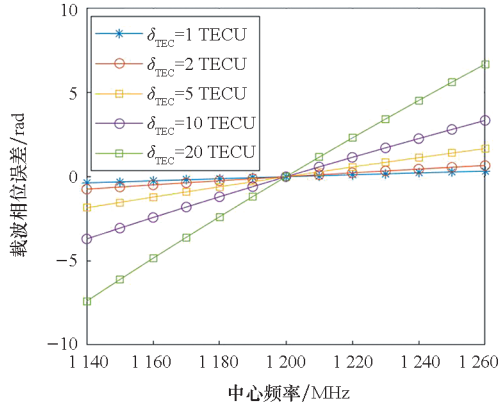
角的大小确定。

对于 DS/FH 信号,其电离层延迟还会因为频率的捷变而发生周期性的突变和不连续。如果不进行很好的补偿,那么就会造成 FLL/PLL 发散。如图 3 所示,给出了在不同 δ_{TEC} 下,电离层效应造成的码相位和载波相位的相位误差(相对 $f_0 = 1\ 200\ \text{MHz}$ 的差值)。



(a) 码相位误差

(a) Code phase error



(b) 载波相位误差

(b) Carrier phase error

图 3 电离层造成伪码和载波相位差异

Fig. 3 Code and carrier phase discontinuity caused by ionospheric effect

由于伪码的波长相对载波更长,可观测的电离层误差范围更大,因此在图 3(a)中 δ_{TEC} 的取值范围为 1 ~ 500 TECU,在图 3(b)中 δ_{TEC} 的取值范围为 1 ~ 20 TECU。如图 3(a)所示,当 $\delta_{\text{TEC}} = 500\ \text{TECU}$ 时,1 140 MHz 和 1 260 MHz 对应的电离层引起的伪码相位差为 0.959 chip,该误差已经要超出一般码鉴相的牵引范围,码环已呈极度不稳定的状态。由图 3(b)可以看出,当 $\delta_{\text{TEC}} = 20\ \text{TECU}$ 时,在 1 140 MHz 和 1 260 MHz 对应的电离层引起的载波相位差为 -14.095 rad,已经超过了 2 周,电离层造成的相位误差已经包含了整周

模糊度,在没有辅助的情况下很难得以恢复正确的载波相位。

DS/FH 信号的下变频需要和跳频的时间估计相结合,以保证能够下变频到中频相对恒定的基带信号。考虑到数据通道一般不用于跟踪,以下仅写出导频通道的基带信号形式,表达式为

$$r_{\text{IF,D}}(t) = A c_{\text{p}}(t - \tau'_i) e^{j(2\pi f'_t + \theta'_i)} + n_{\text{IF}}(t) \quad (5)$$

其中,幅度、相位被假设在下变频的过程中没有发生变化,而载波的频率变为 $f''_i = f_{\text{IF}} + f_{\text{d},i}$ (f_{IF} 为恒定的中频)。为了跟踪中频信号的频率相位,需利用本地复现信号和中频信号进行相关,可以表示为

$$\begin{aligned} U(\varepsilon, f_e, \theta_e, \delta) &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} r_{\text{IF,D}}(t) c(t - \hat{\tau} - \delta) e^{-j(2\pi \hat{f}_t + \hat{\theta})} dt \\ &\approx AR(\varepsilon + \delta) \text{Sa}(\pi f_e T) e^{j[\theta_e + 2\pi f_e(t_0 + \frac{T}{2})]} + N_{\delta} \quad (6) \end{aligned}$$

式中: $\text{Sa}(x) = \frac{\sin x}{x}$; t_0 是相干积分的起点; T 为相干积分时间; $\hat{\tau}$ 、 $\hat{\theta}$ 和 \hat{f} 是码相位、载波相位和载波频率的估计; $\varepsilon = \hat{\tau} - \tau_i$ 、 $\theta_e = \hat{\theta} - \theta_i$ 和 $f_e = \hat{f} - f_i$ 为本地复现信号和信号参数的差值; 相关器的延迟为 $\delta = \{-d, 0, d\}$, 分别对应早(early, E)、中(prompt, P)和迟(late, L)三个分支,其中 $E = U(\varepsilon, f_e, \theta_e, -d)$ 、 $P = U(\varepsilon, f_e, \theta_e, 0)$ 和 $L = U(\varepsilon, f_e, \theta_e, d)$ 。伪码鉴相和载波鉴相的鉴别函数可以写作 $D(\varepsilon) = |E| - |L|$ 、 $D(\theta_e) = \arg(P)$, 鉴频 $D(f_e)$ 可以通过计算 Dot 和 Cross 获得^[16]。鉴相和鉴频量送入环路滤波器,控制 NCO,从而使得延迟锁定环(delay locked loop, DLL)和 FLL/PLL 调整,逐渐收敛,但由于 DS/FH 信号的中心频率高速跳动,频率相位的不连续很可能让 FLL/PLL 根本无法进入稳态跟踪。

