

基于改进 PLL 的永磁同步电机 ASMO 无传感器控制

孙旭霞^{1,2}, 吴迪^{1,2}, 王若琪^{1,2}, 贺思俊^{1,2}, 韦明畅^{1,2}, 崔伟杰^{1,2}

(1. 西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048;

2. 陕西省复杂系统控制与智能信息处理重点实验室, 陕西 西安 710048)

摘要: 永磁同步电机无位置传感器控制采用传统滑模观测器法来获取转子位置, 由于滑模抖振严重、估计反电势中含有低次谐波干扰及传统锁相环在电机反转时有位置误差等因素, 影响转子位置估计精度。通过设计自适应滑模观测器和改进锁相环来解决上述问题。首先采用非奇异快速终端滑模面及改进指数趋近律来降低滑模抖振。其次对传统锁相环鉴相器进行改进并在环路滤波器中引入二阶广义积分器, 不仅使电机正反转时能准确提取转子位置信息, 还能滤除估计反电势中的低次谐波。仿真结果表明所设计的算法能减小滑模抖振、降低位置跟踪延迟时间及提高位置观测精度。

关键词: 永磁同步电机 (PMSM); 非奇异快速终端滑模面; 锁相环 (PLL); 无传感器控制; 自适应滑模观测器 (ASMO)

中图分类号: TM341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)11-0065-09

doi: 10.12177/emca.2023.126

ASMO Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved PLL

SUN Xuxia^{1,2}, WU Di^{1,2}, WANG Ruoqi^{1,2}, HE Sijun^{1,2}, WEI Mingyang^{1,2}, CUI Weijie^{1,2}

(1. School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;

2. Key Laboratory of Shaanxi Province for Complex System Control and Intelligent Information Processing, Xi'an 710048, China)

Abstract: The traditional sliding mode observer method is used to obtain the rotor position in the position sensor control of the permanent magnet synchronous motor. The accuracy of rotor position estimation is affected by the factors such as the serious vibration of the sliding mode, the low harmonic interference contained in the estimated reverse potential and the position error of the conventional phase-locked loop when the motor is reversed. The above problems are solved by designing an adaptive sliding mode observer and improving the phase-locked loop. Firstly, a non-singular fast terminal sliding mode surface and an improved exponential approach law are adopted to reduce the sliding mode vibration. Secondly, the traditional phase-locked loop phase detector is improved and the second-order generalized integrator is introduced into the loop filter, which not only enables the accurate extraction of rotor position information when the motor is rotating forward and reversed, but also can filter out the low harmonics in the estimated reverse potential. The simulation results show that the effectiveness of the designed algorithm in reducing the sliding mode vibration, decreasing the delay time of position tracking, and improving the accuracy of position observation.

收稿日期: 2023-05-28; 收到修改稿日期: 2023-07-11

作者简介: 孙旭霞(1963—), 女, 副教授, 研究方向为智能电器及计算机控制。

吴迪(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机驱动与控制。(通信作者)

王若琪(1999—), 女, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机驱动与控制。

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); non-singular fast terminal sliding mode surface; phase-locked loop(PLL); sensorless control; adaptive sliding mode observe (ASMO)

0 引言

永磁同步电机(PMSM)有着结构简单、效率高等优点,被广泛应用在机床、新能源汽车等行业^[1-2]。在高性能的PMSM控制系统中为准确获取转子位置,需在转子上安装机械传感器。但传感器精度受环境影响较大且会增加系统成本^[3-4]。因此PMSM无位置传感器控制技术成为国内外学者的研究热点。

目前无传感器控制算法有模型参考自适应算法,扩展卡尔曼滤波器算法,以及滑模观测器算法(SMO)等^[5]。稳定的滑模控制算法具有很强的鲁棒性,使系统性能不受参数摄动及外部扰动影响^[6-7]。因此在电机高速控制中,滑模观测器算法得到研究者们的青睐,但SMO存在抖振,会降低位置观测精度^[8]。文献[9]用sigmoid函数替换开关函数,并在sigmoid函数中引入状态变量,根据状态变量大小设计边界层厚度可变的sigmoid函数来抑制滑模抖振,但会降低系统响应速度。文献[10]利用二阶广义积分器(SOGI)的无静差跟踪特性代替低通滤波器,避免相位延迟;并在锁相环中加入陷波器来滤除反电动势低次谐波,但其反电动势谐波模型和滑模观测器模型不在同一坐标系下。

