

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514108

# 基于改进准一型锁相环的永磁同步电机 无位置传感器控制<sup>\*</sup>

于林鑫,袁昕,费连越

(沈阳理工大学自动化与电气工程学院 沈阳 110159)

**摘要:**传统准一型锁相环(QT1-PLL)在永磁同步电机无感控制系统中存在转子位置估计精度随运行状态变化而下降、动态响应与稳态精度难以兼顾等问题。为解决上述不足,提出了一种基于改进QT1-PLL结构的参数自适应锁相环方法。在传统QT1-PLL拓扑基础上,引入频率自适应混合滤波机制,将自适应陷波滤波器与移动平均滤波器串联,能够有效抑制频率波动导致的估计误差与噪声干扰,并在复杂工况下保持较高的滤波效率。通过与QT1-PLL的耦合设计,构建了自适应混合滤波锁相环(AHF-QT1-PLL),实现了反电势滤波与谐波抑制的协同作用,从而在低速运行、大范围变速及负载扰动条件下显著增强系统的鲁棒性与稳定性。该方法不仅在快速变速过程中的动态跟踪性能得到显著提升,而且在稳态运行阶段保持了较高的转子位置估计精度,兼顾了动态与稳态性能。基于多组仿真与实验研究结果表明,与传统QT1-PLL方法相比,AHF-QT1-PLL在多种运行工况下均表现出更高的转子位置估计精度,稳态误差明显减小,动态调节时间缩短,同时具备更强的抗干扰能力和谐波抑制性能。研究结果充分证明该方法在动态与稳态条件下的有效性和可靠性,展现出较强的工程应用前景与推广价值,为永磁同步电机无位置传感器控制策略的优化提供了一种可行途径。

**关键词:**永磁同步电机;无位置传感器控制;锁相环;参数自适应;转子位置估计

**中图分类号:** TH7      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 470.40

## Sensorless control of PMSM using an improved quasi-type-1 phase-locked loop

Yu Linxin, Yuan Xin, Fei Lianyue

(School of Automation and Electrical Engineering, Shenyang Ligong University, Shenyang 110159, China)

**Abstract:** Traditional quasi-type-I phase-locked loops (QT1-PLLs) in sensorless control systems for permanent magnet synchronous motors (PMSMs) suffer from decreased rotor position estimation accuracy as operating conditions change. They also struggle to balance dynamic response speed and steady-state accuracy. To address these challenges, we propose a parameter-adaptive phase-locked loop (PLL) method based on an improved QT1-PLL structure. Building on the conventional QT1-PLL topology, we introduce a frequency-adaptive hybrid filtering mechanism by cascading an adaptive notch filter with a moving average filter. This combination effectively suppresses estimation errors and noise disturbances caused by frequency fluctuations while maintaining high filtering efficiency under complex operating conditions. By coupling this hybrid filter with the QT1-PLL, we create the adaptive hybrid-filtering QT1-PLL (AHF-QT1-PLL), which coordinates back-EMF filtering and harmonic suppression. This significantly enhances the system's robustness and stability, especially under low-speed operation, wide speed variations, and load disturbances. Compared to the traditional QT1-PLL, the proposed method significantly improves dynamic tracking performance during fast speed changes and ensures high rotor position estimation accuracy during steady-state operation, effectively balancing dynamic and steady-state performance. Simulation and experimental results show that the AHF-QT1-PLL outperforms the traditional QT1-PLL across a range of operating conditions, demonstrating higher rotor position estimation accuracy, reduced steady-state errors, faster dynamic adjustment, and stronger disturbance rejection and harmonic suppression capabilities. These results confirm the effectiveness and reliability of the AHF-QT1-PLL under both dynamic and steady-state conditions, offering strong engineering application potential and practical value for optimizing sensorless control

strategies in PMSM.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; sensorless control; phase locked loop; parameter adaptation; estimation of rotor position

## 0 引言

永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 凭借其高功率密度、高效率及低噪声等特性, 广泛应用于电动交通、航空航天以及船舶推进等领域。传统驱动依赖位置传感器来获取转子位置信息, 但在复杂工况下, 位置传感器的可靠性较低, 易成为故障源并提升成本。因此, 无位置传感器控制成为重要方向。然而, 现有的 PMSM 转子位置估计方法在不同类型的凸极类型与参数漂移场景下适应性不足, 并且对电机电磁参数的变化较为敏感, 导致鲁棒性较差。这一局限性使得提升无传感器控制的鲁棒性及优化转子位置估计的精度, 成为当前电机控制技术领域亟待解决的关键问题<sup>[1-3]</sup>。

PMSM 在零低速段的转子位置自检测控制常用高频信号注入方法, 利用电机的凸极效应获取位置信息。高频信号注入方法按照注入信号的类型及注入参考系的不同又分为旋转高频注入法<sup>[4]</sup>、脉振高频注入法<sup>[5]</sup>和方波高频注入法<sup>[6]</sup>等。高频注入类的凸极识别方法无需依赖反电势及精确参数, 在低速乃至零速工况下仍能获得较高的位置估计精度。在中高速运行阶段, 主要采用基于电机基波模型的观测器方法<sup>[7-12]</sup>, 利用反电势或磁链基波估计转子位置, 该方法还包括滑模观测器<sup>[10-12]</sup>、状态观测器、卡尔曼滤波器<sup>[13]</sup>、模型参考自适应法<sup>[14]</sup>等。反电势信号的相位信息与转子的机械位置具有直接的关系, 因此可以利用电机的电压、电流等信号计算其反电势, 通常先利用非线性观测器重构反电势或磁链, 随后配合锁相环 (phase-locked loop, PLL) 进行相位与频率跟踪, 以获得转子角与角速度<sup>[15]</sup>。然而, 在变速或畸变电压工况下, 传统 PLL 易出现位置估计误差上升、带宽与噪声抑制难以兼顾的问题, 针对此问题, 众多学者做了大量研究, 已有改进工作从滑模结构、扩展观测器及高阶 PLL 等角度提升动态性能与稳态精度<sup>[16-22]</sup>。文献 [18] 提出了一种变结构滑模控制改进的 PLL 结构, 有效提升了动态响应性能并且降低了对电机参数的依赖。但其在滑模控制抖振现象方面仍存在不足。文献 [19] 提出了一种降阶准谐振扩展状态观测器和牛顿-拉夫森锁相环方法, 实现了无相位滞后的高精度反电势观测, 提高了系统在动态工况下的响应速度和控制精度, 但该方法对高频噪声不够鲁棒, 影响反电势的观测精度, 并且控制器实现复杂度较高。文献 [20] 提出了一种新型高阶锁相环, 通过