3 DS/FH 信号跟踪的 RLS 滤波修正方法

3.1 补偿原理

由于 DS/FH 信号的跟踪存在跳频带来的频率相位不连续的问题,需要采取修正的措施:一方面是修正载波多普勒频率的跳变,另一方面是修正电离层效应带来的相位不连续。

对于载波相位多普勒的修正,分为三步,包括:①将多普勒频率以 DS/FH 信号的中心频率为尺度进行归一化;②对归一化后的多普勒频率进行参数拟合;③对下一跳的初始频率和相位进行预测和修正。

由于多普勒频率在跳变前后处于不同的子中心频率的尺度,因此需要将之归一化到整个

DS/FH信号的中心频率的尺度,即

$$f_{d,i}^0 = \frac{f_0}{f_i} f_{d,i} = \lambda_{0,i} f_{d,i} \quad (7)$$

式中, $\lambda_{0,i} = 1/\lambda_{i,0}$ 是 DS/FH 信号中心频率和子中心频率的比值。一般情况下, $v_1 \ll c$, 那么在短时间内, 可以忽略式(2)中的高阶项, 近似认为

$$f_{d,i} \approx \left(\frac{v_r + v_1}{c} \right) \left[1 + \frac{v_1}{c} + \left(\frac{v_1}{c} \right)^2 \right] f_i \quad (8)$$

总之, 在短时间内, 式(7)可以写作

$$f_{d,i}^0 \approx \beta_{0,i} + \beta_{1,i} t + \beta_{2,i} t^2 \quad (9)$$

式中, $\beta_{0,i}, \beta_{1,i}, \beta_{2,i}$ 为用来描述载波多普勒变化趋势的多项式的系数。在短时间内认为该参数不变, 即 $\beta_{k,i+1} \approx \beta_{k,i}, k = 0, 1, 2$, 可预测下一跳的多普勒频率, 并将多普勒频率转换到第 $i+1$ 跳的子中心频率

$$\begin{aligned} \hat{f}_{d,i+1} &\approx \frac{f_{i+1}}{f_0} (\beta_{0,i} + \beta_{1,i} t + \beta_{2,i} t^2) \Big|_{t=t_{i+1,0}} \\ &= \lambda_{i+1,0} \hat{f}_{d,i+1}^0 \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $t_{i+1,0} = t_{i,0} + T_h$ 表示第 $i+1$ 跳的时刻, 在此时刻调整载波 NCO, 就能够克服多普勒跳变的影响, 避免 FLL/PLL 的发散。

对于相位不连续的修正, 需要对 δ_{TEC} 进行估计, 然后根据 δ_{TEC} 估计下一跳的相位跳变值, 并改变本地生成信号的初相。对于 DS/FH 信号, 第 $i-1$ 跳和第 i 跳间的相位跳变可以写作

$$\Delta\theta_{i-1,i} = \frac{80.56\pi}{c} \left(\frac{1}{f'_i} - \frac{1}{f'_{i-1}} \right) \delta_{\text{TEC}} = \gamma_{i-1,i}^{\theta} \delta_{\text{TEC},i} \quad (11)$$

式中, $\gamma_{i-1,i}^{\theta}$ 为两跳间的载波相位差的比例因子, 可见只有频率估计准确, 才能够获得准确的 $\gamma_{i-1,i}^{\theta}$ 。如果能够观测 $\Delta\theta_{i-1,i}$, 根据式(11)便可以解出 δ_{TEC} 。类似地, 码相位跳变可以写作

$$\begin{aligned} \Delta\tau_{i-1,i} &= -\frac{40.28f_c}{c} \left(\frac{1}{(f'_i)^2} - \frac{1}{(f'_{i-1})^2} \right) \delta_{\text{TEC},i} \\ &= \gamma_{i-1,i}^{\tau} \delta_{\text{TEC},i} \end{aligned} \quad (12)$$

式中, $\gamma_{i-1,i}^{\tau}$ 为两跳间的码相位差的比例因子。 δ_{TEC} 同样也可以从式(12)之中获取。对 δ_{TEC} 的获取需要考虑以下两个因素: ① FLL/PLL 对于载波相位的跟踪精度高于码相位的跟踪精度, 从提取精度的角度出发, 最好利用式(11)提取 δ_{TEC} ; ② 载波相位波长很短, 由图 3 可以看出, 当 δ_{TEC} 较大时, $\Delta\theta_{i-1,i}$ 可能超过一周, 此时最好利用式(12)提取。

跟踪环路在没有修正前, 每一跳开始时发散, 并重新收敛。可以以式(10)估计得到的 i 跳的初始多普勒频率作为本地复现信号的载波多普勒频率, 进行横跨整个跳频周期 T_h 的长相干积

分, 从而最大限度地消除噪声的影响, 即

$$U_i(\varepsilon, f_c, \theta_e, \delta) = U(\varepsilon, f_c, \theta_e, \delta) \Big|_{T=T_h}^{t=t_{i,0}} \quad (13)$$