为解决上述问题,本文研究基于自适应滑模观测器(ASMO)的表贴式永磁同步电机(SPMSM)无传感器控制方法,主要由非奇异快速终端滑模面(NFTSMS)以及由SMO增益根据反电动势大小自调整和新的滑模函数形成的新趋近律组成。并设计了改进锁相环(PLL),在电机正反转时能准确获取转子位置信息并解决反电动势低次谐波干扰对位置估计精度影响的问题。

1 传统滑模观测器

1.1 SPMSM 数学模型

假定SPMSM为理想的电机,而且满足条件:(1)忽略电机铁心的饱和;(2)不计电机中的涡流和磁滞损耗;(3)电机中三相电流为正弦波电流,则SPMSM在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系中的电压方程如式(1)所示:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{e_\alpha}{L_s} \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{e_\beta}{L_s} \\ e_\alpha = -\omega_e\Psi_f\sin\theta_e \\ e_\beta = \omega_e\Psi_f\cos\theta_e \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_α 、 i_β 分别为静止坐标系下的定子电流; u_α 、 u_β 分别为静止坐标系下的定子电压; e_α 、 e_β 分别为反电动势在 $\alpha\beta$ 坐标轴上的分量; R_s 、 L_s 分别为定子电阻和定子电感; ω_e 为电角速度; Ψ_f 为永磁体磁链; θ_e 为电角度。

由式(1)可知,反电势中含有转子位置信息和转速信息,因此可使用SMO法获得转子位置和转速信息。

1.2 传统滑模观测器

在传统SMO中,采用开关函数对PMSM数学模型进行重构如式(2)所示:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{1}{L_s}k\text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{1}{L_s}k\text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (2)$$

式中: k 为滑模增益; $\text{sign}(\hat{i}-i)$ 为开关函数。

其中滑模面 s 可表示为

$$s = \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

式(2)减去式(1)得电流误差方程:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_\alpha + \frac{e_\alpha}{L_s} - \frac{1}{L_s}z_\alpha \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_\beta + \frac{e_\beta}{L_s} - \frac{1}{L_s}z_\beta \end{cases} \quad (4)$$

式中: \hat{i}_α 、 \hat{i}_β 分别为静止坐标系下的定子电流估计值; \tilde{i}_α 、 \tilde{i}_β 分别为静止坐标系下的定子电流误差值; z_α 、 z_β 分别为静止坐标系下的反电动势观测值。

当系统到达滑模面 $s=0$, $\dot{s}=0$ 时,反电势可表示为

$$\begin{cases} e_\alpha = z_\alpha = k \text{sign}(s_\alpha) \\ e_\beta = z_\beta = k \text{sign}(s_\beta) \end{cases} \quad (5)$$

为了保证滑动运动的稳定性,SMO 增益应足够大,以满足以下到达条件:

$$k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (6)$$

由式(2)可知,所设计的滑模观测器能够观测 PMSM 反电动势,得到转子位置信息,传统滑模观测器控制框图如图 1 所示。

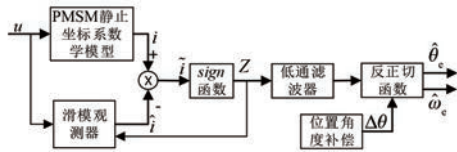


图 1 传统滑模观测器控制框图

由图 1 可知,观测反电动势经低通滤波器滤除由开关频率产生的高次谐波,经反正切计算获取转子位置。但使用低通滤波器会导致相位延迟,而且位置补偿角计算复杂。稳定的滑模控制算法要求滑模增益足够大,但增益过大会导致控制系统产生抖振,故采用滑模增益自调整,可有效降低滑模抖振^[11]。

2 自适应滑模观测器

本文所设计的自适应滑模观测器如图 2 所示。

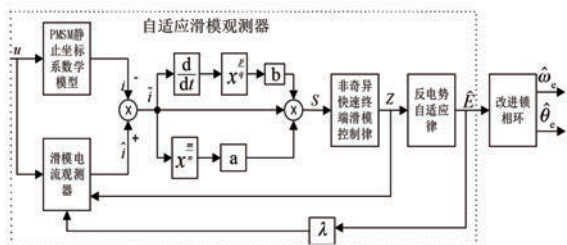


图 2 自适应滑模观测器结构图

2.1 非奇异快速终端滑模面

本文所使用的非奇异快速终端滑模面为^[12]

$$s = x + ax^{m/n} + bx^{p/q} \quad (7)$$

式中: $a, b > 0; m/n > 1; p$ 和 q 为正奇数且 $2 > p/q > 1, m/n > p/q; x$ 为系统状态误差。

令 $x = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix}$, 则 α 轴电流误差 x_α 对时