构造新颖的输入误差信号, 成功解决了传统锁相环无法实现正反转切换的问题, 增加了估计速度前馈补偿, 能够在电机加速或减速工况下有效减小位置跟踪的动态误差, 但由于其利用估计  $q$  轴反电动势与估计速度之间的关系进行极性校正, 对系统参数准确性和模型精确度有一定依赖性。这些改进在一定程度上改善了系统性能, 但在复杂运行工况下, 仍然存在动态响应速度较慢、参数调节复杂等局限。为了解决传统准一型锁相环在转子位置估算过程中静态精度和抗干扰能力不足的问题, 文献 [21] 通过在准一型锁相环 (quasi-type-1 phase-locked loop, QT1-PLL) 结构中引入自适应陷波滤波器, 有效抑制了系统中的干扰分量, 提高了角度估算的精度和系统的鲁棒性。文献 [22] 提出了一种结合准一型同步参考系锁相环 (synchronous reference frame phase-locked loop, SRF-PLL) 结构及前馈补偿技术, 能够在保证系统稳定性的前提下, 提高相位跟踪的收敛速度和静态精度。

基于这些工作, 进一步改进 QT1-PLL 结构, 采用频率自适应机制和参数优化设计, 提出了一种基于参数自适应混合滤波结构的准一型锁相环 (adaptive hybrid filter based quasi-type-1 phase-locked loop, AHF-QT1-PLL) 的转子位置估计方法。通过将自适应陷波滤波器 (adaptive notch filter, ANF) 与移动平均值滤波器 (moving average filtering, MAF) 串联构造新的频率自适应混合滤波结构, 然后将该结构结合到 QT1-PLL 框架中进行参数设计, 使得锁相环能够根据不同的工况自适应调整控制参数, 以提升其在动态条件下的跟踪性能。最后, 通过实验验证了所提出方法的可行性和有效性。

## 1 传统准一型锁相环设计

### 1.1 传统准一型锁相环系统结构

如图 1 所示, 定子电压与电流首先经观测器得到反电势估计, 随后送入 QT1-PLL 以完成相位与速度跟踪。QT1-PLL 的信号链路由滤波环节、基于反正切的相位检测器和 PI 调节器组成: 滤波用于抑制噪声与谐波, 相位检测器输出瞬时相位, PI 调节器形成速度环闭环并给出转子角度与角速度估计。

与一型 PLL 相比, QT1-PLL 在频率扰动条件下对估计偏差更不敏感, 且能在保持带宽的同时获得较好的动态响应<sup>[23-24]</sup>; 但其参数多为定值整定, 难以适配全速域的变工况。

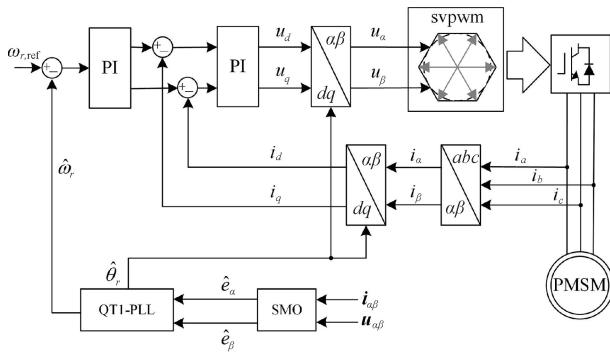


图 1 基于 QT1-PLL 的无传感器 PMSM 控制架构

Fig. 1 Architecture of the sensorless PMSM drive employing the QT1-PLL

## 1.2 基于 MAF 的准一型锁相环

移动平均值滤波器为线性相位滤波器,通常为了取得较大的带宽,会选择其作为结构中的低通滤波器,可以表示为:

$$MAF(s) = \frac{1 - e^{-T_{\omega^s}}}{T_{\omega^s} s} \quad (1)$$

其中,  $T_c$  是 MAF 的时间窗长度。

MAF 的响应时间由时间窗长度  $T_\omega$  决定, 幅频特性在 0 Hz 处为单位增益, 并在  $m/T_\omega$  ( $m=1, 2, 3, \dots$ ) 处形成零点; 因此直流分量不受衰减, 而整倍频分量被选择性抑制。

MAF-QT1 PLL 的示意图如图 2 所示, MAF 通过将输入信号进行加权平均, 从而平滑输入信号, 去除频率漂移等高频噪声。该结构的核心优势在于其能够在频率漂移等复杂工况下, 依然保持较好的相位跟踪精度。

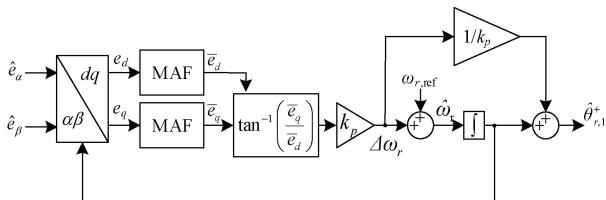


图 2 MAF-OT1 PLL 系统结构

Fig. 2 System structure of the MAF-QT1 PLL

MAF-QT1 PLL 结构由 SRF-PLL<sup>[25]</sup> 和 MAF-PLL<sup>[26]</sup> 演化而来。3 种 PLL 的开环传递函数可写为：

$$G_{\text{olSRF}}(s) = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{1}{s} \quad (2)$$

$$G_{\text{olMAF}}(s) = MAF(s) \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{1}{s} \approx \\ \frac{1}{T_\omega s + 1} \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{1}{s} \quad (3)$$

$$G_{\text{olQTI}}(s) = \left( \frac{MAF(s)}{1 - MAF(s)} \right) \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \approx \\ \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \quad (4)$$

式中: $k_p$  和  $k_i$  为 PI 控制器的参数。

如图 3 所示,为固定转速下 3 种 PLL 的波特图,相较 MAF-PLL,MAF-QT1-PLL 与 SRF-PLL 因极点更少使得在满足相位裕度的条件下可设定更大的闭环带宽;同时,MAF-QT1-PLL 保留了 MAF 对特定阶次谐波的完全抑制。但 MAF 的固定群延迟限制了快速动态,且 PI 参量为定值使得闭环带宽缺乏随转速的自适应性,从而在变速条件下影响估计的动态与稳态表现。