由此, 可以得到第 i 跳的起始相位的估计 $\hat{\theta}_i^0$ 和第 i 跳最终相位的估计 $\hat{\theta}_i^\infty$, 即

$$\begin{cases} \hat{\theta}_i^0 = \hat{\theta} - \theta_e \\ \hat{\theta}_i^\infty = \hat{\theta}_i^0 + 2\pi \int_{t_{i,0}}^{t_{i,0}+T_h} \hat{f}_i dt \end{cases} \quad (14)$$

同理, $\hat{\theta}_{i-1}^0$ 和 $\hat{\theta}_{i-1}^\infty$ 也可以通过类似式(14)的方式获得, 从而可以估计得到第 i 跳前后的载波相位跳变 $\Delta\hat{\theta}_{i-1,i} = \hat{\theta}_i^0 - \hat{\theta}_{i-1}^\infty$ 。对于码相位, 同样可以用类似的方法获得在第 i 跳中的初始相位和最终相位

$$\begin{cases} \hat{\tau}_i^0 = \hat{\tau} - \varepsilon \\ \hat{\tau}_i^\infty = \hat{\tau}_i^0 + \int_{t_{i,0}}^{t_{i,0}+T_h} \hat{\tau}_i dt \end{cases} \quad (15)$$

其中, $\hat{\tau}_i$ 为码相位的变化频率, 可以从码 NCO 中读出。同样地, 可以计算出 $\Delta\hat{\tau}_{i-1,i} = \hat{\tau}_i^0 - \hat{\tau}_{i-1}^\infty$ 。一旦 $\Delta\hat{\theta}_{i-1,i}$ 和 $\Delta\hat{\tau}_{i-1,i}$ 得以估计, 那么便可以利用式(11)和式(12)估计 δ_{TEC} 。

3.2 RLS 滤波器设计

根据以上的机理, 利用 RLS 滤波器实时拟合多普勒频率曲线的参数 $\beta_{0,i}, \beta_{1,i}, \beta_{2,i}$, 估计 $\delta_{\text{TEC},i}$ 。RLS 滤波的方程可以写作

$$\begin{cases} \mathbf{P}_{i+1} = \mathbf{P}_i - \mathbf{P}_i \mathbf{x}_i (\mathbf{I} + \mathbf{x}_i^T \mathbf{P}_i \mathbf{x}_i)^{-1} \mathbf{x}_i^T \mathbf{P}_i \\ \boldsymbol{\Phi}_{i+1} = \boldsymbol{\Phi}_i + \mathbf{P}_{i+1} \mathbf{x}_i (y_i - \mathbf{x}_i^T \boldsymbol{\Phi}_i) \end{cases} \quad (16)$$

其中: \mathbf{P}_i 为 5×5 维度的协方差矩阵, 一般以对角矩阵作为初始值; 设计矩阵 \mathbf{x}_i 为

$$\mathbf{x}_i = \begin{bmatrix} 1 & t_{i,0} & t_{i,0}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \gamma_{i-1,i}^{\theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \gamma_{i-1,i}^{\tau} \end{bmatrix}_{3 \times 5} \quad (17)$$

输入矩阵 \mathbf{y}_i 为

$$\mathbf{y}_i = [\hat{f}_{d,i}^0 \quad \Delta\hat{\theta}_{i-1,i} \quad \Delta\hat{\tau}_{i-1,i}]_{1 \times 3}^T \quad (18)$$

状态向量 $\boldsymbol{\Phi}_i$ 为

$$\boldsymbol{\Phi}_i = [\hat{\beta}_{0,i} \quad \hat{\beta}_{1,i} \quad \hat{\beta}_{2,i} \quad \hat{\delta}_{\text{TEC},i}^{\theta} \quad \hat{\delta}_{\text{TEC},i}^{\tau}]_{1 \times 5}^T \quad (19)$$

$\hat{\delta}_{\text{TEC},i}^{\tau}$ 和 $\hat{\delta}_{\text{TEC},i}^{\theta}$ 分别表示由式(11)和式(12)中提取的 TEC 的估计值, 最终 $\hat{\delta}_{\text{TEC},i}$ 应该由以下的关系确定

$$\hat{\delta}_{\text{TEC},i} = \begin{cases} \hat{\delta}_{\text{TEC},i}^{\theta}, & \left| \frac{\hat{\delta}_{\text{TEC},i}^{\theta} - \hat{\delta}_{\text{TEC},i-1}^{\theta}}{\hat{\delta}_{\text{TEC},i}^{\theta}} \right| < \xi \\ \hat{\delta}_{\text{TEC},i}^{\tau}, & \text{其他} \end{cases} \quad (20)$$

其中, ξ 为门限, 一般令其等于 0.1, 也就是说, 如果 $\hat{\delta}_{\text{TEC},i}^{\theta}$ 估计是收敛的, 那么就利用载波相位跳变

的观测量提取 $\hat{\delta}_{TEC,i}$, 说明此时 TEC 数值较小, 载波相位的跳变观测量在一段时期内是线性的, 反之则需要根据码相位的跳变提取 $\hat{\delta}_{TEC,i}$ 。当 RLS 滤波器逐渐收敛后, 就可以估计出频率跳变值和相位跳变值, 得以修改下一跳复现信号的初始频率和初相, 从而让 DS/FH 跟踪环路进入稳态。如图 4 所示是带有所提 RLS 滤波修正的 DS/FH 信号接收机框架。

