

本文全文线上首发由
上海电器科学研究所
(集团) 有限公司
支持

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.
电机与控制应用, 2021, 48(10):20.



<p>数据监测 多维数据采集，全面运行分析 全景可视窗口，丰富报表类型</p>	<p>预测运维 海量行业数据，精准趋势预测 生命周期管理，性能尽在掌握</p>	<p>故障诊断 专业机理模型，自动故障告警 在线智能诊断，高效便捷派单</p>	<p>绿色节能 环保绿色先行，助力低碳生产 节能降耗减排，合理降本增效</p>	<p>聚汇商机 供需多方互联，协同合作共赢 有效整合资源，共享生态未来</p>
--	--	--	--	--



上海电器科学研究所(集团)有限公司
上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司

云平台技术支持: 18918675776
固定电话: 021- 52669993

业务垂询: 18801608667
地址: 上海市普陀区武宁路505号9号楼



关注我们
微信扫码

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

王金柯, 高 强

(上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200240)

摘 要: 高频信号注入法解决了永磁电机无速度传感控制在零速和低速运行时的许多难题, 但是动态性能较慢也是一大不足。针对高频注入永磁同步电机(PMSM)无速度传感器控制动态响应问题, 提出了一种基于变结构滑模控制改进的锁相环(PLL)结构。该结构在传统的PLL基础上, 通过对高频信号调解后的PLL输入信号进行滑模控制从而提升PLL的动态性能。该方法比传统的PLL结构增强了系统的动态响应能力, 且不需要电机参数, 由于变结构滑模函数的引入, 也增强了系统的鲁棒性能。仿真和试验结果证明, 该方法缩短了电机动态响应时间, 减小了动态响应过冲, 证明了改进算法的可行性与有效性。

关键词: 永磁同步电机; 滑模控制; 锁相环; 无位置传感器控制; 高频方波注入

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)10-0020-09

doi: 10.12177/emca.2021.095

Dynamic Performance Improvement of Sensorless Control Based on Sliding-Mode Phase Locked Loop for Permanent Magnet Synchronous Motor

WANG Jinke, GAO Qiang

(School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: The high-frequency signal injection method solves many of the problems of the permanent magnet motor without speed sensing control in zero- and low-speed operation, but its slow dynamic performance is also a major shortcoming. To address the dynamic response of high-frequency injection permanent magnet synchronous motor (PMSM) with speed sensorless control, an improved phase locked loop (PLL) structure based on variable structure sliding mode control is proposed. The structure is designed based on the traditional PLL, and the dynamic performance of the PLL is improved by performing the sliding mode control on the input signal of the PLL after the high-frequency signal is mediated. Compared with the traditional PLL structure, the method enhances the dynamic response of the system, and does not require motor parameters, and enhances the robustness of the system due to the introduction of the variable structure sliding mode function. Simulation and experimental results prove that the method shortens the motor dynamic response time and reduces the dynamic response overshoot, which proves the feasibility and effectiveness of the improved algorithm.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode control; phase locked loop (PLL); position sensorless control; high frequency square wave injection

收稿日期: 2021-06-15; 收到修改稿日期: 2021-09-01

作者简介: 王金柯(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为风力发电机系统及其控制。

高 强(1997—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机系统及其控制。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有功率密度高、体积小、效率高等优点,已成为现代电力驱动重要的一部分,在电梯、压缩机、伺服电机、航空航天、船舶、新能源汽车等领域得到了广泛的应用^[1-2]。在矢量控制下,永磁电机具有良好的控制性能,但需要知道转子位置。光电编码器、旋转变压器等机械传感器的安装,不仅增加了电机结构的复杂性和电机的成本,也降低了系统的可靠性,为此,基于无位置传感器的控制驱动算法也成为了国内外研究的一大热点^[3]。

然而在实际运行系统中,电机时刻受到快速变化的负载、逆变器损耗、磁饱和等其他非线性因素的影响。在这种情况下,无位置传感器控制的性能和稳定性会大大降低,这也成为了无位置传感控制的主要弱点。鉴于此,众多学者在提高无速度传感控制的精度和带宽上做了大量研究。文献[4-5]通过补偿逆变器的非线性效应来减少位置估计误差。文献[6]提出了一种去耦自适应观测器,其估计转子速度和位置由 q 轴和 d 轴的电流估计误差独立且同时调节,从而减小了位置估计误差。文献[7]讨论了通量估计和基于扩展电动势(EEMF)的估计以提高估计精度。文献[8]基于使用状态滤波器对静止参考框架中EMF进行估计,通过使用参考转矩作为观测器的前馈输入,提出了具有改进带宽的零相位滞后估计器。文献[9]通过对转子位置和速度误差的独立估计,消除负载扰动的影响增强了观测器的动态性能和鲁棒性。文献[10]采用二阶广义积分器代替带通滤波器且其中心频率随转速信息实现自适应改变,有效提高了转子位置的辨识精度和系统动态性能。文献[11]提出了一种三阶超扭曲扩展状态观测器(STESO),以增强内置式PMSM的位置和速度估计的动态性能。利用高阶扩展状态和超扭曲算法,可以在STESO中实现快速收敛和扰动估计。然而上述方法参数众多整定困难,且计算较为复杂。