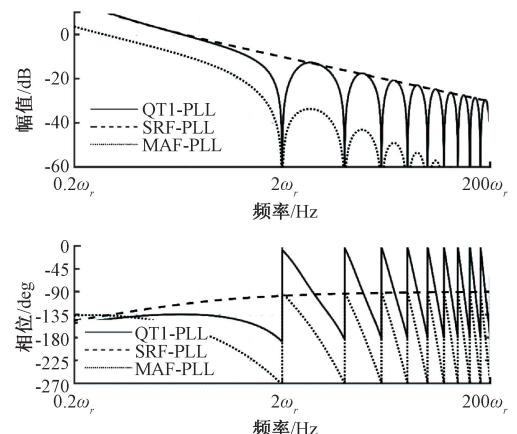


图 3 固定转速工况下 3 种 PLL 的开环波特图

Fig. 3 Open-loop Bode plots of three phase-locked loops at a fixed speed

## 2 改进型参数自适应 QT1-PLL

受 QT1-PLL 结构优势启发, 构建由 ANF 和 MAF 级联的混合滤波级并入环路, 如图 4 所示。其中 ANF 针对  $-2\hat{\omega}_n$  次主干扰进行自适应陷波, MAF 负责对剩余阶次进行平滑处理; 由于  $-2\hat{\omega}_n$  次分量已由 ANF 去除, MAF 的窗口可显著缩短以降低延时。

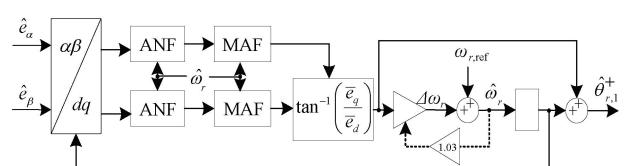


图 4 基于混合滤波结构锁相环结构

Fig. 4 Block diagram of phase-locked loop based on hybrid filter structure

ANF 的拉氏域传函如式(5)所示。

$$ANF(s) = \frac{s^2 + (2\hat{\omega}_r)^2}{s^2 + 2\hat{\omega}_r\xi s + (2\hat{\omega}_r)^2} \quad (5)$$

其中, 阻尼系数取  $\xi = 0.7$ , 与式(1)和(4)联立可得混合滤波器的传递函数为:

$$H(s) = ANF(s) MAF(s) = \frac{s^2 + (2\hat{\omega}_r)^2}{s^2 + 2\hat{\omega}_r\xi s + (2\hat{\omega}_r)^2} \frac{1 - e^{-T_{\omega}s}}{T_{\omega}s} \quad (6)$$

结合式(1)、(4)可得到混合滤波的传函与频域特性, 如图 5 所示, 在  $d-q$  坐标下对  $\pm 2\hat{\omega}_r$ 、 $\pm 6\hat{\omega}_r$ 、 $\pm 12\hat{\omega}_r$  等主导谐波实现有效抑制, 并给出 ANF 的频率自适应实现如图 6 所示。

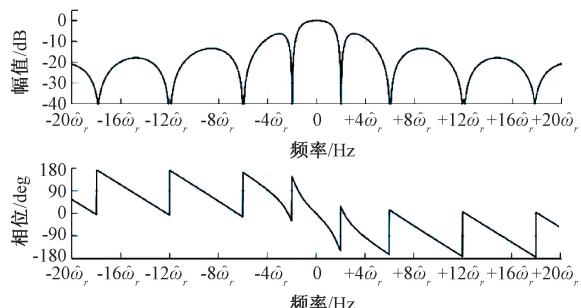


图 5  $H(s)$  频率特性

Fig. 5 Frequency characteristics of  $H(s)$

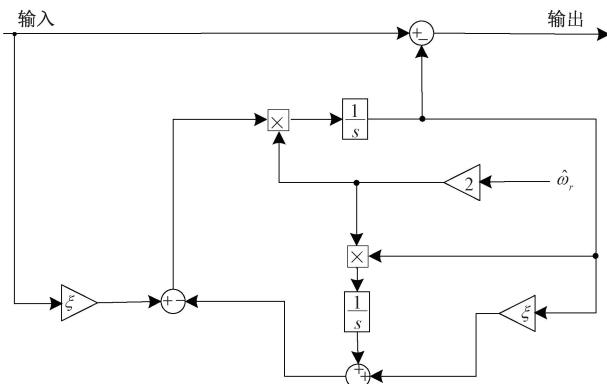


图 6 ANF 的频率自整定实现

Fig. 6 Block diagram of the frequency-adaptive implementation of the ANF

### 3 自适应参数设计及鲁棒性分析

依据图 4 所给出的混合滤波结构, 对所提 AHF-QT1-PLL 进行线性化处理, 建立小信号等效模型, 如图 7 所示。模型包含: 混合滤波环节  $H(s)$ 、基于  $\arctan(\cdot)$  的相位检测器以及 PI 调节器, 输出为转子角度与角速度估计量。该模型为后续参数整定与稳定性分析提供了统一框架。

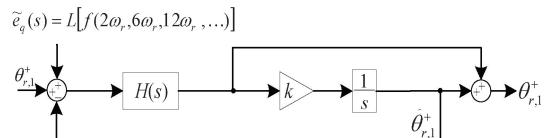


图 7 基于混合滤波结构 PLL 的小信号模型

Fig. 7 Small signal model of PLL based on hybrid filter structure

由小信号线性化模型经等效化简, 可得图 8 所示的闭环框图。

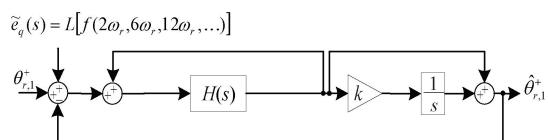


图 8 AHF-QT1-PLL 的闭环模型

Fig. 8 Closed-loop model of the AHF-QT1-PLL

据此, 开环传递函数为:

$$G_{ol}(s) = \frac{\hat{\theta}_{r,1}^+(s)}{\theta_{r,1}^+(s) - \hat{\theta}_{r,1}^+(s)} = \left( \frac{H(s)}{1 - H(s)} \right) \left( \frac{s + k}{s} \right) \quad (7)$$