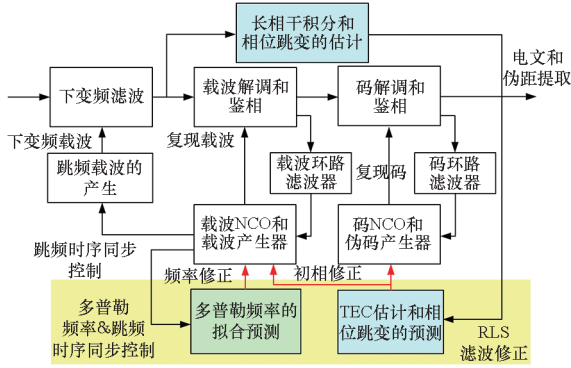


图 4 带有修正的 DS/FH 接收机框架

Fig. 4 Structure of the DS/FH receiver with the revision

4 性能分析

通过计算机仿真的方式分析所提算法的性能。仿真的架构如图 5 所示, 生成仿真的 DS/FH 信号, 并利用软件进行处理, 评估算法的性能。

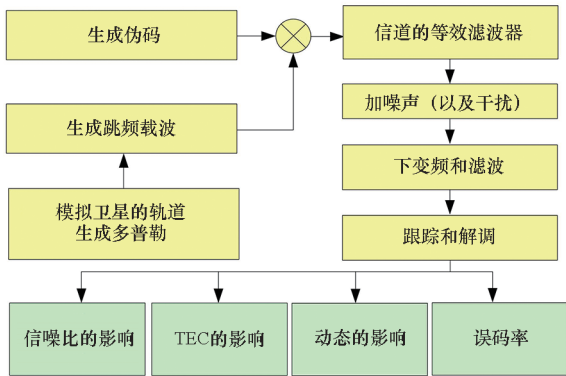


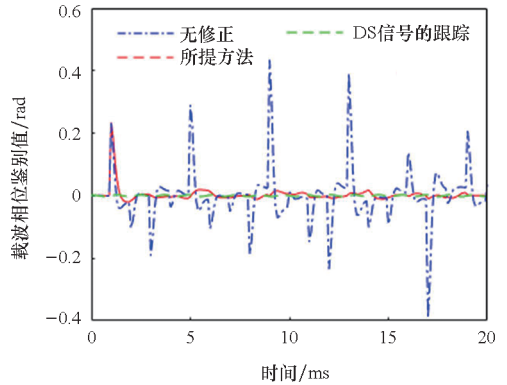
图 5 仿真架构

Fig. 5 Simulation diagram

4.1 场景研究

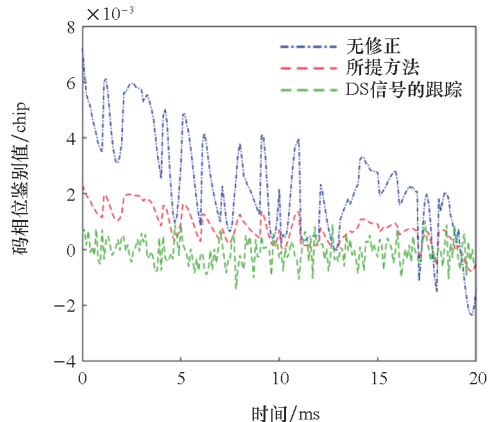
在该仿真之中, FLL/PLL/DLL 的带宽设置为 $B_{\text{pll}} = 2 \text{ Hz}$ 、 $B_{\text{pll}} = 20 \text{ Hz}$ 和 $B_{\text{dll}} = 1 \text{ Hz}$, 早迟间隔设置为 0.5 chip , 环路更新的相干积分时间为 $T = 0.1 \text{ ms}$, 同时进行 $T_h = 1 \text{ ms}$ 的长相干积分相位估计, 载噪比为 $C/N_0 = 45 \text{ dB-Hz}$, 电离层电子密度为 $\delta_{TEC} = (5 + t) \text{ TECU}$, 载波多普勒频率为 $f_{0,d} = (1\ 000 + t + 0.1t^2) \text{ Hz}$ 。

