

# 高动态北斗接收机PLL性能优化研究

陈 朝<sup>1,2</sup>, 朱梦双<sup>2</sup>, 周一帆<sup>2</sup>, 郭 鑫<sup>2</sup>

(1. 智慧地球重点实验室, 北京 100029;

2. 中国地质大学(武汉)机械与电子信息学院, 湖北 武汉 430074)

**摘要:** 针对高动态环境下北斗卫星接收机锁相环(phase locked loop, PLL)的性能优化问题, 提出了一种基于自适应光滑非线性函数的三阶锁相环设计方法, 解决了传统分段非线性环路中的相位突变和噪声敏感性问题。仿真实验结果显示该方法在复杂噪声环境和动态场景下的稳定性、收敛速度及抗干扰能力更佳, 验证了其在复杂动态环境下的鲁棒性与实用性。通过理论创新与实验验证, 为高动态全球导航卫星系统接收机提供了兼具快速响应与强抗扰能力的PLL解决方案, 具有明确的工程应用前景。

**关键词:** 卫星接收机; 多普勒跟踪; 自适应锁相环; 光滑非线性控制单元

**中图分类号:** TN911.8

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2025033

## Research on Adaptive Smoothing Nonlinear PLL Performance Optimization for High Dynamics BeiDou Receivers

CHEN Zhao<sup>1,2</sup>, ZHU Mengshuang<sup>2</sup>, ZHOU Yifan<sup>2</sup>, GUO Xin<sup>2</sup>

1. Key Laboratory of Smart Earth, Beijing 100029, China

2. School of Mechanical Engineering and Electronic Information, China University of Geosciences, Wuhan 430074, China

**Abstract:** This paper addressed the performance optimization of the BeiDou satellite receiver phase-locked loop in high-dynamic environments by proposing a third-order PLL design based on an adaptive smooth nonlinear function. Through an innovative approach, it resolved the issues of phase mutation and noise sensitivity inherent in traditional piecewise nonlinear loops. Simulation experiments demonstrated superior stability, convergence speed, and anti-interference capability under complex noise conditions and dynamic scenarios, validating its robustness and practicality in highly dynamic environments. By combining theoretical innovation with experimental verification, this research provided a PLL solution for high-dynamic GNSS receivers that balanced rapid response with strong disturbance resistance, offering clear prospects for engineering applications.

**Keywords:** satellite receiver, Doppler tracking, adaptive PLL, smooth nonlinear control unit

### 0 引言

目前, 卫星导航已经广泛应用于交通运输、测绘勘探、航空航天等众多领域, 提升了人们出行效率, 推动了智能设备发展, 支撑了现代社会运转<sup>[1-2]</sup>。然而高动态环境下的高机动用户运动等因素, 造成用户接收卫星导航信号存在较大的多普勒频移, 而相对运动加速度的存在会造成频率随时间的改变, 带来多普勒频率变化率<sup>[3]</sup>。对于北斗三号卫星, 收发端在 10 g 相对运动加速度下,

多普勒频移可达几千乃至上万赫兹, 多普勒频率变化率可达几百乃至上千赫兹每秒。在低信噪比和高动态的通信条件下, 传统的载波同步技术受限于载波环路带宽及宽带噪声的影响难以发挥作用<sup>[4]</sup>。

早期的高动态载波跟踪研究主要集中在高阶锁相环(phase locked loop, PLL)<sup>[5-9]</sup>, 然而, 由于高动态环境载噪比低, 三阶锁相环(third-order phase-locked loop, TO-PLL)的噪声带宽设置与动态捕获范围之间存在一定的矛盾, 对载波信号的跟踪性能几乎完全取决于环路滤

收稿日期: 2025-06-09; 修回日期: 2025-08-17

基金项目: 智慧地球重点实验室基金资助项目 (No. KF2023YB01-04)

Foundation Item: Founded by Key Laboratory of Smart Earth (No. KF2023YB01-04)

波器的设计。针对 TO-PLL 响应速度和噪声抑制能力之间的矛盾, 研究人员提出一种包含两个线性段的分段非线性控制单元的三阶锁相环<sup>[10]</sup> (nonlinear third-order phase-locked loop, N-TO-PLL) 方法, 其中的控制单元根据环路滤波器输出值的大小自适应产生控制信号, 进而实现压控振荡器 (voltage controlled oscillator, VCO) 输出信号频率和相位的自适应调节<sup>[11]</sup>。此方案虽然平衡了跟踪速度和跟踪精度, 但是由于两个线性段的分段非线性控制单元在拐点处一阶导不连续, 因此环路在误差接近分段拐点时易发生响应突变<sup>[12]</sup>, 进而引发相位抖动产生高频毛刺, 严重时甚至可能失锁。