位置估计误差  $\theta_e(s) = \theta_{r,1}^+(s) - \hat{\theta}_{r,1}^+(s)$  的传递函数可以表示为:

$$G_e(s) = \frac{\theta_e(s)}{\theta_{r,1}^+(s)} = \frac{\theta_{r,1}^+(s) - \hat{\theta}_{r,1}^+(s)}{\theta_{r,1}^+(s)} = \frac{1}{1 + G_{ol}(s)} \quad (8)$$

其中,  $\hat{\theta}_{r,1}^+(s)$  为估计转子位置,  $\theta_{r,1}^+(s)$  为实际转子位置,  $\theta_e$  为位置估计误差。

当施加单位阶跃位置扰动时,  $\theta_e$  的响应为:

$$\theta_e^{\Delta\theta}(s) = \frac{\Delta\theta}{s} G_e(s) \quad (9)$$

由式(9)可以推导出, 当转速发生变化时,  $\theta_e$  的响应为:

$$\theta_e^{\Delta\omega}(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2} G_e(s) \quad (10)$$

考虑转子位置发生阶跃以及转速发生阶跃两类情形, 对式(9)与(10)进行拉氏逆变换可获得相应的时域响应。以 1 000 和 2 800 r/min 为代表转速, 计算 2% 误差准则下的位置与速度整定时间随  $k$  变化的关系, 如图 9 所示。曲线表明:  $k$  增大可缩短一类扰动的整定时间, 但可能延长另一类扰动的整定时间, 二者之间存在权衡。

为同时优化位置阶跃与速度阶跃两类扰动下的暂态性能, 依据图 9 中两条曲线的低谷交叉点确定该转速对应的近似最优参数  $k$  值。以 1 000 r/min 为例, 位置和速度指标给出的最优解分别约为  $k = 124$  和  $k = 143$ 。鉴于工况变化会改变带宽需求, 参数  $k$  应随转速进行整定。

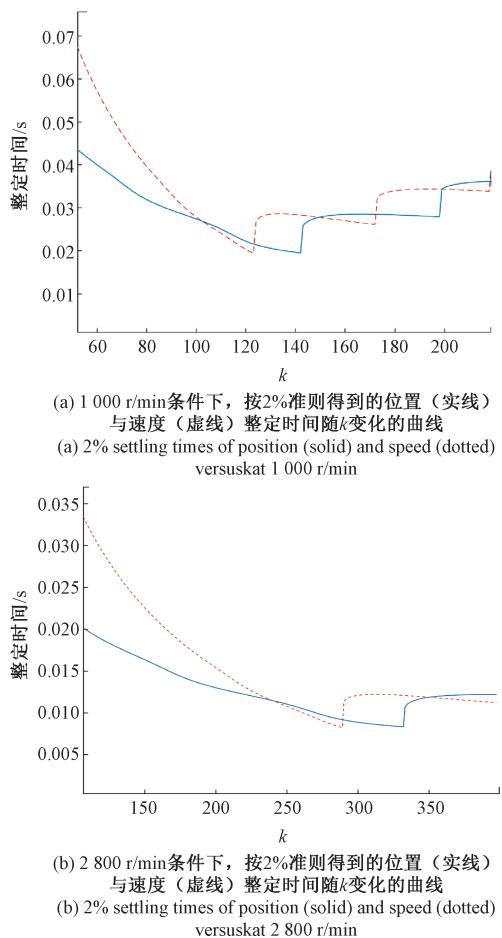


图9 2%准则下位置/速度整定时间关于k的关系  
(1 000与2 800 r/min两工况)

Fig. 9 2% settling times of position and speed as functions of  $k$  at 1 000 and 2 800 r/min

对不同转速处的  $k$  值进行拟合, 得到参数  $k$  与转速之间的映射关系, 如图 10 所示。

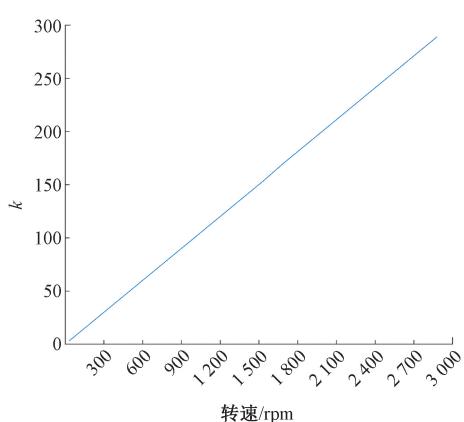


图10 转速变化下  $k$  值的变化

Fig. 10 Variation of  $k$  with rotational speed

据此构造参数自适应律, 即  $k = 0.108, v = 1.03\hat{\omega}_r$ 。

并在运行中按实时估计的  $\hat{\omega}_r$  更新环路参数, 实现带宽的随速整定。

采用奈奎斯特判据对不同参数  $k$  的开环传递函数进行检验。由图 11 可见, 各工况下开环曲线均未包围  $(-1, j0)$  点, 因而系统在相应参数下满足稳定性要求。该结果说明, 在自适应律  $k = f(\omega_r)$  作用下, 闭环稳定裕度在目标速度范围内得以保持。

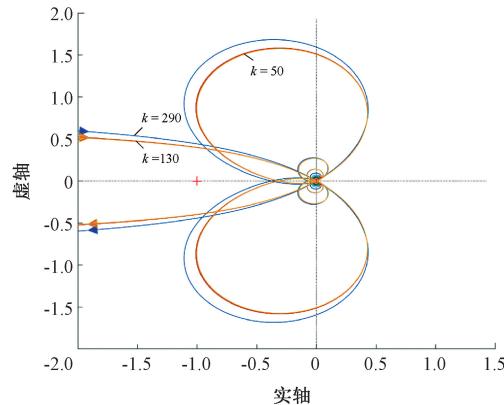


图11  $k = 50, 130, 290$  时的奈奎斯特曲线

Fig. 11 Nyquist curves at  $k = 50, 130, 290$

依据混合滤波结构建立了 AHF-QT1-PLL 的小信号与闭环等效模型, 推导了位置估计误差的传递函数, 并在典型转速下分析了参数  $k$  对两类阶跃扰动的影响。据此给出了随电角频率变化的参数自适应律  $k = f(\omega_r)$ , 并通过奈奎斯特曲线验证了各工况下的稳定性, 为后续仿真与实验提供了可执行的整定准则。