同步坐标系锁相环(SRF-PLL)是一种较为常见的锁相方式,具有控制方法简单、响应速度快等优点。但当电机进行加减速运行的情况下,即使转速可准确估计,转子位置依旧存在滞后误差,且

加速度越快,误差越大^[12-13]。鉴于此,文献[14]使用三阶三类PLL,通过合理配置PLL系统零点改善了转子位置估计的动态响应性能,消除了电机转速斜坡变化时转子位置估计误差。文献[15]提出了一种快速检测相角变化的方法,并将其用于改善广义延迟信号消除(GDSC)PLL的性能,从而能够将PLL设置较宽的带宽以实现快速的角度估计。文献[16]提出了一种用于二阶PLL(Type-2 PLL)的单位延迟补偿方案,以消除频率斜坡期间的稳态相位角误差。文献[17]提出了一种增强型的PLL(E-PLL),该方法在PLL的鉴相环节(PD)使用了自适应滤波器和简单的正弦乘法器,然而自适应滤波引入延迟,反过来又提供了一个缓慢的动态性能。二阶通用积分器PLL(SOGI-PLL)可以通过使用2个自适应权重来改善E-PLL的瞬态性能。然而,这引入了额外的计算负担^[18]。上述的PLL系统可以等效为非线性低通滤波器(LPF),一方面LPP降低了动态响应性能,另一方面非线性因素造成了非线性动态响应问题^[19]。

为了解决此问题,本文提出了一种新的基于滑模的改进PLL结构来增强系统的动态响应能力。滑模变结构本质是一种特殊的非线性控制策略,因其对扰动与对象参数不敏感,且动态响应能力强,现已广泛运用于现代控制系统中。该方法的缺点在于当状态轨迹到达滑模面后,难于严格地沿着滑模面向着平衡点滑动,而是在滑模面两侧来回穿越,从而产生抖动。文献[20]中介绍了大量关于抖振消除的措施从而使滑模控制广泛应用成为可能。目前也有少量文献将滑模结构应用于PLL中,文献[21]将SRF-PLL中的PI替换为符号函数,从而实现变结构控制。文献[22]使用自适应滑模观测器对PLL进行了改进,但是收敛时间取决于观测器的动态性能。

在上述文献的基础上,本文提出了一种新型的基于滑模的改进PLL结构。该方法既保留了PLL良好的稳态特性,又对其动态性能进行了改进,使其具有更快的动态响应能力和良好的鲁棒性能。该方法无需电机参数,参数整定简单,易于在三相逆变控制中进行推广。

1 变结构系统

变结构系统最具有吸引力的地方是能将多个

子系统联系起来,从而构建一个能利用每一结构良好特性的总系统结构^[23]。

考虑一般的非线性系统:

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (1)$$

式中: $x \in R^n, u \in R^m, t \in R$ 分别为系统的状态, 控制和时间变量。

确定切换函数向量:

$$s(x, t), s \in R^m \quad (2)$$

向量具有的维数一般为控制的维数, 求解变结构控制函数:

$$u_i(x, t) = \begin{cases} u_i^+(x, t), & s_i(x, t) > 0 \\ u_i^-(x, t), & s_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad (3)$$

变结构特性体现在 $u_i^+(x, t) \neq u_i^-(x, t)$, 对于滑模面以外的点均将在有限时间内进入切换面。综合变结构系统要满足 3 个基本条件。(1) 滑动模态存在;(2) 保证滑模运动的稳定性;(3) 满足全局范围内渐进稳定条件即 $\dot{V} = s\dot{s} < 0$ 。

2 高频脉振方波注入控制算法

为了准确估计 PMSM 转子位置, 首先建立估计转子同步坐标系与实际转子同步坐标系的关系, 如图 1 所示。

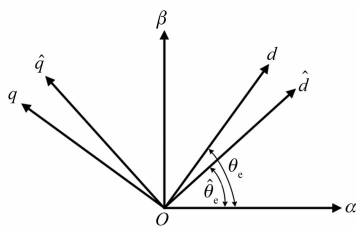


图 1 坐标轴关系示意图

在图 1 中, α - β 为两相静止坐标系, \hat{d} - \hat{q} 为估计转子同步坐标系, d - q 为实际转子同步坐标系, $\hat{\theta}_e$ 为估计转子电角度, θ_e 实际转子电角度。定义估计误差角为 $\tilde{\theta}_e$:

$$\tilde{\theta}_e = \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (4)$$

列写同步坐标系下的电压方程:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\psi_d - \omega_e\psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\psi_q + \omega_e\psi_d \end{cases} \quad (5)$$