间求一阶、二阶导数,可得如下方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_\alpha = \dot{\tilde{i}}_\alpha \\ \ddot{x}_\alpha = \ddot{\tilde{i}}_\alpha = -\frac{R}{L_s}\dot{x}_\alpha + \frac{1}{L_s}\dot{e}_\alpha - \frac{1}{L_s}\dot{z}_\alpha \end{cases} \quad (8)$$

分析 α 轴,对式(7)进行求导并将式(8)代入得:

$$\begin{aligned} \dot{s}_\alpha &= \left(1 + a \frac{m}{n} x_\alpha^{m/n-1}\right) \dot{x}_\alpha - b \frac{pR}{qL_s} x_\alpha^{p/q} + \\ &b \frac{p}{qL_s} \dot{x}_\alpha^{p/q-1} \dot{e}_\alpha - b \frac{p}{qL_s} \dot{x}_\alpha^{p/q-1} \dot{z}_\alpha \end{aligned} \quad (9)$$

2.2 改进指数趋近律

本文所设计的改进指数趋近律为

$$\begin{cases} \dot{s} = -\eta s - kf(s) \\ k = h \int_{t_0}^t [|s| - \gamma k] d\tau \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\eta > 0; 0 < \gamma < 1; h > 0$; 滑模增益 $k > |\dot{e}_\alpha/L_s|, t_0 > 0; \gamma$ 越小, k 越大,则滑模抖振大; h 越大系统响应速度越快,根据系统变量偏离滑模面大小自动调节滑模增益 k ^[10]。其中 $f(s)$ 为滑模函数,其表达式为

$$f(s) = \begin{cases} 1, s \geq \delta \\ \frac{-(s-\delta)^2}{\delta^2} + 1, 0 \leq s < \delta \\ \frac{(s+\delta)^2}{\delta^2} - 1, -\delta < s < 0 \\ -1, s \leq -\delta \end{cases} \quad (11)$$

联立式(9)和式(10),可得到带有积分的控制律,即反电动势观测值 z_α :

$$\begin{aligned} z_\alpha &= z_{eq} + z_n = -R x_\alpha + L_s \int_0^t \left[\frac{q}{bp} \left(1 + \right. \right. \\ &\left. \left. a \frac{m}{n} x_\alpha^{m/n-1} \right) \dot{x}_\alpha^{2-p/q} + \eta s_\alpha + k_\alpha f(s_\alpha) \right] d\tau \end{aligned} \quad (12)$$

2.3 稳定性证明

选取 Lyapunov 函数为

$$V_\alpha = \frac{1}{2} s_\alpha^2 \quad (13)$$

对式(13)求一阶导数得:

$$\dot{V}_\alpha = s_\alpha \dot{s}_\alpha \quad (14)$$

式(12)反电动势观测值 z_α 代入式(9)得:

$$\dot{s}_\alpha = b \frac{p}{q} \dot{x}_\alpha^{p/q-1} (-\eta s_\alpha - k_\alpha f(s_\alpha) + \dot{e}_\alpha/L_s) \quad (15)$$

将式(15)代入式(14)得:

$$\dot{V}_\alpha = b \frac{p}{q} \dot{x}_\alpha^{p/q-1} (-\eta s_\alpha^2 - k_\alpha f(s_\alpha) s_\alpha + s_\alpha \dot{e}_\alpha / L_s) \quad (16)$$

式中: 当 $\dot{x}_\alpha \neq 0$ 时, $b \frac{p}{q} \dot{x}_\alpha^{p/q-1} > 0$; 因为 $k_\alpha > |\dot{e}_\alpha / L_s|$, 所以 $\dot{V}_\alpha \leq -\eta b \frac{p}{q} \dot{x}_\alpha^{p/q-1} s_\alpha^2 \leq 0$, 系统渐近稳定。