#### 4 系统仿真及实验结果分析

系统实验平台如图 12 所示, 相关参数如表 1 所示。为验证所提方法的有效性, 在 785 W 无位置传感器 PMSM 平台上开展实验。被测电机极对数为 2, 定子电阻  $0.63 \Omega$ ,  $d/q$  电感均为  $5 \text{ mH}$ , 编码器安装于负载端。驱动器由 DSP 控制的逆变器构成, 开关频率  $10 \text{ kHz}$ ; 采样在每个开关周期起始触发, 上位机用于记录估计量与波形。



图12 PMSM 驱动系统实验平台

Fig. 12 PMSM driving system experimental platform

表 1 PMSM 驱动系统相关参数

Table 1 PMSM driver system parameters

| 参数   | 数值和单位       | 参数   | 数值和单位                   |
|------|-------------|------|-------------------------|
| 额定功率 | 785 W       | 定子电阻 | 0.63 Ω                  |
| 额定转速 | 1 500 r/min | 直轴电感 | 5 mH                    |
| 极对数  | 2           | 交轴电感 | 5 mH                    |
| 额定转矩 | 5 N·m       | 转动惯量 | 0.011 kg·m <sup>2</sup> |
| 额定电压 | 220/380 V   | 额定电流 | 2.5 A                   |

考虑到所提 AHF-QT1-PLL 在连续域设计而在 DSP 控制板上离散实现,所以在实际应用中,需采用向后欧拉方法进行离散化,积分运算的离散近似如式(11)所示。

$$\frac{1}{s} \Leftrightarrow \frac{T_s}{1 - z^{-1}} \quad (11)$$

仿真设置采样频率 10 kHz,在反电势相位跳变与频率阶跃两类扰动下,连续和离散实现的暂态响应基本一致,如图 13 所示,说明离散化对动态行为影响可忽略。

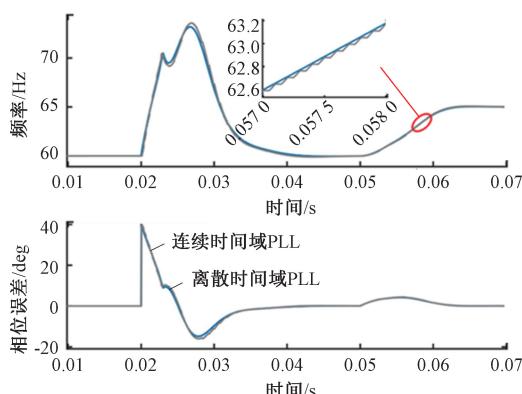


图 13 反电势扰动条件下 AHF-QT1-PLL 的离散实现与连续模型一致性验证

Fig. 13 Consistency of the discrete-time implementation of the AHF-QT1-PLL under back-EMF perturbation

#### 4.1 稳态性能比较与分析

在变转速工况下对比 3 种 PLL 的估计性能,试验转速序列如图 14 所示,0.3 s 上升至 800 r/min,1 s 切换至 50 r/min 低速保持至 5 s,随后切换至-500 r/min 反转,用以覆盖加、减速暂态与多转速稳态两类场景。

在该序列下对 AHF-QT1-PLL、QT1-PLL 与 MAF-PLL 进行对比。减速阶段的结果表明,AHF-QT1-PLL 的位置估计更接近真实值,而另 2 种方法因 MAF 引入的固定群延迟,暂态误差明显增大,如图 15 所示。

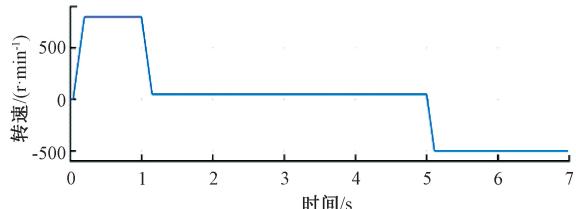


图 14 编码器测量的转速波形

Fig. 14 Encoder-measured speed trajectory

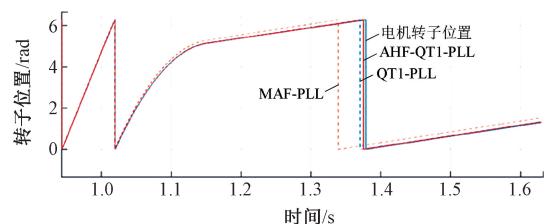


图 15 转速降低时 3 种 PLL 估计结果波形

Fig. 15 Waveforms of three PLL estimations with reduced speed

进一步地,AHF-QT1-PLL 在加速、稳态与减速各阶段均能准确跟踪实际转速;其误差峰值发生于加、减速时但不超过 15 r/min,在低速 50 r/min 下误差稳定在 1 r/min 以内,如图 16 和 17 所示。这得益于其滤波环节与控制参数的随转速的自适应调节。

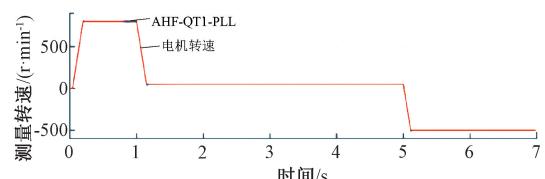


图 16 AHF-QT1-PLL 的速度估计与实测值对比

Fig. 16 Comparison of estimated and measured speed using the AHF-QT1-PLL

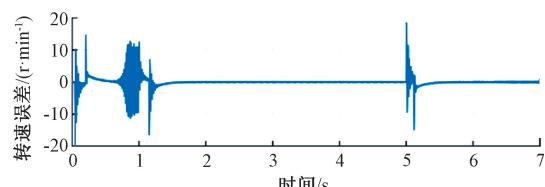


图 17 AHF-QT1-PLL 的转速估计误差波形

Fig. 17 Speed estimation error waveform of the AHF-QT1-PLL

对比之下,MAF-PLL 在加、减速过程中出现显著超调,平均峰值误差>40 r/min,其原因在于二型 PLL 结构带宽较小且 PI 参量固定,难以在变速工况下维持良好暂态,如图 18 和 19 所示。