定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (6)$$

式中: u_d, u_q 分别为 PMSM 定子电压 d, q 轴分量; i_d, i_q 分别为 PMSM 定子电流 d, q 轴分量; ψ_d, ψ_q 分别为定子 d, q 轴磁链; ψ_f 代表永磁体磁链; ω_e 为电角速度; R 为定子电阻。

当电机以零速或低速运行时可忽略反电势, 并将式(6)代入式(5)得到高频模型下的定子电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = [Z_h^r] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: Z_h^r 为同步坐标系中的高频阻抗, 由于注入高频方波信号频率 ω_h 远大于基波频率 ω_e ($\omega_h > 10\omega_e$), 并且高频感抗也远大于电阻 ($\omega_h L_d \gg R, \omega_h L_q \gg R$)。故忽略电阻, 高频阻抗可简化为

$$Z_h^r = \begin{bmatrix} R + \omega_h L_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R + \omega_h L_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \omega_h L_d & 0 \\ 0 & \omega_h L_q \end{bmatrix} \quad (8)$$

将式(8)代入式(7)并将同步坐标系中电流转化为静止两相坐标系的电流, 即:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T(\theta_e)_{2r/2s} [Z_h^r]^{-1} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: $T(\theta_e)_{2r/2s}$ 为反 Park 变换。

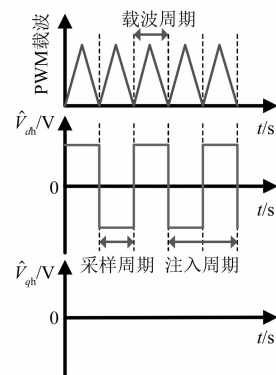


图 2 旋转坐标下电压方波注入

为使电流解耦和算法简化, 在估计转子同步坐标系 \hat{d} - \hat{q} 注入高频脉振方波电压信号:

$$\begin{cases} \hat{V}_{dh} = \begin{cases} V_{dh}, & D \\ -V_{dh}, & 1-D \end{cases} \\ \hat{V}_{qh} = 0 \end{cases} \quad (10)$$

式中: V_{dh} 是 d 轴高频脉振电压信号的幅值; D 为方波信号占空比, $D=0.5$ 。

将式(10)代入式(9)得到估计同步坐标系下电压与静止两相坐标系下电流的关系:

$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = T(\theta_e)_{2r/2s} [Z_h^r]^{-1} T(\tilde{\theta}_e)_{2s/2r} \begin{bmatrix} \hat{V}_{dh} \\ \hat{V}_{qh} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{ah} \\ \Delta i_{bh} \end{bmatrix} = T[\theta_e] [Z_h^r] T[\tilde{\theta}_e] \begin{bmatrix} \hat{V}_{dh} \\ \hat{V}_{qh} \end{bmatrix} \approx \begin{cases} V_{dh} \Delta T \cdot \begin{bmatrix} \frac{\cos(\theta_e) \cos(\tilde{\theta}_e)}{L_d} + \frac{\sin(\theta_e) \sin(\tilde{\theta}_e)}{L_q} \\ \frac{\sin(\theta_e) \cos(\tilde{\theta}_e)}{L_d} - \frac{\cos(\theta_e) \sin(\tilde{\theta}_e)}{L_q} \end{bmatrix}, & \hat{V}_{dh} > 0 \\ -V_{dh} \Delta T \cdot \begin{bmatrix} \frac{\cos(\theta_e) \cos(\tilde{\theta}_e)}{L_d} + \frac{\sin(\theta_e) \sin(\tilde{\theta}_e)}{L_q} \\ \frac{\sin(\theta_e) \cos(\tilde{\theta}_e)}{L_d} - \frac{\cos(\theta_e) \sin(\tilde{\theta}_e)}{L_q} \end{bmatrix}, & \hat{V}_{dh} < 0 \end{cases} \quad (12)$$

式中: Δ 代表一个 PWM 周期末值和初值的差。当估计误差角 $\tilde{\theta}_e \approx 0$ 时, 式(12)可进一步化简为

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{ah} \\ \Delta i_{bh} \end{bmatrix} \approx \begin{cases} \frac{V_{dh} \Delta T}{L_d} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) \end{bmatrix}, & \hat{V}_{dh} > 0 \\ -\frac{V_{dh} \Delta T}{L_d} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) \end{bmatrix}, & \hat{V}_{dh} < 0 \end{cases} \quad (13)$$