如图 6 所示是前 20 ms 的仿真结果, 包括了载波相位码相位的鉴别值、载波多普勒估计和 TEC 的估计结果。如图 6(a), 在没有修正的情况下的 DS/FH 跟踪, 载波相位的鉴相值是不稳定的, 在每次跳频时就会出现发散的现象; 而在所提算法支持下的 DS/FH 跟踪, 虽然无法实现和 DS 信号一样的精度, 但基本实现了平稳的跟踪。载波鉴相的平均偏差关系为: 无修正 ($0.099\ 0 \text{ rad}$) > 所提算法 ($0.004\ 8 \text{ rad}$) > DS 信号的跟踪 ($0.001\ 9 \text{ rad}$)。同样的结论也可以从图 6(b) 码鉴相的偏差中获得。如图 6(c) 所示, 在没有任何修正措施时, DS/FH 信号的多普勒频率的估计精度将会被严重地干扰, FLL/PLL 甚至无法进入稳态, 这也说明了 DS/FH 信号须使用导频和数据通道联合传送的方式, 并利用导频和数据通道的相位关系进行差分解调。图 6(c) 所示的载波多普勒频率估计偏差的关系为: 无修正 (38.732 Hz) > 所提算法 (3.287 Hz) > DS 信号的跟踪 (0.18 Hz)。如图 6(d) 所示, 对于 δ_{TEC} 的估计结果, 在 5 ms 之后逐渐收敛, 收敛后的估计误差小于 0.1 TECU 。



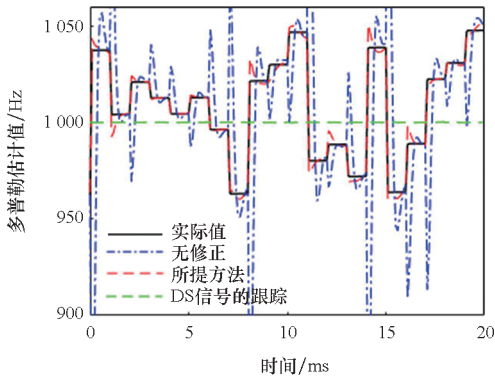
(a) 载波相位鉴别值

(a) Carrier phase discrimination value

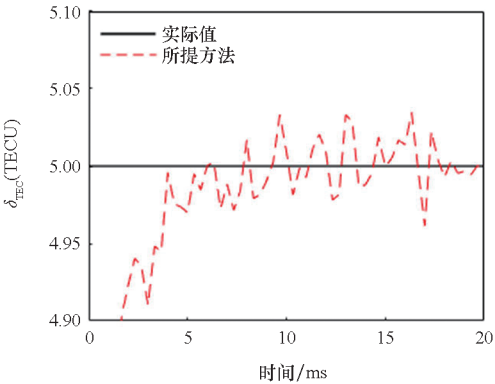


(b) 伪随机噪声码相位鉴别值

(b) Code phase discrimination value of pseudo-random noise



(c) 多普勒估计值
(c) Doppler estimation



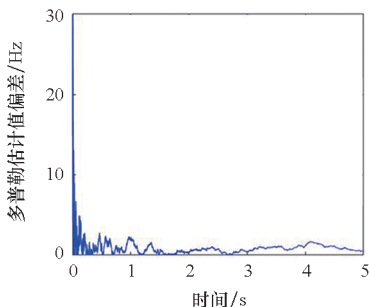
(d) TEC 估计值
(d) TEC estimation

图 6 场景研究中前 20 ms 的仿真结果
Fig. 6 Processing results of the case study with the first 20 ms

如图 7 所示是仿真持续 5 s 的 δ_{TEC} 估计偏差和载波多普勒估计偏差。当时间到达 2.01 s 时,由于载波相位的跳变开始含有整周模糊度,不再能够用来估计 δ_{TEC} , δ_{TEC} 转由码相位的跳变中提取,而在整个 5 s 之内,RLS 滤波器均能够在稳态。

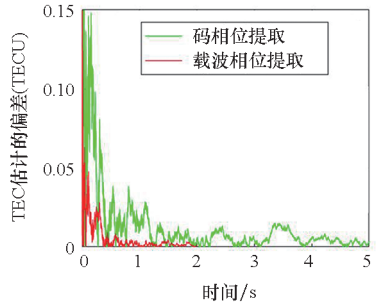
4.2 跟踪的精度

如图 8 所示是 TEC 估计的偏差随相干积分后的信噪比 $SNR = (C/N_0) T$ 的变化趋势,是通过



(a) 多普勒估计的偏差

(b) Doppler estimation error



(b) TEC 估计的偏差

(b) TEC estimation error

图 7 场景研究中 5 s 的仿真结果

Fig. 7 Processing results of the case study with 5 s

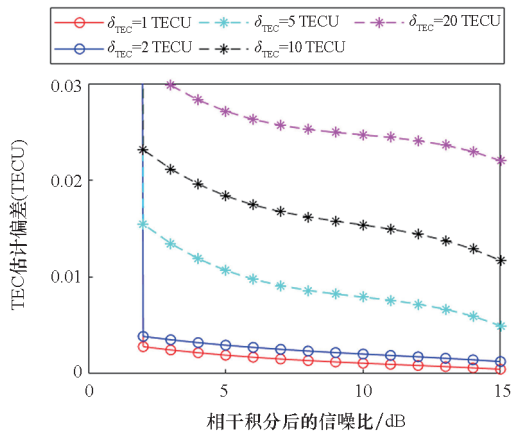


图 8 不同 SNR 下的 TEC 估计偏差

Fig. 8 Bias of TEC estimation under different SNR

1 000 次蒙特卡罗仿真获得的。可见,当 $\delta_{TEC} \geq 10$ TECU 时, δ_{TEC} 的估计转由观测码相位的捷变获得,而非根据载波相位的捷变获得,因此估计的误差会明显变大。对于 δ_{TEC} 整体的估计偏差,当 $SNR \leq 2$ dB 时,由于接收机的失锁, δ_{TEC} 的估计也会失效。在整个仿真中, δ_{TEC} 的估计误差小于 0.03 TECU。