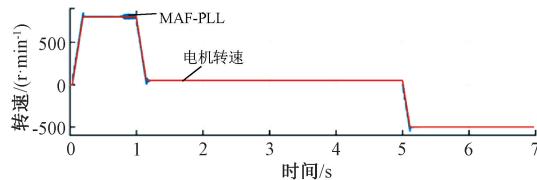


图 18 MAF-PLL 估计转速与实际转速波形

Fig. 18 MAF-PLL estimated speed and actual speed waveform

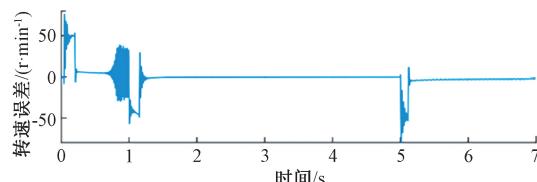


图 19 MAF-PLL 的转速估计误差波形

Fig. 19 Rotational speed estimation error waveform of the MAF-PLL

QT1-PLL 动态阶段能较快跟随,但在非额定转速稳态下的估计偏差明显,如图 20 和 21 所示。

表 2 对 3 种方法在加速、恒速、低速和反转等工况

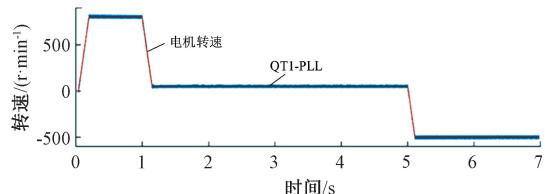


图 20 QT1-PLL 估计转速与实际转速波形

Fig. 20 Estimated speed and actual speed waveforms of the QT1-PLL

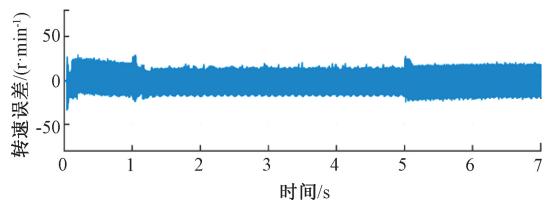


图 21 QT1-PLL 转速估计误差波形

Fig. 21 Speed estimation error waveform of the QT1-PLL

下的位置和速度误差均值做了量化比较,显示所提 AHF-QT1-PLL 方法在暂态与稳态两方面均具有更优指标。

表 2 变速测试下 AHF-QT1-PLL、QT1-PLL 与 MAF-PLL 的指标汇总

Table 2 Summary metrics of the AHF-QT1-PLL, QT1-PLL, and MAF-PLL under variable-speed tests

| 指标      | 加速阶段 (0~800 r/min)     |                            | 恒转速阶段 (800 r/min)      |                            | 低速阶段 (50 r/min)        |                            | 反转阶段 (-500 r/min)      |                            |
|---------|------------------------|----------------------------|------------------------|----------------------------|------------------------|----------------------------|------------------------|----------------------------|
|         | 转子位置<br>估计误差<br>均值/rad | 转速估计<br>误差均值/<br>(r·min⁻¹) | 转子位置<br>估计误差<br>均值/rad | 转速估计<br>误差均值/<br>(r·min⁻¹) | 转子位置<br>估计误差<br>均值/rad | 转速估计<br>误差均值/<br>(r·min⁻¹) | 转子位置<br>估计误差<br>均值/rad | 转速估计<br>误差均值/<br>(r·min⁻¹) |
|         | AHF-QT1-PLL            | 0.3                        | 7                      | 0.11                       | 3                      | 0.26                       | 2                      | 0.15                       |
| QT1-PLL | 1.3                    | 14                         | 0.61                   | 15                         | 0.83                   | 13                         | 0.55                   | 16                         |
| MAF-PLL | 2.7                    | 36                         | 0.12                   | 3                          | 0.25                   | 2                          | 0.14                   | 3                          |

#### 4.2 谐波抑制性能比较与分析

为了验证所提出 PLL 的谐波抑制性能,进行畸变电压注入实验。在 1 500 r/min 恒速下进行畸变电压注入试验:0~2 s 无畸变;2 s 时叠加 5 次与 7 次谐波各 0.3 V;4 s 将畸变幅值降至 0.1 V。对比对象选取 AHF-QT1-PLL 与 MAF-PLL。

如图 22~25 所示,在上述工况下,观察图 22~25 可见所提 AHF-QT1-PLL 方法对畸变电压更为不敏感,位置与速度估计波形保持平稳,验证了混合滤波和参数自适应对谐波扰动的抑制效果。

表 3 汇总了谐波注入试验的结果。未注入谐波时,2 种方法的误差处于同一量级。在 0.3 V 注入下,MAF-PLL 的速度估计误差均值和峰值分别为 16.2 和 27.5 r/min,所提方法降至 2.8 和 4.3 r/min,降幅 82.7%

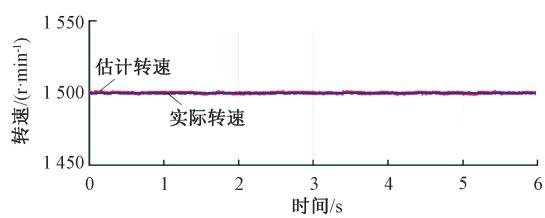


图 22 AHF-QT1-PLL 在电压畸变下估计转速与实际转速波形

Fig. 22 Estimated and actual speed waveforms of the AHF-QT1-PLL under voltage distortion

和 84.4%;在 0.1 V 注入下分别由 8.9 和 14.2 r/min 降至 2.7 和 3.0 r/min,降幅 69.7% 和 78.9%。结果表明,ANF 的定向陷波与缩短窗的 MAF 协同抑制主要谐波,

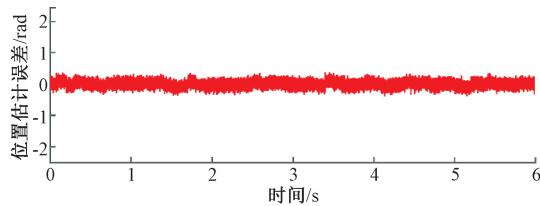


图 23 电压畸变工况下 AHF-QT1-PLL 位置估计误差  
Fig. 23 The position-estimation error of the AHF-QT1-PLL under voltage distortion