此时, 转子电角度可表示为 $\theta_e = \arctan(\Delta i_{ah} / \Delta i_{bh})$ 。然而由于反正切函数容易受到外界干扰, 为了更好地控制性能通常使用 PLL 系统来提取转子的位置信息。

3 传统 N 阶 PLL 位置跟踪策略

将在两相静止坐标系提取的 $\Delta i_{ah}, \Delta i_{bh}$ 转换到估计同步坐标系中, 可得:

$$\begin{bmatrix} \Delta \hat{i}_{dh} \\ \Delta \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = V_{dh} \cdot \Delta T \cdot \begin{bmatrix} \frac{\cos^2 \tilde{\theta}_e}{L_d} + \frac{\sin^2 \tilde{\theta}_e}{L_q} \\ \frac{1}{2} \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \sin 2\tilde{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (14)$$

当估计误差角 $\tilde{\theta}_e \rightarrow 0$ 时, $\sin(2\tilde{\theta}_e) \approx 2\tilde{\theta}_e$, 可得:

$$\Delta_{error} = \Delta \hat{i}_{qh} \approx$$

式中: $T(\tilde{\theta}_e)_{2s/2r}$ 为估计同步坐标系到实际同步坐标系的坐标变换; i_{ah}, i_{bh} 为高频电压信号在 α - β 坐标系产生的高频电流信号。

将式(11)离散化^[24], 可得:

$$V_{dh} \cdot \Delta T \cdot \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cdot \tilde{\theta}_e = K_n \tilde{\theta}_e \quad (15)$$

式中: $K_n = V_{dh} \cdot \Delta T \cdot (1/L_d - 1/L_q)$ 。

为了便于分析和参数整定, 对式(15)进行归一化, 将得到的 $\Delta \hat{i}_{qh}$ 除以 $V_{dh} \cdot \Delta T \cdot (1/L_d - 1/L_q)$, 从而使 $K_n = 1$ 。基于 PLL 的速度和位置观测器结构框图如图 3 所示。

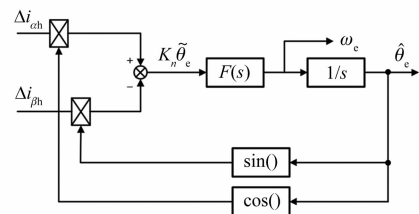


图 3 基于 PLL 的速度和位置观测器结构框图

图 3 的等效框图如图 4 所示。

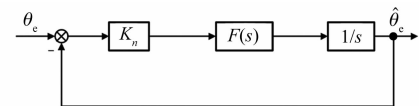


图 4 PLL 的等效框图

图 4 中, $F(s)$ 计算式为

$$F(s) = K_p + \frac{K_{i1}}{s} + \frac{K_{i2}}{s^2} + \dots + \frac{K_{im}}{s^m} \quad (16)$$

当 $m = 1$ 时即为二阶 PLL 结构, PLL 的闭环

传递函数为

$$\frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{K_n K_p s + K_n K_{i1}}{s^2 + K_n K_p s + K_n K_{i1}} \quad (17)$$

稳态误差传递函数为

$$\frac{\tilde{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{s^2}{s^2 + K_n K_p s + K_n K_{i1}} \quad (18)$$

当电机稳态恒转速运行时, θ_e 是一个理想的斜坡函数, 此时 PLL 的稳态误差为

$$\tilde{\theta}_e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s^2 + K_n K_p s + K_n K_{i1}} = 0 \quad (19)$$

即电机在稳态运行时, PLL 可以做到零误差跟踪位置信息 θ_e 。当电机以固定加速度进行加减速时, 设加速度为 K_j , 此时 PLL 的稳态误差为

$$\tilde{\theta}_e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{K_j}{s^3 + K_n K_p s + K_n K_{i1}} = \frac{K_j}{K_n K_{i1}} \neq 0 \quad (20)$$

当 $m=2$ 时即为二阶 PLL 结构, 可推得当电机以固定加速度进行加减速时, PLL 的稳态误差为

$$\tilde{\theta}_e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{K_j}{s^3 + K_n K_p s^2 + K_n K_{i1} s + K_n K_{i2}} = 0 \quad (21)$$

对比式(20)和式(21)可知, 二阶 PLL 可在电机匀速转动时消除稳态误差, 三阶 PLL 可在定加速度加减速时消除跟踪误差, 而对于变加速度运动则需要更高阶的 PLL 结构。虽然高阶 PLL 有更好的动态响应能力, 但是随着阶数增加参数设计将愈加困难, 且计算量也迅速增加^[14]。此外, 在高频注入控制中传统 PLL 结构假定 $\tilde{\theta}_e \rightarrow 0$, 则认为 $\sin(2\tilde{\theta}_e) \approx 2\tilde{\theta}_e$ 成立。而当负载扰动、转速变化等因素使 $\tilde{\theta}_e$ 远离零点时, 使得传统 PLL 性能进一步恶化。