针对上述问题, 本文引入光滑非线性自适应三阶锁相环 (smooth nonlinear third-order phase-locked loop, SN-TO-PLL), 该环路在环路滤波器后的非线性控制单元采用基于高斯型函数的连续增益调度策略, 实现大误差区高增益与小误差区低增益的无缝衔接, 避免了 N-TO-PLL 在阈值处导数不连续导致的相位抖动<sup>[13]</sup>。同时, 为加快大误差时的跟踪速度和保证小误差时的跟踪精度, 针对该非线性控制单元引入混合增益策略, 通过平滑因子调节高增益与低增益部分的混合比例以进一步消除相位突变。在环路滤波器的设计上, 基于实时相位误差的幅值和动态时间常数, 采用  $\tanh$  函数实现环路带宽的自适应调整<sup>[14]</sup>, 打破固定参数 N-TO-PLL 的稳定性与动态性能矛盾, 进一步提升跟踪速度。另外, 为防止环路滤波器参数的实时改变引起环路滤波器状态量的误差累积, 引入自适应状态衰减机制以提高低信噪比下的稳定性<sup>[15]</sup>。仿真结果表明, 通过以上操作, 可实现跟踪速度、稳态精度与抗干扰能力的平衡。

## 1 分段非线性三阶锁相环

PLL 的稳定性和动态响应与环路带宽密切相关。通常, 环路增益越大, 环路带宽越大。而带宽越大, 意味着环路对输入信号变化的响应速度越快, 纠错能力越强。针对 TO-PLL 响应速度和噪声抑制能力之间的矛盾, N-TO-PLL 在 TO-PLL 的环路滤波器和 VCO 之间加入一个非线性控制单元, 结构如图 1 所示。

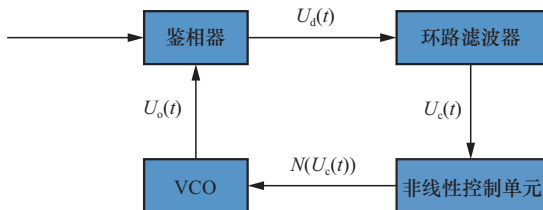


图1 分段非线性三阶锁相环环路结构

其中, 非线性控制单元建模为:

$$N(U_c(t)) = \begin{cases} m_h U_c(t) + (m_h - m_l) y^*, & U_c(t) \leq -y^* \\ m_l U_c(t), & -y^* < U_c(t) \leq y^* \\ m_h U_c(t) + (m_h - m_l) y^*, & y^* < U_c(t) \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $U_c(t)$  为环路滤波器输出电压,  $m_h$  和  $m_l$  分别表示分段非线性控制单元的两段斜率,  $y^*$  为非线性控制单元的拐点。分段非线性控制算法示意如图 2 所示。

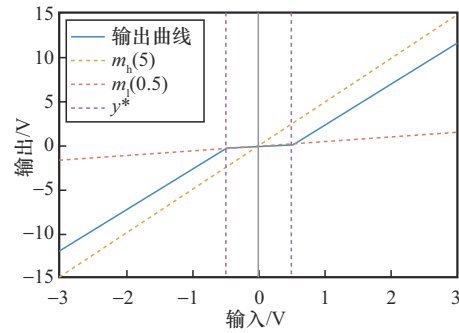


图2 分段非线性控制算法示意

图 2 中  $m_h(5)$ 、 $m_l(0.5)$  所示虚线分别代表  $m_h = 5$  和  $m_l = 0.5$  下, 斜率分别为 5 和 0.5 的过原点的切线, 含义为大误差下的增益为 5, 过分段点后的微小误差增益为 0.5;  $y^*$  所示虚线代表大小误差增益的分段点。分段非线性元件的工作过程为: 当初始相位误差较大时,  $U_c(t)$  大于分段非线性元件的拐点, 在  $m_h$  的作用下扩大环路滤波器的输出电压, 使 VCO 更快地调整其振荡频率, 相位误差快速收敛; 当  $U_c(t)$  小于分段非线性元件的拐点时,  $m_l$  的压缩作用使  $U_c(t)$  进一步缓慢收敛; 在  $m_h$  和  $m_l$  两种工作模式下, 抑制输入背景噪声的同时实现 VCO 输出频率和相位的精细调节; 最终, 分段非线性三阶锁相环能够实现目标跟踪。此方案虽然缓解了 TO-PLL 响应速度和噪声抑制能力之间的矛盾, 但是由于两个线性段的分段非线性元件在拐点处一阶导不连续, 因此环路在误差接近分段拐点时易发生响应突变, 进而引发相位抖动产生高频毛刺, 严重时甚至可能失锁, 需要寻找新的方案以对其进一步优化。

## 2 光滑非线性自适应三阶锁相环

### 2.1 光滑非线性控制单元

针对上述问题, 本文提出一种高斯型光滑非线性控制算法, 其函数定义为:

$$N(U_c(t)) = \gamma m_h U_c(t) \left( 1 - e^{-\alpha(|U_c(t)| - y^*)^2} \right) + \gamma m_l U_c(t) e^{-\alpha(|U_c(t)| - y^*)^2} + (1 - \gamma) m_l U_c(t) \quad (2)$$

其中,  $U_c(t)$  为环路滤波器的输出;  $m_h$  为大误差时的增益, 用于加速收敛;  $m_l$  为小误差时的增益, 用于抑制噪声;  $y^*$  为增益切换阈值, 用于定义高/低增益模式的分界点;  $\alpha$  为过渡陡峭度, 用于控制增益切换的平滑性;  $\gamma$  为平滑因子, 用于调节高增益与低增益部分的混合比例, 平衡捕获速度与抑制稳态噪声。