如图 9 所示是载波相位跟踪偏差随 SNR 的变化趋势,也是通过 1 000 次蒙特卡罗仿真的平均值获得,理论结果为传统 DS 信号的 PLL 跟踪环路的偏差^[16]

$$\sigma_{DS} = \sqrt{\frac{B_{pll} T}{SNR} \left(1 + \frac{1}{SNR} \right)} \quad (21)$$

由图 9 可以看出,当 $SNR \geq 10$ dB,所提方法和 DS 信号的跟踪精度的差距变得很小,两者之间的跟踪误差基本是相同等级的。

如图 10 所示是不同 δ_{TEC} 下载波相位跟踪偏差的结果,当 $\delta_{TEC} \geq 10$ TECU,在没有修正下的跟踪误差会迅速增大,意味着 PLL 已经失锁。而当 $\delta_{TEC} \geq 100$ TECU 时,所提方法的跟踪偏差也会增

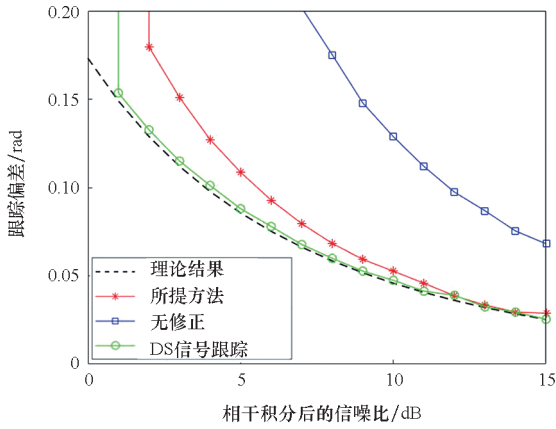


图 9 不同 SNR 下的载波相位跟踪偏差
Fig. 9 Carrier phase tracking deviation versus different post processing SNR

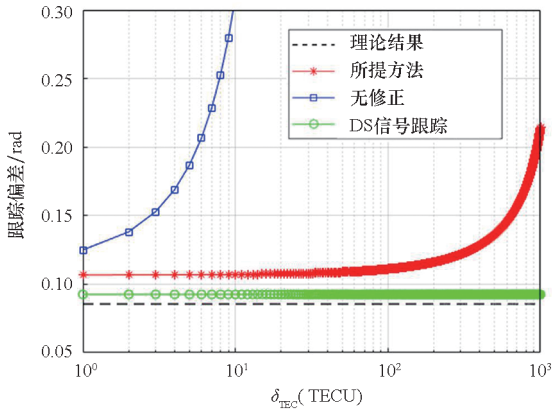


图 10 不同 TEC 下的载波相位跟踪偏差
Fig. 10 Carrier tracking deviation versus different TEC

大,但环路依然能保持总体的稳定。

如图 11 所示是不同多普勒改变率下的载波相位跟踪偏差。随着多普勒改变率的增加,载波相位跟踪误差也会随着增加,但所提方法总体还是能有效地维持环路的稳态。

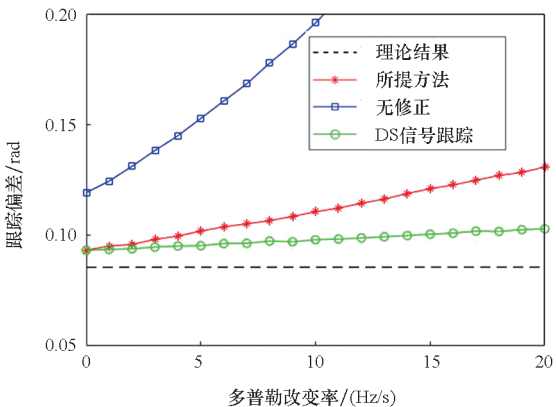


图 11 不同多普勒改变率下的载波相位跟踪偏差
Fig. 11 Carrier phase tracking deviation versus different post processing Doppler rate

4.3 误码率

在全频带干扰的情况下,DS/FH 信号的抗干扰性能相比于 DS 信号并不会得到提升。但是在部分频带干扰下,DS/FH 信号的抗干扰性能会优于 DS 信号。假设干扰信号的带宽覆盖了 N_i 个跳频频点,那么 DS/FH 和 DS 信号误码率^[17]可以写作

$$\left\{ \begin{aligned} p_{BER}^{DBPSK} &\approx \frac{N_i}{N_h} \operatorname{erfc}(\sqrt{SINR}) \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{SINR}) \right] + \\ &\quad \left(1 - \frac{N_i}{N_h} \right) \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR}) \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR}) \right] \\ p_{BER}^{BPSK} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{SINR}) \end{aligned} \right. \quad (22)$$