4 基于滑模改进的 PLL 结构

为了更好地解决传统 PLL 的一系列问题从而提高系统的稳定性与动态响应能力, 本文提出了一种基于滑模的改进 PLL 结构。

在传统 PLL 的基础上, 定义滑模面 $S(X) = K_n \sin(2\tilde{\theta}_e)$, 定义等效控制量:

$$\tilde{\theta}_e = \varepsilon \cdot \text{sign}(K_n \sin 2\tilde{\theta}_e) \quad (22)$$

式中: ε 为滑模增益系数。

通过理想 PLL 可得到:

$$\hat{\theta}_e = \tilde{\theta}_e \cdot K_n \cdot \frac{1}{s} \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (23)$$

基于式(23)可得:

$$\begin{aligned} \dot{S}(X) &= s \cdot \tilde{\theta}_e = \\ &= s \cdot \theta_e - \tilde{\theta}_e \cdot K_n \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \end{aligned} \quad (24)$$

为考察上述收敛情况, 选取 Lyapunov 函数 $V = S(X)^T S(X) / 2$, 要求:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S(X)^T \dot{S}(X) = \\ &= \tilde{\theta}_e (s \cdot \theta_e - \varepsilon \cdot \text{sign}[\sin(2\tilde{\theta}_e)]) \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) < 0 \end{aligned} \quad (25)$$

可推得在 $\varepsilon \cdot K_p > |s \cdot \theta_e| = |\omega_e|$ 时, $\dot{V} < 0$ 。系统在满足该情况下是稳定的。且在 $-\pi/2 < \tilde{\theta}_e < \pi/2$ 区间, 误差角收敛至 0。其收敛区间如图 5 所示。

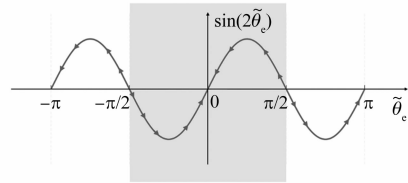


图 5 对于输入为 $\sin(2\tilde{\theta}_e)$ 的收敛区间

当系统进入滑模平面后, $\sin(2\tilde{\theta}_e) = 0$ 。由于采用了滑模控制, 为了在系统稳定时抑制抖振, 需要经过 LPF。其实现框图如图 6 所示。

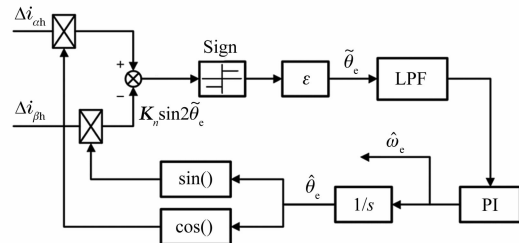


图 6 基于滑模的改进 PLL 实现框图

由于此结构并没有基于 $\tilde{\theta}_e \rightarrow 0$, 且滑动模态的策略使其动态性能有了极大的提高并拓宽了系统的稳定范围。此外, 也可采用准滑动模态中的函数来替代理想滑动模态中的符号函数或扇形区域

法来增强系统的稳态性能^[20]。

5 仿真结果

为验证方法的准确性和有效性,在试验前使用 MATLAB/Simulink 进行了仿真实验。

仿真中所采用的电机参数与试验一致,其中电机仿真参数如表 1 所示。仿真与试验中的开关频率为 5 kHz,采样频率与开关频率相同为 5 kHz。为取得较好的动态响应能力,注入方波频率为 1/2 倍的载波频率即 2.5 kHz。方波电压注入幅值太低,导致信噪比过低,易使系统失稳,过高则影响电机运行性能,在本文的仿真中注入电压为 35 V。

表 1 仿真 PMSM 参数

参数名称	参数值
母线电压/V	311
注入电压幅值/V	35
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 000
极对数	3
定子电阻/ Ω	0.933 5
d 轴电感/H	0.010 51
q 轴电感/H	0.013 6
永磁体磁链/Wb	0.122 565
转动惯量/(kg·m ²)	0.000 279
额定转矩/(N·m)	2

图 7 为改进前后电机阶跃起动仿真对比,电机在额定负载情况下由静止阶跃到 150 r/min。从上至下依次为实际、给定转速、实际转子位置电角度 θ_e 、辨识的转子位置电角度 $\hat{\theta}_e$ 和位置估测误差波形 $\tilde{\theta}_e$ 。如前文分析,由于传统三阶 PLL 结构只能在定加速度加减速中消除估计误差,而阶跃响应中包含大量高次分量,故在起动中不能实现零误差跟踪,最大估测偏差角度为 0.205 rad。而改进后的 PLL 结构,在电机起动过程中能快速稳定跟随转子位置,最大估测偏差为稳态偏差 0.05 rad,极大地改善了电机的起动性能。