光滑非线性控制算法示意如图 3 所示。

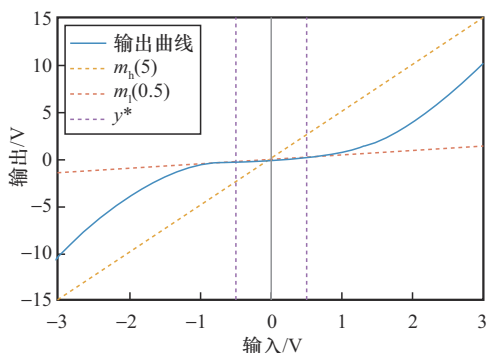


图 3 光滑非线性控制算法示意

式 (2) 表明, 当相位误差远大于转折点  $y^*$  (即  $|U_c(t)| \gg y^*$ ) 时, 指数项  $e^{-\alpha(|U_c(t)| - y^*)^2} \rightarrow 0$ , 式 (2) 简化为

$$N(U_{c1}(t)) \approx (\gamma m_h + (1 - \gamma) m_l) U_c(t) \quad (3)$$

此时的总增益为  $\gamma m_h + (1 - \gamma) m_l$ , 结合了高增益  $m_h$  和低增益  $m_l$ , 能够在误差偏离转折点时提供相对较高的修正力, 以实现快速相位锁定。环路的反馈控制作用使频率相位误差逐渐减小, 当  $|U_c(t)| < y^*$  时, 指数项  $e^{-\alpha(|U_c(t)| - y^*)^2} \rightarrow e^{-\alpha y^{*2}}$ , 式 (3) 简化为:

$$N(U_{c2}(t)) \approx m_l U_c(t) (\gamma e^{-\alpha y^{*2}} + (1 - \gamma)) \quad (4)$$

此时由低增益  $m_l$  主导, 可抑制噪声引起的抖动。

在过渡区  $|U_c(t)| \approx y^*$ , 指数项动态变化, 相位误差从大到小的变化过程中, 通过参数  $\alpha$  控制过渡的陡峭度。  $\alpha$  越大, 增益的切换速率越快, 但在噪声环境下过于陡峭的切换可能引入振荡或不稳定;  $\alpha$  越小, 增益的切换越平滑, 较小的  $\alpha$  有利于提高系统稳定性, 抑制噪声敏感度, 减少增益切换带来的冲击。

平滑因子  $\gamma (0 \leq \gamma \leq 1)$  接近 1 时, 大误差下的等效增益  $\gamma m_h + (1 - \gamma) m_l$  充分利用了高增益  $m_h$  的快速纠错能力, 能带来更快的捕获速度和对大动态信号更好的适应性;  $\gamma$  接近 0 时,  $\gamma m_h + (1 - \gamma) m_l$  趋向于低增益  $m_l$ , 此时由于非线性元件在大小误差区间内的增益都由  $m_l$  主导, 因此环

路行为更接近线性 PLL。

易证明, 该相位误差处理函数光滑连续可导, 从而避免了传统方法的响应突变问题, 光滑非线性控制单元结构如图 4 所示。

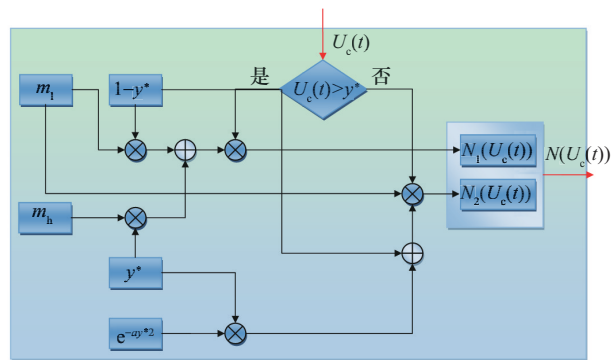


图 4 光滑非线性控制单元结构

## 2.2 自适应环路滤波器

图 3 中, 光滑非线性控制单元在小误差区域内指数数值变化非常缓慢, 收敛作用明显被抑制, 从而造成跟踪速度的损失, 单纯增大光滑非线性元件的参数并不能很好解决此问题。故针对环路滤波器, 提出一种新的方案: 首先, 根据实时相位误差动态调整环路参数 (环路增益和时间常数), 平衡跟踪速度与稳定性; 其次根据实时相位误差动态调整状态量衰减, 防止积分过于饱和, 增强对突变信号的适应性; 最后, 为环路增加一个后置滤波器, 进一步滤除高频噪声。

锁相环一般系统状态方程为:

$$\dot{\mathbf{U}}(t) = \mathbf{A}_d \mathbf{U}(t) + \mathbf{B}_d \mathbf{U}_d(t) \quad (5)$$

$$\dot{\mathbf{U}}(t) = \begin{bmatrix} \dot{U}_c(t) \\ \dot{U}_1(t) \\ \dot{U}_2(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{U}(t) = \begin{bmatrix} U_c(t) \\ U_1(t) \\ U_2(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中,  $\mathbf{U}(t)$  为系统状态向量;  $U_c(t)$  为环路滤波器相位输出, 即频率控制信号, 直接控制 VCO 的输出频率;  $U_1(t)$  是  $U_c(t)$  的一阶积分, 即  $U_1(t) = \int U_c(t) dt$ , 反映频率控制信号的“累积效应”以跟踪多普勒频移;  $U_2(t)$  是  $U_1(t)$  的一阶积分, 即  $U_2(t) = \int U_1(t) dt$ , 反映频率控制信号“累积的累积效应”以跟踪多普勒频率变化率;  $\mathbf{A}_d$  为系统矩阵, 描述系统状态自身的动态演化;  $\mathbf{B}_d$  为输