其中: $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 为高斯误差函数; $SINR = [C/(N_0 + N_s)]T$ 为相干积分后的干信噪比,在没有干扰的情况下, $SINR$ 退化为 SNR 。很显然,在不存在干扰、仅存在噪声的情况下

$$\left\{ \begin{aligned} p_{BER}^{DBPSK} &= \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR}) \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR}) \right] > \\ p_{BER}^{BPSK} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR}) \end{aligned} \right. \quad (23)$$

如图 12 所示,是在不存在干扰、不同的 SNR 下的误码率,其中相干积分时间为 1 ms,可见在相同的条件下,DBPSK 解码的误码率高于 BPSK 的解码误码率。为了达到和 DS 信号基本一致的误码率,在所提算法下的 DS/FH 信号的跟踪需要额外 1 dB 的信噪比。而 DS/FH 信号的跟踪在没有所提算法的情况下,其误码率将无法随着 SNR 的增加而向零值附近收敛。

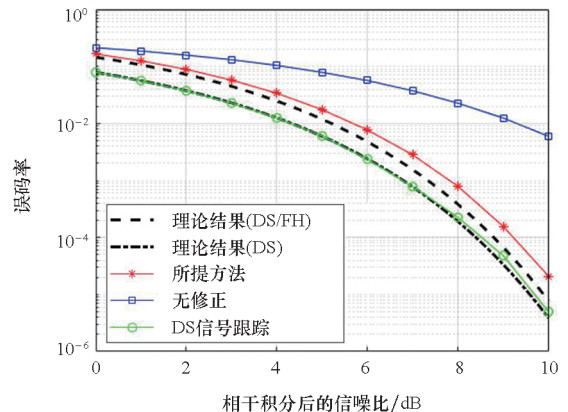


图 12 无干扰下的误码率仿真结果
Fig. 12 Simulation results of the bit error rate without interference

如图 13 所示,是限定 $SNR = (C/N_0)T = 10$ dB 条件下,在不同的 $SINR$ 下的误码率,其中相

干积分时间为 1 ms。可见,当受到干扰的频点数量 N_i 为 1、2 时,DS/FH 信号对应的误码率低于传统的 DS 信号;当 $N_i = 5$ 时,DS/FH 信号对应的误码率和 DS 信号大致相等,证明了 DS/FH 信号对部分频带干扰的抑制性能优于 DS 信号。在实际中,如果结合自适应频谱监测等技术,对跳频的频点进行调整,那么就能够进一步地提高 DS/FH 信号的抗干扰能力。

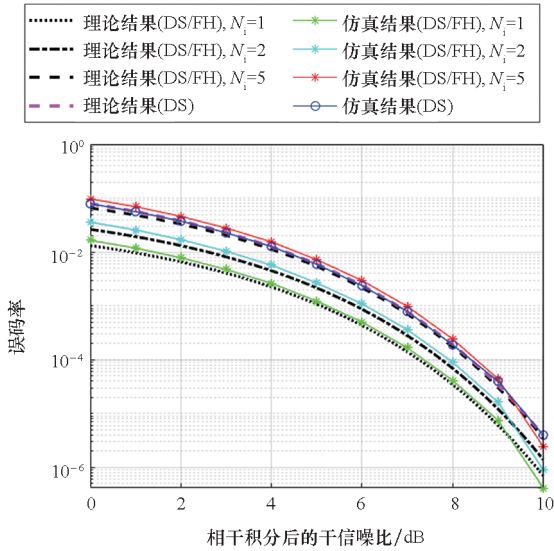


图 13 干扰下的误码率仿真结果

Fig. 13 Simulation results of the bit error rate with interference

5 结论

为了解决 DS/FH 信号跟踪中的频率相位不连续的问题,本文提出利用 RLS 滤波的方式对跟踪环路进行修正。一方面,通过对 DS/FH 信号的载波多普勒频率进行曲线拟合,预测多普勒频率的趋势;另一方面,通过观测跳频前后的载波和伪码的相位跳变,估计电子密度,并预测未来跳频后的相位跳变。在频率跳变后,修改载波 NCO 和初相,从而避免跟踪环路的失锁问题,确保环路进入稳态。仿真的结果表明,在所提方法的支持下,虽然 DS/FH 信号跟踪的精度和误码率性能略低于 DS 型信号,但是跟踪环路已经可以保持稳态,跟踪的精度已经基本能够达到无线电导航的精度需求,而在部分干扰下 DS/FH 信号的误码率明显更低,具有抗干扰的优势。

考虑到高精度的 GNSS 导航定位服务,需要接收机能够输出十分稳定的载波相位测量值,尤其是对于动态用户,如此才能够进行诸如载波平滑码相位和修复周跳等观测量修正操作,因此,未来还需进一步研究 DS/FH 信号的载波

跟踪环路的设计方法,如将卡尔曼滤波跟踪环、矢量跟踪等方法应用于 DS/FH 信号的跟踪中,从而进一步提高接收机对 DS/FH 信号载波的跟踪精度和抗差性能,使之在导航定位领域具有更强的适用性。