图 8 为电机转速为 100 r/min,在空载情况下突加额定负载再突卸额定负载仿真对比情况。从上至下依次为实际、给定转速实际转子位置电角度 θ_e 、辨识的转子位置电角度 $\hat{\theta}_e$ 和位置估测误差

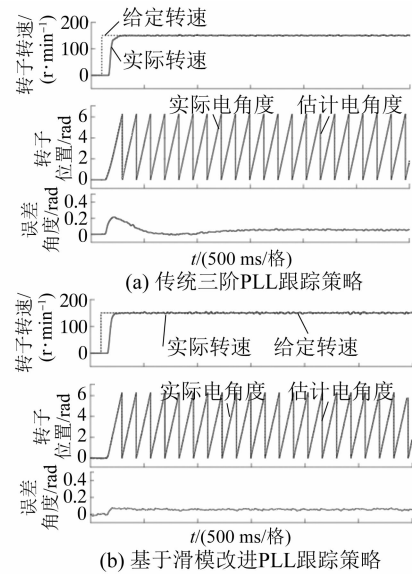


图 7 额定负载下电机阶跃起动对比

波形 $\tilde{\theta}_e$ 。在传统 PLL 位置跟踪策略中,突加突卸额定负载时最大角度误差约为 0.3 rad,改进后的 PLL 位置跟踪策略中最大角度误差小于 0.1 rad,且动态响应时间约为改进前的 1/3。

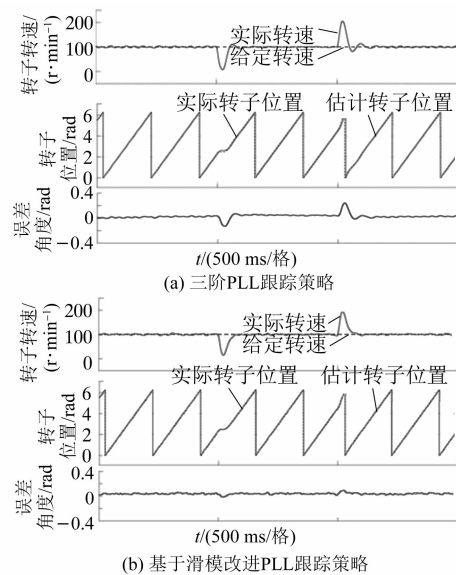


图 8 突加突卸额定负载对比仿真波形

图 9 为电机在额定恒转矩负载情况下使用改进的 PLL 进行正反转仿真波形图,转速在 0.1 s 内由 100 r/min 转为 -100 r/min。图 9 中波形依次为转速波形、转子位置 θ_e 、 $\hat{\theta}_e$ 波形与位置估测误差 $\tilde{\theta}_e$ 波形。由图 9 可知,在电机可以在额定负载

的情况下平稳快速地实现正反转切换。在稳态和动态过程中,实际转速可以较好地跟随转速指令信号,辨识转子位置也能快速跟随实际转子位置。

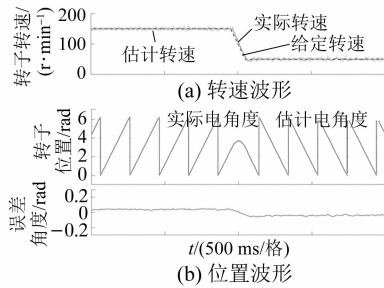


图9 正反转仿真波形

图10为电机运行于100 r/min,在额定负载情况下改变母线电压的仿真波形对比,母线电压由310转为200 V。可以看出2种PLL策略均能有效跟踪转子位置。图10(a)中传统三阶PLL跟踪策略下电压突变处转子位置观测值出现了0.13 rad的脉动误差。图10(b)为改进后的PLL下转子位置观测图,只有0.02 rad的脉动误差。