入矩阵, 描述相位误差  $U_d(t)$  对状态的驱动关系;  $U_d(t)$  为相位误差。

式 (5) 中  $A_d$  可定义为:

$$A_d = \begin{bmatrix} -\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} & -\frac{1}{\tau_1 \tau_2} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$B_d$  可定义为:

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{K(\tau_1 + \tau_2)}{\tau_1 \tau_2} \\ \frac{K}{\tau_1 \tau_2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式 (8) 和式 (9) 中,  $\tau_1$  和  $\tau_2$  为环路滤波器时间常数,  $K$  为环路滤波器增益。环路滤波器增益  $K$  和时间常数  $\tau_1$  表示为:

$$K_{\text{dynamic}} = K \left[ 1 + \lambda_1 \tanh \left( \frac{|U_d(t)|}{y^*} \right) \right] \quad (10)$$

$$\tau_{1,\text{dynamic}} = \frac{\tau_1}{1 + \lambda_2 \tanh \left( \frac{|U_d(t)|}{y^*} \right)} \quad (11)$$

式 (10) 和式 (11) 中,  $\lambda_1 > 0$  和  $\lambda_2 > 0$  为调制系数, 当相位误差较大时,  $\tanh(|U_d(t)|/y^*) \rightarrow 1$ , 此时  $K$  最大可扩大至  $(1 + \lambda_1)$  倍以加快响应速度,  $\tau_1$  最小可缩小至  $1/(1 + \lambda_2)$  以提升环路带宽, 加速跟踪; 当相位误差较小时,  $\tanh(|U_d(t)|/y^*) \rightarrow 0$ , 此时  $K_{\text{dynamic}} \approx K$ ,  $\tau_{1,\text{dynamic}} \approx \tau_1$ , 降低带宽以抑制噪声, 从而保证跟踪精度。

进一步地, 给系统矩阵一个自适应衰减因子, 表示为:

$$A_{\text{dynamic}} = \left( 1 - \beta \frac{|U_d(t)|}{\pi} \right) A_d = \eta A_d \quad (12)$$

其中,  $\beta \in (0, 1)$  为衰减系数,  $\eta$  为衰减因子, 从而系统离散状态方程表示为:

$$\dot{U}(t) = A_{\text{dynamic}} U(t) + B_d U_d(t) \quad (13)$$

衰减因子  $\eta$  意义为: 当  $|U_d(t)|$  较大时 ( $|U_d(t)| \rightarrow \pi$ ),  $\eta$  趋向于  $(1 - \beta)$ , 此时, 上一时刻的环路滤波器状态量  $A_d$  被乘以一个小于 1 的因子, 从而显著衰减包含大量噪声或累积误差的状态信息, 避免累积误差导致跟踪发散; 当  $|U_d(t)|$  较小时 ( $|U_d(t)| \rightarrow 0$ ),  $\eta$  趋向于 1, 环路滤波器最大限度地保留历史状态信息, 确保环路能平稳地跟踪信号的微小动态变化, 并有效抑制噪声, 进而维持高精度跟踪。

自适应 SN-TO-PLL 环路结构如图 5 所示, 其通过环

路滤波器的参数自适应和系统状态量的自适应衰减来解决 SN-TO-PLL 造成的跟踪速度损失的问题。

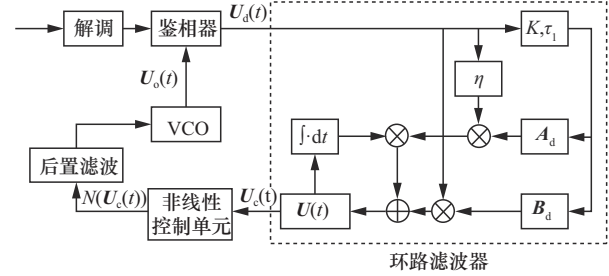


图5 自适应光滑非线性三阶锁相环路结构

### 3 仿真分析

以 B2a 信号导频分量 (B2a\_pilot) 为例, 对 N-TO-PLL 和 SN-TO-PLL 两种环路在信噪比为 25 dB 下, 进行了大量的仿真, 以研究本文所提出的 SN-TO-PLL 的跟踪性能。关键仿真参数见表 1, 其中, 为提高系统稳定性, 抑制噪声敏感度, 设定较小的过渡陡峭度  $\alpha (\alpha = 0.2)$ ; 为充分利用在大误差下高增益  $m_h$  的快速纠错能力, 平滑因子  $\gamma$  的取值通常在 0.8~1, 本仿真取  $\gamma = 0.9$  为参考; 对于衰减系数  $\beta$ , 若取值过大容易导致衰减过度, 即使在有效跟踪阶段, 也可能丢失部分有用的状态信息, 从而影响稳态跟踪精度, 而若取值过小, 可能无法提供足够的衰减能力来抵抗低信噪比或突发大误差下的状态累积, 导致环路稳定性下降, 本仿真取  $\beta = 0.3$  为参考。