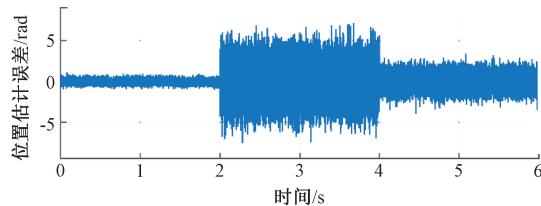


图 25 电压畸变工况下 MAF-PLL 转子位置估计误差曲线  
Fig. 25 Rotor position-estimation error of the MAF-PLL under voltage distortion

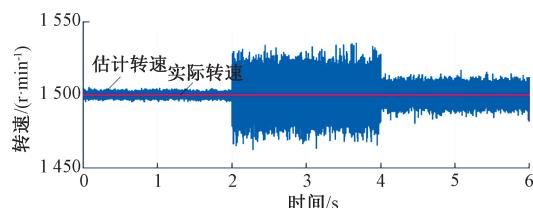


图 24 电压畸变工况下 MAF-PLL 速度估计与实测对比  
Fig. 24 Estimated versus measured speed of the MAF-PLL under voltage distortion

同时通过参数随速整定避免过度滤波引起的带宽损失，从而显著提升抗畸变能力。

#### 4.3 负载变化运行性能比较与分析

为评估转矩扰动下的鲁棒性，在 1 500 r/min 恒速条件下施加负载转矩序列：初值为 4 N·m，随后阶跃至 12 N·m，之后减小至 8 N·m。记录转矩、速度以及位置估计误差的时间响应。该测试覆盖阶跃增载与部分卸载两类扰动，用于评价暂态稳定性与稳态精度。图 26 为负载转矩曲线。

表 3 AHF-QT1-PLL 和 MAF-PLL 在谐波电压注入实验结果汇总

Table 3 Summarizes the experimental results of PLL and MAF-PLL at harmonic voltage injection ( $r \cdot min^{-1}$ )

| 指标          | 未注入谐波  |        | 0.3 V 谐波注入 |        | 0.1 V 谐波注入 |        |
|-------------|--------|--------|------------|--------|------------|--------|
|             | 估计误差均值 | 估计误差峰值 | 估计误差均值     | 估计误差峰值 | 估计误差均值     | 估计误差峰值 |
| AHF-QT1-PLL | 2.3    | 3.1    | 2.8        | 4.3    | 2.2        | 3.0    |
| MAF-PLL     | 2.5    | 3.1    | 16.2       | 27.5   | 8.3        | 14.2   |

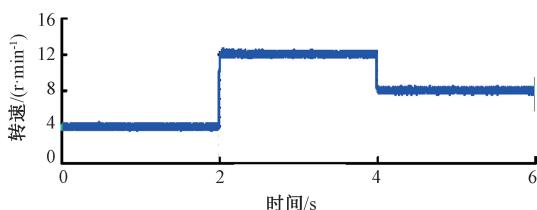


图 26 负载阶跃/衰减过程中的转矩波形  
Fig. 26 Torque waveform during step increase and decay

由图 27 可知，AHF-QT1-PLL 在整个负载变化工况下，仍能跟踪转速变化，未出现明显的速度偏移或振荡；负载跃变仅引起短时的轻微扰动，随后迅速恢复到稳态。

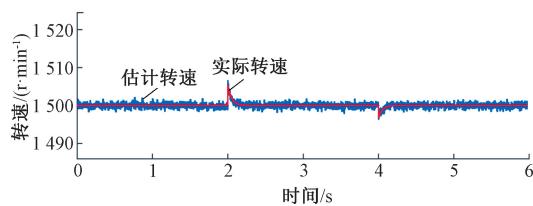


图 27 负载变化下 AHF-QT1-PLL 的速度估计响应  
Fig. 27 Speed-estimation response of the AHF-QT1-PLL under load variation

图 28 进一步表明，位置估计在两次负载切换期间未产生明显超调，其峰峰值误差不超过 0.5 rad，说明所提方案混合滤波与参数自适应在转矩扰动下对估计链路具有有效的缓冲作用。

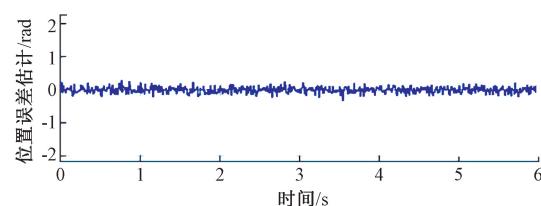


图 28 负载变化下 AHF-QT1-PLL 的转子位置估计误差  
Fig. 28 The rotor position-estimation error of the AHF-QT1-PLL under load variation

## 5 结 论

针对 PMSM 无感控制系统在变转速工况下转子位置估计精度低的问题，提出了一种基于改进 QT1-PLL 结构

的PMSM无位置传感器控制策略,通过对传统QT1-PLL结构的深入分析,并结合自适应陷波滤波器与MAF,构造新型频率自适应混合滤波结构,设计了一种AHF-QT1-PLL拓扑,显著降低了因频率波动而引入的估计误差和噪声干扰。改进后的结构通过参数自适应机制,实现了在变速条件下的更高鲁棒性和系统稳定性。同时该结构对反电势进行滤波,减少谐波对系统控制精度的影响。仿真与实验结果也验证了所提出AHF-QT1-PLL与传统QT1-PLL方法相比,在稳态和动态条件下都具备更优的跟踪性能,显著提高了转子位置的估计精度,且谐波抑制能力更强,运行更稳定,尤其在变速运行时表现尤为优越。该方法在实际工程应用中具有较高的应用和推广价值。