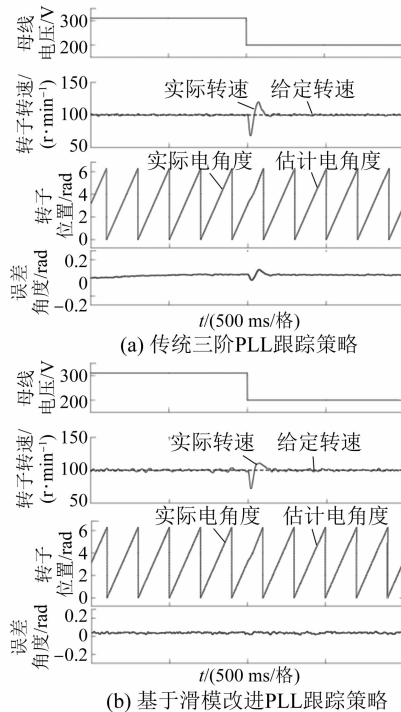


图10 额定负载下电压母线快速变化仿真对比

图11为电机运行于100 r/min,在额定负载情况下改变死区时间的仿真波形对比,死区时间由0转为5 μs。图11中,传统三阶PLL与基于滑

模改进的PLL相比,在死区时间突变处位置观测脉动误差由0.1 rad缩小为0.021 rad,误差缩小为1/5,能较好地跟踪实际角度,具有更好的估计精度。

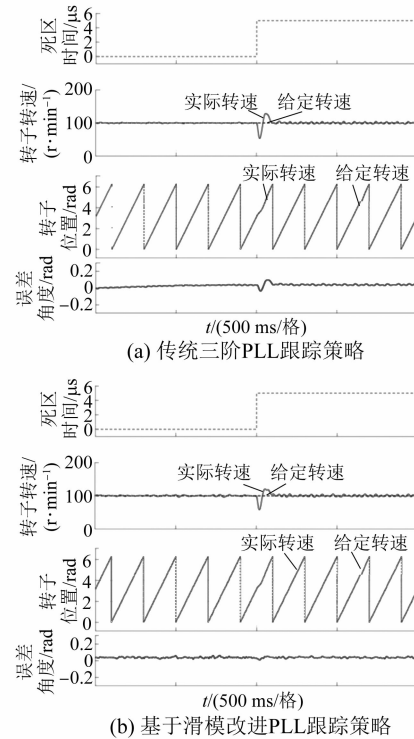


图11 额定负载下死区时间突变仿真对比

6 试验结果

为验证本文提出的基于滑模的改进PLL结构的可行性与有效性,本文采用图12所示的试验平台进行试验验证。试验采用磁滞式测功机进行加载试验,电机参数与表1仿真参数一致。试验平台使用TMS320F28034DSP作为控制器实现控制算法,DSP系统时钟为60 MHz,系统采用典型的 $i_d=0$ 的矢量控制策略。增量式编码器型号为K58-J6E1024B22,通过编码器获得实际转子位置角度与实际转速,便于与估测的角度和速度进行对比。



图12 内置式PMSM驱动系统试验平台

图 13 为传统 PLL 位置跟踪和本文所提出改进的 PLL 方法在电机起动情况下的比较。给定转速为 150 r/min, 负载为额定转矩。图 13 中波形从上到下依次为转速给定和实际值、位置误差。其中, 传统 PLL 起动过程中, 最大估测误差 $\tilde{\theta}_{\max}$ 为 0.295 rad, 而改进后的 PLL 结构为 0.07 rad。此外, 电机起动时间 t_w 也由传统 PLL 起动的 880 ms 提升为 630 ms, 显然基于滑模改进的 PLL 结构能更快且更好地跟随参考速度变化。

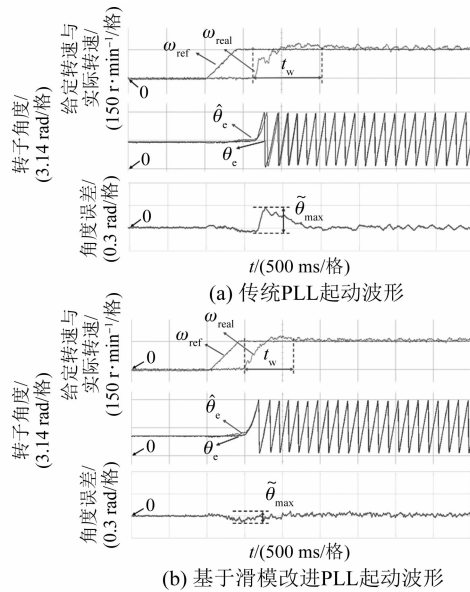


图 13 起动对比试验波形

图 14 为在额定负载下正反转试验波形, 转速

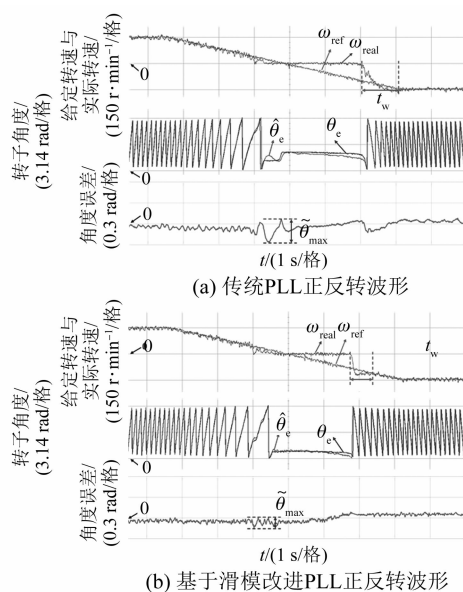


图 14 正反转试验对比波形

由 150 r/min 转为 -150 r/min。图 14 中波形从上到下依次为转速给定和实际值、位置误差。从图 14(a) 可知, 电机最大角度估测偏差 $\tilde{\theta}_{\max}$ 为 0.32 rad, 电机反向起动时间 t_w 为 503 ms 且在电机正反转过程中出现了估测角度误差波动。图 14(b) 中, 最大角度估测偏差 $\tilde{\theta}_{\max}$ 为 0.13 rad, 电机反向起动时间 t_w 为 310 ms 且在电机正反转过程中估测角度误差未出现超调现象。显然本文所提出的 PLL 结构较传统 PLL 而言在电机正反转切换时能更好地跟随转子的实际位置, 响应时间短, 具有更好的动态性能。