表 1 关键仿真参数

| 符号          | 描述            | 参数值     |
|-------------|---------------|---------|
| $y^*$       | 增益切换阈值        | 0.5 rad |
| $\alpha$    | 过渡陡峭度         | 0.2     |
| $\gamma$    | 平滑因子          | 0.9     |
| $\tau_1$    | 滤波器时间常数       | 0.12 s  |
| $\tau_2$    | 滤波器时间常数       | 0.03 s  |
| $\lambda_1$ | $K$ 调制系数      | 2       |
| $\lambda_2$ | $\tau_1$ 调制系数 | 0.5     |
| $\beta$     | 状态衰减系数        | 0.3     |
| $f_d$       | 多普勒频移         | 8 kHz   |
| $f_a$       | 频移变化率         | 1 kHz/s |

N-TO-PLL 虽然能够通过调节  $m_h$  和  $K$  的大小来控制跟踪速度, 但是随着  $m_h$  和  $K$  的增大, 跟踪曲线会有剧烈的抖动, 跟踪环路对参数的变化非常敏感, 同时易受外界环境的干扰, 因此, 要想达到最佳接收效果, 需要精细调节环路参数。

$K = 10$ ,  $m_h$  分别为 3、5、7、9 时的 N-TO-PLL 跟踪曲线和误差曲线如图 6 所示。

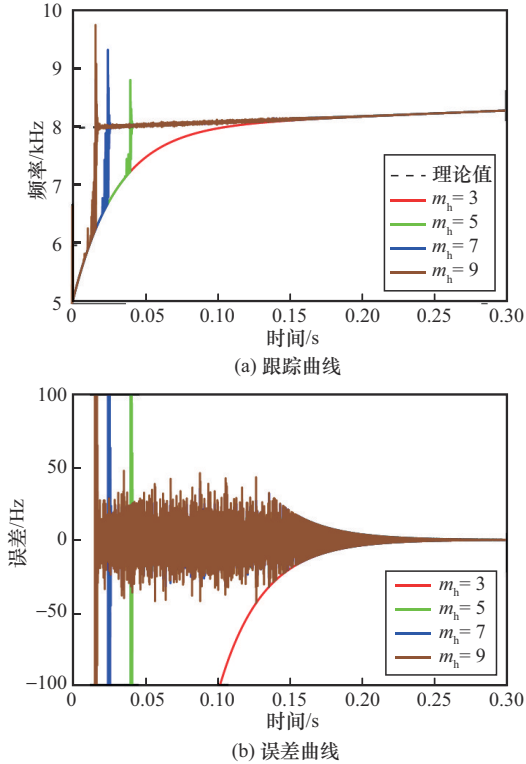


图 6 N-TO-PLL 不同  $m_h$  下的跟踪曲线和误差曲线

图 6 中理论值所示虚线代表所设定的信号包含的初始多普勒频移为  $f_d = 8$  kHz, 频移变化率为  $f_a = 1$  kHz/s, 其他曲线代表各自当前条件下 PLL 的收敛过程。当信号进入 PLL 后, 环路进入工作状态, 以当前的频移为基准, 环路内部信息时刻更新, 每更新一次离当前频移更近, 直至收敛。可以看出,  $m_h$  较小时, 跟踪曲线较为平滑,  $m_h$  较大时, 环路带宽也随之增大, 从而使得环路对输入信号变化的响应速度加快, 纠错能力增强, 但同时环路会允许更多的高频噪声通过并进入环路滤波器和 VCO, 这些高频噪声在 VCO 输出相位上会体现为随机的、快速的变化, 从而导致抖动增大。若增益过高, 环路在修正误差时会出现过冲现象, 在增益切换阈值  $y^*$  处引入相位突变。一般来说,  $m_h$  越大, 抖动越大, 相位突变也越明显。

$m_h = 3$ ,  $K$  分别为 10、15、20、25 时 N-TO-PLL 跟踪曲线和误差曲线如图 7 所示。

为验证自适应 SN-TO-PLL 的有效性, 以下给出在其他条件相同,  $K = 10$ ,  $m_h$  分别为 3、5、7、9 和  $m_h = 3$ ,  $K$  分别为 10、15、20、25 两种情况下的仿真结果。