## 参考文献

- [1] WANG G L, VALLA M, SOLSONA J. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives—a review [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(7): 5830-5842.
- [2] 张国强,杜锦华.永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J].电机与控制应用,2024,51(1):1-13.  
ZHANG G Q, DU J H. Review of position sensorless control technology for permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 1-13.
- [3] BENEVIERI A, CARBONE L, COSSO S, et al. Surface permanent magnet synchronous motors' passive sensorless control: A review [J]. Energies, 2022, 15(20): 7747.
- [4] LI X M, YAN Y, XU Y M, et al. Low-speed rotating restart and speed recording for free-running sensorless IPMSM based on ultrahigh frequency sinusoidal wave injection [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12): 15245-15259.
- [5] 刘兵,周波.脉振高频电压注入SPMSM无位置传感器控制的估计误差分析与抑制方法[J].中国电机工程学报,2018,38(14):4232-4241,4329.  
LIU B, ZHOU B. Analysis and compensation of position estimation error in SPMSM sensor-less control based on high frequency pulsating voltage injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 38(14): 4232-4241, 4329.
- [6] 周林,林珊,王孝洪,等.基于高频正交方波注入法的永磁同步电机控制研究[J].电机与控制学报,2024,28(2):64-74.  
ZHOU L, LIN SH, WANG X H, et al. Permanent magnet synchronous motor based on high-frequency orthogonal square wave injection method [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(2): 64-74.
- [7] 赵化勇,田伟,吉敬华.基于I/F启动的PMSM无传感器复合控制方法[J].电子测量技术,2024,47(16):41-48.  
ZHAO H Y, TIAN W, JI J H. Sensorless composite control method of PMSM based on I/F starting [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(16): 41-48.
- [8] YAO G ZH, YANG Z X, HAN SH J, et al. Full-speed domain position sensorless control strategy for PMSM based on a novel phase-locked loop [J]. Control Engineering Practice, 2024, 152: 106058.
- [9] SUN H B, ZHANG X Y, LIU X B, et al. Adaptive robust sensorless control for PMSM based on improved back EMF observer and extended state observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(12): 16635-16643.
- [10] 李鹏飞,高文根,张港,等.基于改进SMO的无传感器IPMSM转子位置估计[J].电子测量与仪器学报,2021,35(9):65-72.  
LI P F, GAO W G, ZHANG G, et al. Rotor position estimation of sensorless ipmsm based on improved SMO [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(9): 65-72.
- [11] ZHANG H, RAN P, ZHANG Z H. PMSM sensorless control based on super-twisting algorithm sliding mode observer with the IAORLS parameter estimations [J]. Scientific Reports, 2025, 15(1): 22386.
- [12] 李昂,袁佳俊,赵峰,等.永磁同步电机改进滑模观测器矢量控制[J].电子测量技术,2023,46(6):37-43.  
LI ANG, YUAN J J, ZHAO F, et al. Improved sliding mode observer vector control for permanent magnet synchronous motors [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(6): 37-43.
- [13] QUANG N K, HIEU N T, HA Q P. FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended Kalman filters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6574-6582.
- [14] PAL A, DAS S, CHATTOPADHYAY A K. An improved rotor flux space vector based MRAS for field-oriented control of induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(6): 5131-5141.
- [15] 于林鑫,袁昕,丁国华,等.基于模型预测锁相环的永磁同步电机转子位置估计方法[J].电气技术,2024,25(8):18-26.  
YU L X, YUAN X, DING G H, et al. Research on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on model predictive method based phase locked

- loop[J]. Electrical Engineering, 2024, 25(8): 18-26.
- [16] 申永鹏, 郑竹风, 王耀南, 等. 基于 PLL 自适应滑模观测器的 PMSM 无传感器控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(8): 22-29.
- SHEN Y P, ZHENG ZH F, WANG Y N, et al. Adaptive sliding mode observer based on PLL in sensorless control of PMSM [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(8): 22-29.
- [17] 姬娟娟, 崔彦良, 王开云. 基于锁相环的异步电机无速度传感器矢量控制[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(3): 307-315.
- JI J J, CUI Y L, WANG K Y. Sensorless vector control of induction motors based on phase-locked loop [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(3): 307-315.
- [18] 王金柯, 高强. 基于滑模锁相环永磁同步电机无传感器控制动态性能改进[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(10): 20-28.
- WANG J K, GAO Q. Dynamic performance improvement of sensorless control based on sliding-mode phase locked loop for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(10): 20-28.
- [19] CHEN SH, DING W, HU R M, et al. Sensorless control of PMSM drives using reduced order quasi resonant-based ESO and Newton-Raphson method-based PLL[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 38(1): 229-244.
- [20] 吴春, 吴辰浩, 康李佳, 等. 基于新型高阶锁相环的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(5): 1968-1980.
- WU CH, WU CH H, KANG L J, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motors based on a new high-order phase-locked loop [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(5): 1968-1980.
- [21] YU L X, WANG D ZH. A hybrid filtering stage-based rotor position estimation method of PMSM with adaptive parameter[J]. Sensors, 2021, 21(14): 4667.
- [22] WANG Y CH, AHMED H, ZHANG H L, et al. Feedforward PLLs for motor position estimation using embedded magnetic encoder[J]. IEEE Sensors Journal, 2024, 24(7): 10307-10315.
- [23] AHMED H, TIR Z, VERMA A K, et al. Quasi type-1 PLL with tunable phase detector for unbalanced and distorted three-phase grid [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 37(2): 1369-1378.
- [24] GOLESTAN S, FREIJEDO F D, VIDAL A, et al. A quasi-type-1 phase-locked loop structure [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6264-6270.
- [25] WANG Y CH, ZHANG H L, LIU K, et al. A forward compensation method to eliminate DC phase error in SRF-PLL [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6): 6280-6284.
- [26] GOLESTAN S, GUERRERO J M, ABUSORRAH A M. MAF-PLL with phase-lead compensator [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 62(6): 3691-3695.

### 作者简介



于林鑫, 2012 年于沈阳理工大学获得学士学位, 2015 年于沈阳理工大学获得硕士学位, 2022 年于东北大学获得博士学位, 现为沈阳理工大学副教授, 主要研究方向为电机及其控制等。

E-mail: yulinxin@sylu.edu.cn

**Yu Linxin** received his B. Sc. degree from Shenyang Ligong University in 2012, received his M. Sc. degree from Shenyang Ligong University in 2015, received his Ph. D. degree from Northeastern University in 2022. He is currently an associate professor at Shenyang Ligong University. His main research interest includes intelligent control of electrical machines.



袁昕(通信作者), 2022 年于陕西理工大学获得学士学位, 现为沈阳理工大学硕士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机无感控制。

E-mail: yuanxin00822@163.com

**Yuan Xin** (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Shaanxi University of Technology in 2022. He is currently pursuing his M. Sc. candidate at Shenyang Ligong University. His main research interest includes sensorless control of permanent magnet synchronous motor (PMSM).