参考文献 (References)

- [1] TORRIERI D. Principles of spread-spectrum communication systems [M]. Berlin: Springer Publishing Company, Incorporated, 2015.
- [2] 党方,牛晓雷,刘江庭. 基于自适应跳频的无人机抗干扰技术研究[J]. 舰船电子对抗, 2021, 44(4): 25-27.
DANG F, NIU X L, LIU J T. Research into UAV anti-jamming technology based on adaptive frequency hopping[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2021, 44(4): 25-27. (in Chinese)
- [3] CHEN X, LI G X, LI Z Q, et al. Effective acquisition of a phase-coherent DSFH satellite telemetry signal [C]// Proceedings of the IEEE/CIC International Conference on Communications in China-Workshops (CIC/ICCC), 2015: 88-93.
- [4] 郭筱亮. 混合跳扩频测控应答机关键技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2014.
GUO X L. Research on key techniques of DS/FH hybrid spread spectrum TT&C transponder[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2014. (in Chinese)
- [5] 黄炎圣. 基于 DS/FH 导航信号的跟踪技术[D]. 武汉: 华中科技大学, 2017.
HUANG Y S. Tracking technologies of navigation signal based on DS/FH modulation[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2017. (in Chinese)
- [6] MA J G, YANG Y K. A generalized anti-interference low-ambiguity dual-frequency multiplexing modulation based on the frequency-hopping technique[J]. IEEE Access, 2020, 8: 95288-95300.
- [7] 袁田,刘田,苏新军. 基于重叠缓冲预解跳的 DS/FH 扩频信号快速捕获[J]. 电讯技术, 2020, 60(7): 815-819.
YUAN T, LIU T, SU X J. Rapid acquisition of DS/FH spread spectrum signal based on double buffer pre-dehopping[J]. Telecommunication Engineering, 2020, 60(7): 815-819. (in Chinese)
- [8] 楼德侃,李志强,南海涛. DS/FH 信号的测速测距性能分析[J]. 无线电通信技术, 2013, 39(3): 64-66.
LOU D K, LI Z Q, NAN H T. Analysis on ranging and velocity measurement performance of DS/FH hybrid spread spectrum signal [J]. Radio Communications Technology, 2013, 39(3): 64-66. (in Chinese)
- [9] 刘艺,周晓雄,程广俊. 高动态跳频载波跟踪技术[J]. 系统工程与电子技术, 2022, 44(2): 677-683.
LIU Y, ZHOU X X, CHENG G J. High dynamic carrier tracking technology in frequency hopping systems [J]. Systems Engineering and Electronics, 2022, 44(2): 677-683. (in Chinese)
- [10] CHEN T W, WANG J, FAN X, et al. A research of carrier tracking loop for high hopping rate DS/FH receiver [C]// Proceedings of the IEEE International Conference on Signal Processing, Communication and Computing (ICSPCC 2013), 2013: 1-5.

- [11] 陈啸, 李广侠, 李志强, 等. 电离层色散对 DS/FH-BPSK 信号解调性能影响[J]. 飞行器测控学报, 2017, 36(2): 136-143.
CHEN X, LI G X, LI Z Q, et al. Impact of ionospheric dispersion on demodulation of DS/FH-BPSK signal [J]. Journal of Spacecraft TT&C Technology, 2017, 36(2): 136-143. (in Chinese)
- [12] 阮航, 郑舟, 张磊, 等. 电离层延迟估计下的 AltBOC 信号联合跟踪方法[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2015, 36(3): 353-357.
RUAN H, ZHENG Z, ZHANG L, et al. An AltBOC union tracking method based on ionospheric delay estimation [J]. Journal of Harbin Engineering University, 2015, 36(3): 353-357. (in Chinese)
- [13] 耿宇晖, 袁洪, 汪建明, 等. 电离层色散效应对宽带 BOC 信号的影响[J]. 电讯技术, 2020, 60(2): 196-202.
GENG Y H, YUAN H, WANG J M, et al. Ionosphere dispersion effects on wideband BOC modulated signals [J]. Telecommunication Engineering, 2020, 60(2): 196-202. (in Chinese)
- [14] PUNCHALARD R, THITINAUREMIT A. RLS-based interference cancellation [C]//Proceedings of 17th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2020: 563-565.
- [15] WANG M, SHEN Q, TIAN X B, et al. GLONASS signal characteristics analysis and navigation performance for geostationary satellites[J]. GPS Solutions, 2023, 27: 167.
- [16] 王勘健. 扩跳频系统抗干扰性能分析与仿真[D]. 成都: 电子科技大学, 2010.
WANG X J. Analysis and simulation of anti-jamming performance of spread frequency hopping system [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2010. (in Chinese)
- [17] HLAING N W, FARZAMNIA A. Bit error rate comparison for radio frequency interconnection based on BPSK, PAM and QAM modulation [C]//Proceedings of IEEE 19th Student Conference on Research and Development (SCOREd), 2021: 445-449.