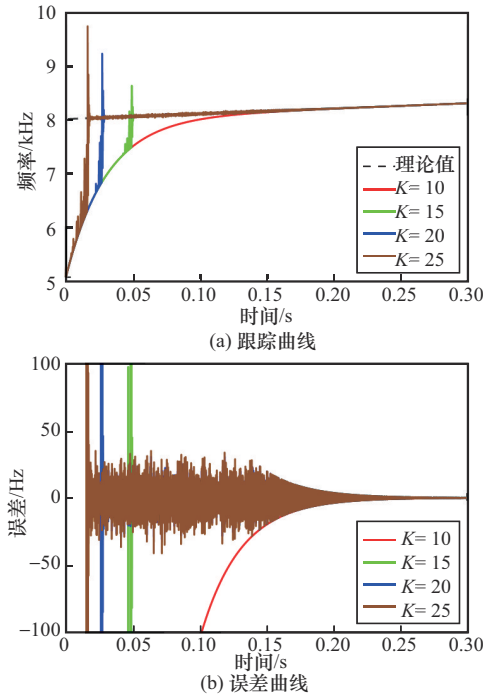


图 7 N-TO-PLL 不同  $K$  下的跟踪曲线和误差曲线

$K = 10$ ,  $m_h$  分别为 3、5、7、9 时 SN-TO-PLL 的跟踪曲线和误差曲线如图 8 所示。

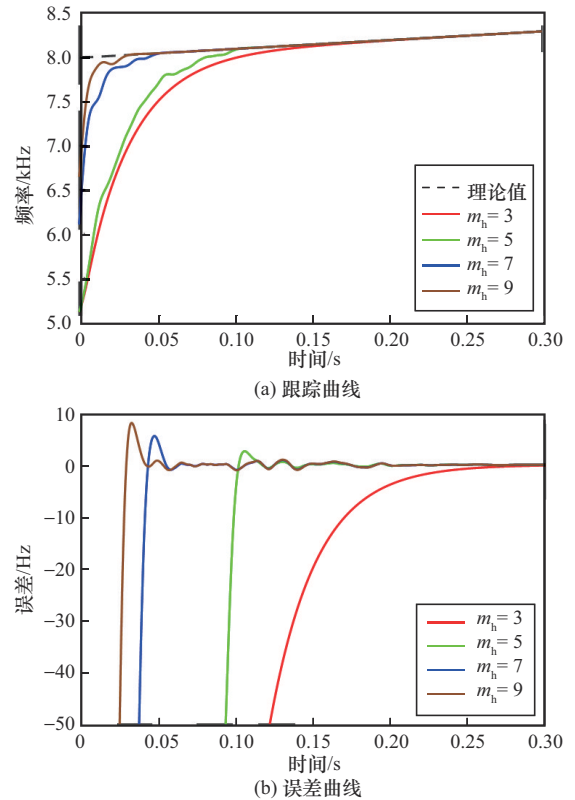


图 8 自适应 SN-TO-PLL 不同  $m_h$  下的跟踪曲线和误差曲线

$m_h = 3$ ,  $K$ 分别为10、15、20、25时SN-TO-PLL的跟踪曲线和误差曲线如图9所示。

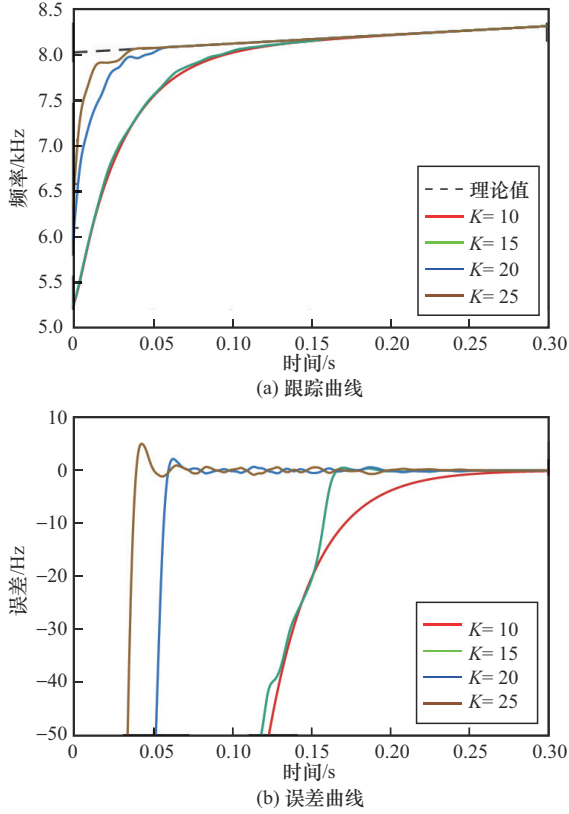


图9 自适应SN-TO-PLL不同 $K$ 下的跟踪曲线和跟踪误差曲线

从图8~图9可以看出,对于SN-TO-PLL环路,随着初始参数的增大,环路在有明显的跟踪效率提升的同时,环路稳定性也得到了更好的保障。具体表现为:跟踪初始误差较大时,环路总体增益也较大,环路拥有较大的带宽,从而对输入信号变化有良好的响应能力;随着相位误差的减小,环路带宽随增益的减小同步自适应减小,避免引入过多的高频噪声,从而削弱了相位抖动,抑制了相位突变。

可以看出,N-TO-PLL要达到 $\pm 20$  Hz的稳态误差至少需要0.2 s,SN-TO-PLL在 $m_h = 3$ ,  $K = 10$ 的组合下达到 $\pm 20$  Hz的稳态误差的时间约为0.15 s,跟踪速度提升约25%,而在 $m_h = 3$ ,  $K = 25$ 和 $m_h = 9$ ,  $K = 10$ 的参数组合下这一数值约为0.03 s,跟踪速度提升约85%,验证了本方案的有效性。