7 结 语

本文提出了一种基于滑模的改进 PLL 结构, 并对该结构进行了理论分析证明了其收敛性。该方法改善了传统 PLL 在电机动态过程中存在稳态误差的问题, 增强了 PLL 的动态性能和系统的鲁棒性能。改进后的 PLL 结构设计简单, 不需要知道电机参数且易于推广在无速度传感以及三相逆变器中使用。最后通过仿真和试验验证了该设计具有良好的动态和稳态性能以及较高的跟踪精度。

【参考文献】

- [1] KWON Y, SUL S, BALOCH N A, et al. Improved design of IPMSM for sensorless drive with absolute rotor position estimation capability [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(2): 1441.
- [2] 陈坤, 王辉, 吴轩, 等. 一种新型的内置式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(20): 6083.
- [3] 王子辉. 永磁同步电机全速度范围无位置传感器控制策略研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2012.
- [4] ZHAO Y, QIAO W, WU L. Dead-time effect analysis and compensation for a sliding-mode position observer-based sensorless IPMSM control system [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(3): 2528.
- [5] WANG G, ZHAN H, ZHANG G, et al. Adaptive compensation method of position estimation harmonic error for EMF-based observer in sensorless IPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 3055.

- [6] MAO Y, YANG J, WANG T, et al. High dynamic sensorless control for PMSMs based on decoupling adaptive observer [C] // 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016.
- [7] ZHAO Y, ZHANG Z, QIAO W, et al. An extended flux model-based rotor position estimator for sensorless control of salient-pole permanent-magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8) : 4412.
- [8] KIM H, HARKE M C, LORENZ R D. Sensorless control of interior permanent-magnet machine drives with zero-phase lag position estimation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(6) : 1726.
- [9] LEE Y, SUL S. Model-based sensorless control of an IPMSM with enhanced robustness against load disturbances based on position and speed estimator using a speed error [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(2) : 1448.
- [10] 杜思宸, 全力, 朱孝勇, 等. 基于高频注入的永磁同步电机零低速下位置传感器失效故障容错控制 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(10) : 3038.
- [11] ZHANG T, XU Z, LI J, et al. A third-order super-twisting extended state observer for dynamic performance enhancement of sensorless IPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7) : 5948.
- [12] GOLESTAN S, GUERRERO J M, VASQUEZ J C. Three-phase PLLs: a review of recent advances [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3) : 1894.
- [13] HAN Y, LUO M, ZHAO X, et al. Comparative performance evaluation of orthogonal-signal-generators-based single-phase PLL algorithms—a survey [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016 31(5) : 3932.
- [14] 李海剑, 易映萍, 石伟. 基于三阶 3 类锁相环的 PMSM 无传感器控制 [J]. 控制工程, 2020, 27(9) : 1553.
- [15] DOS SANTOS ANDRADE D S, Batista Y N, NEVES F A S, et al. Fast phase angle jump estimation to improve the convergence time of the GDSC-PLL [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4) : 2852.
- [16] HAMED H A, EL MOURSI M S. A new type-2 PLL based on unit delay phase angle error compensation during the frequency ramp [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 34(4) : 3289.
- [17] KARIMI-GHARTEMA M. Enhanced phase-locked loop structures for power and energy applications [M]. New York: Wiley-IEEE Press, 2014.
- [18] CIOBOTARU M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator [C] // 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006.
- [19] DORIA-CEREZO A, REPECHO V, BIEL D. Three-phase phase-locked loop algorithms based on sliding modes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9) : 10842.
- [20] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展 [J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3) : 407.
- [21] PIRES V F, MARQUES G D, SOUSA D. Phase-locked loop topology based on a synchronous reference frame and sliding mode approach for DVR applications [C] // 2011 IEEE EUROCON International Conference on Computer as a Tool, 2011.
- [22] AHMED H, AMAMRA S, SALGADO I. Fast estimation of phase and frequency for single-phase grid signal [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8) : 6408.
- [23] 尚喆, 赵荣祥, 窦汝振. 基于自适应滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3) : 23.
- [24] YOON Y, SUL S, MORIMOTO S, et al. High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3) : 1361.