为验证环路滤波器的自适应特性,设定 $m_h = 3$ ,  $K = 10$ 的条件下,观察 $K_{dynamic}$ 、 $\tau_{1,dynamic}$ 和 $\eta$ 这3个关键自适应参数在仿真时间内的变化,结果如图10所示。

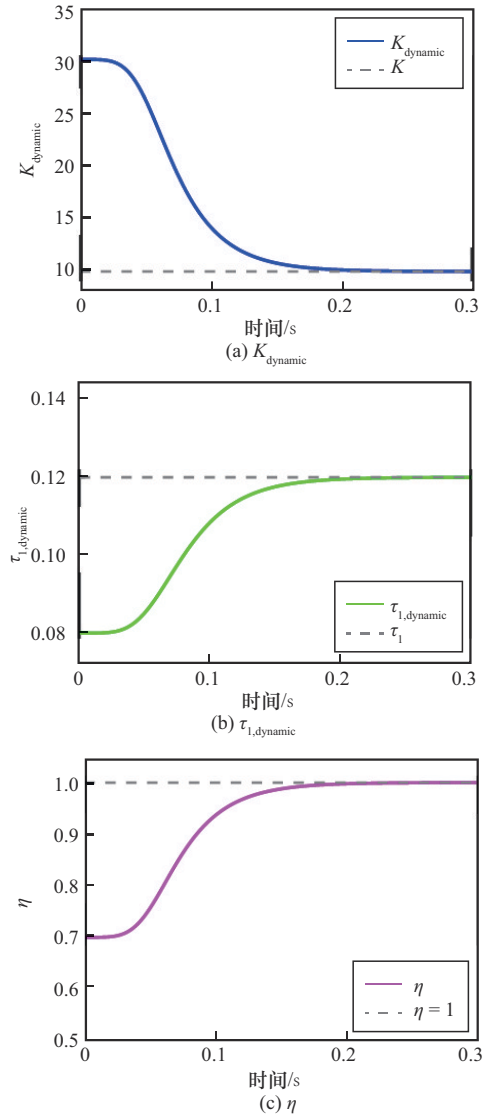


图10  $K_{dynamic}$ 、 $\tau_{1,dynamic}$ 、 $\eta$ 自适应变化

由图10可知,0时刻初始相位误差较大,由式(10)~式(12)可得, $K$ 、 $\tau_1$ 、 $\eta$ 分别被缩放到30、0.08、0.7。其中, $K$ 、 $\tau_1$ 的调整使得环路拥有更大的环路带宽,可提高对大误差下的信号跟踪速率; $\eta$ 则使得滤波器对前一时刻环路中的错误信息衰减更加明显,以避免错误信息使环路的跟踪产生误判。随着相位误差的减小, $K$ 、 $\tau_1$ 、 $\eta$ 三者慢慢回到初始设定值,环路带宽随之减小以避免过多的噪声进入环路,以实现信号的精细跟踪。其中, $\eta$ 最终回到1表明此时环路已经收敛,对前一时刻的信息不再衰减,从而维持跟踪效果。

为验证本方案的可靠性,采用均方根误差(root mean squared error, RMSE)来衡量不同信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)下TO-PLL、N-TO-PLL和SN-TO-

PLL 的跟踪性能。均方根误差定义为锁相环处于稳定跟踪状态下的所有频率误差的平方的平均值的平方根, TO-PLL、N-TO-PLL 和 SN-TO-PLL 在 0.2 s 下均能达到稳态, 故取 0.2 s 后的 100 个采样点, 并设置 100 次蒙特卡洛仿真来统计不同 SNR 下的 RMSE。

3 种 PLL 环路在不同信噪比下的 RMSE 如图 11 所示。在 SNR 为 0 dB 时, SN-TO-PLL 的 RMSE 约为 80 Hz, N-TO-PLL 的 RMSE 约为 200 Hz, 噪声容忍能力提升约 60%, 验证了本方案的可靠性; 在极端恶劣的噪声环境下 ( $\text{SNR} \leq 20 \text{ dB}$ ), 信号被完全淹没在噪声中, 3 种 PLL 环路均无法从噪声中剥离出有效信号导致发散; 在高信噪比环境中 ( $\text{SNR} \geq 15 \text{ dB}$ ), 3 种 PLL 环路均可收敛, 但因 SN-TO-PLL 具有更好的收敛速度和收敛精度, 因此表现出更高的应用价值。

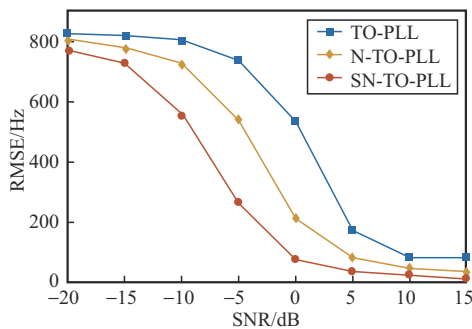


图 11 3 种 PLL 环路在不同信噪比下的 RMSE

#### 4 结束语

本文在传统分段非线性控制单元的基础上, 针对相位抖动和相位突变的特性, 设计了高斯型非线性控制单元, 并辅以参数自适应过程。仿真结果表明, 在保证环路跟踪稳定性的同时, SN-TO-PLL 的跟踪速度、跟踪精度和抗扰能力都有一定的提升, 潜在问题是参数的自适应会引入环路滤波器的复杂性, 改进方向在于可通过优化环路参数以降低上述复杂性。

#### 参考文献

- [1] 王瑛, 边朗, 杨涛, 等. 卫星导航技术发展综述[J]. 空间电子技术, 2025, 22(S1): 20-34.  
WANG Y, BIAN L, YANG T, et al. A review of the development of satellite navigation technology[J]. Space Electronic Technology, 2025, 22(S1): 20-34.
- [2] XU X F, WANG N W, WANG C T. Reflection on the development of satellite communications and the integration with terrestrial mo-

- bile communications[J]. Aerospace China, 2021, 22(1): 59-66.
- [3] 刘吉洋, 唐小妹, 袁木子, 等. 低轨卫星导航 SNAP 信号间歇跟踪算法及性能分析[J]. 全球定位系统, 2023, 48(5): 15-20.  
LIU J Y, TANG X M, YUAN M Z, et al. Intermittent tracking algorithm and performance analysis of low earth orbit satellite navigation SNAP signals[J]. GNSS world of China, 2023, 48(5): 15-20.
- [4] 汪文韬, 申宇瑶, 王永庆, 等. 高动态场景下 GNSS 信号自适应载波跟踪算法[J]. 中国科学, 2021, 51(1): 179-186.  
WANG W T, SHEN Y Y, WANG Y Q, et al. Adaptive carrier tracking algorithm for GNSS signals in high-dynamic scenarios[J]. Science China Press, 2021, 51(1): 179-186.
- [5] 宋青平, 余跃, 齐建中, 等. 一种适用于多普勒高阶变化率的载波跟踪算法[J]. 计算机测量与控制, 2019, 27(9): 204-208.  
SONG Q P, YU Y, QI J Z, et al. A carrier tracking algorithm applicable for Doppler high-order rate[J]. Computer Measurement and Control, 2019, 27(9): 204-208.
- [6] 张红斌, 李彤彤, 王晓君, 等. 基于带宽调整的两种混合载波跟踪环路研究[J]. 无线电工程, 2023, 53(10): 2244-2250.  
ZHANG H B, LI T T, WANG X J, et al. Research on two kinds of hybrid carrier tracking loop based on bandwidth adjustment[J]. Radio Engineering, 2023, 53(10): 2244-2250.
- [7] DENG T, MA M L, LIU Q H, et al. A novel high precision Doppler frequency estimation method based on the third-order phase-locked loop[J]. Research in Astronomy and Astrophysics, 2021, 21(9): 221.
- [8] GOLESTAN S, FREIJEDO F D, GUERRERO J M. A systematic approach to design high-order phase-locked loops[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 2885-2890.
- [9] LEI J X, YANG Z C, FENG S, et al. Straightforward high-order design of frequency-adaptive advanced phase-locked loop with improved dynamic performance[J]. Electric Power Systems Research, 2023, 217: 109098.
- [10] 朱从莹. 高超声速飞行环境下载波信号快速捕获与跟踪方法[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019.  
ZHU C Y. Fast acquisition and tracking method of carrier signal in hypersonic flying environment[D]. Xian: Xidian University, 2019.
- [11] 赵蕾, 石磊, 朱从莹, 等. 可自适应调节带宽的新型非线性二阶锁相环[J]. 电子科技, 2019, 32(1): 1-4.  
ZHAO L, SHI L, ZHU C Y, et al. A novel second order phase locked loop with adaptive adjusted bandwidth[J]. Electronic Science & Technology, 2019, 32(1): 1-4.
- [12] 张晋升, 王艳峰, 丁瑞强, 等. 一种双环路高动态 QPSK 载波跟踪器设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2018, 16(1): 75-80.  
ZHANG J S, WANG Y F, DING R Q, et al. A dual-loop structured QPSK carrier tracker for high-dynamic applications[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology[J]. 2018,

16(1): 75-80.

- [13] SHAHEEN E M. Mathematical analysis for the GPS carrier tracking loop phase jitter in presence of different types of interference signals[J]. Gyroscopy and Navigation, 2018, 9(4): 267-276.
- [14] MIAO J F, CHEN W, SUN Y R, et al. Adaptively robust phase lock loop for low C/N carrier tracking in a GPS software receiver [J]. Acta Automatica Sinica, 2011, 37(1): 52-60.
- [15] 沈锋, 李伟东, 邓德超. 基于载波频率辅助相位矢量跟踪算法[J]. 计算机仿真, 2015, 32(7): 55-59.
- SHEN F, LI W D, DENG D C. A tracking algorithm based on vector carrier frequency assist phase[J]. Computer Simulation, 2015, 32(7): 55-59.

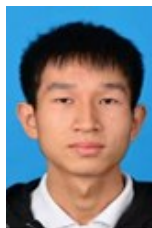
#### [作者简介]



陈朝 (1974-), 女, 副教授, 主要研究方向为无线通信、雷达通信和混沌通信等。



朱梦双 (2002-), 男, 主要研究方向为卫星通信。



周一帆 (2001-), 男, 主要研究方向为卫星通信。



郭鑫 (2002-), 男, 主要研究方向为无线通信。