同理可得 β 轴反电动势观测值 z_β , 且系统渐近稳定。

$$z_\beta = -R x_\beta + L_s \int_0^t \left[\frac{q}{bp} \left(1 + a \frac{m}{n} x_\beta^{m/n-1} \right) \dot{x}_\beta^{2-p/q} + \eta s_\beta + k_\beta f(s_\beta) \right] d\tau \quad (17)$$

式中: $k_\beta > |\dot{e}_\beta / L_s|$; $\eta > 0$ 。

当系统到达滑模面 $s = 0, \dot{s} = 0$ 时, 反电动势观测值等于实际反电动势值, 可从 z_α 和 z_β 中获取电机转子位置信息。

3 反电动势自适应律

为加快系统响应速度, 设计反电动势自适应律为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{E}_\alpha}{dt} = -\hat{\omega}_e \hat{E}_\beta - \lambda (\hat{E}_\alpha - e_\alpha) \\ \frac{d\hat{E}_\beta}{dt} = -\hat{\omega}_e \hat{E}_\alpha - \lambda (\hat{E}_\beta - e_\beta) \\ \frac{d\hat{\omega}_e}{dt} = \tilde{E}_\alpha \hat{E}_\beta - \tilde{E}_\beta \hat{E}_\alpha \end{cases} \quad (18)$$

式中: $\lambda > 0$, 为负反馈增益; $\hat{\omega}_e$ 为估计转速; $\hat{E} =$

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} \text{ 为估计反电动势。}$$

永磁同步电机反电动势模型可以表示为:

$$\begin{cases} \frac{de_\alpha}{dt} = -\omega_e e_\beta \\ \frac{de_\beta}{dt} = \omega_e e_\alpha \end{cases} \quad (19)$$

用式(18)减去式(19)得到反电动势误差方程, 表达式为

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{E}_\alpha}{dt} = -\hat{\omega}_e \tilde{E}_\beta + \omega_e \hat{e}_\beta - \lambda \tilde{E}_\alpha \\ \frac{d\tilde{E}_\beta}{dt} = \hat{\omega}_e \tilde{E}_\alpha - \omega_e \hat{e}_\alpha - \lambda \tilde{E}_\beta \\ \frac{d\tilde{\omega}_e}{dt} = \tilde{E}_\alpha \hat{E}_\beta - \tilde{E}_\beta \hat{E}_\alpha \end{cases} \quad (20)$$

式中: $\tilde{E}_\alpha = \hat{E}_\alpha - e_\alpha, \tilde{E}_\beta = \hat{E}_\beta - e_\beta$, 分别为反电动势误差; $\tilde{\omega}_e = \hat{\omega}_e - \omega_e$, 为转速误差。

进行稳定性证明, 选取李雅普诺夫函数为

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{E}_\alpha^2 + \tilde{E}_\beta^2 + \tilde{\omega}_e^2) \quad (21)$$

对式(21)求导, 并代入式(20)得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = \tilde{E}_\alpha \dot{\tilde{E}}_\alpha + \tilde{E}_\beta \dot{\tilde{E}}_\beta + (\hat{\omega}_e - \omega_e) \dot{\tilde{\omega}}_e = \\ -\lambda (\tilde{E}_\alpha^2 + \tilde{E}_\beta^2) \leq 0 \end{aligned} \quad (22)$$

式(22)满足李雅普诺夫稳定性条件, 故所设计的反电势自适应律渐近稳定, 可从更新后的反电动势估计值中获取电机转子位置信息^[13]。

4 改进锁相环

使用反正切法计算转子位置, 位置补偿角计算复杂且除法的存在会放大反电动势高频抖振, 故采用锁相环获取转子位置。

4.1 传统锁相环

传统锁相环的结构图如图3所示。

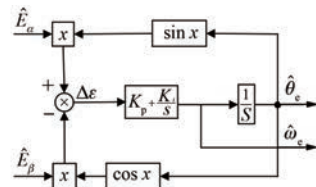


图3 传统锁相环结构图

图中 K_p 和 K_i 分别为 PI 调节器的比例系数和积分系数。由图3可以得到传统锁相环的误差信号为

$$\Delta \varepsilon = \hat{\omega}_e \Psi_f \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \approx \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (23)$$

由式(23)可知, 当电机转速反向时, 由于 $-\hat{\omega}_e$ 的存在, 反转时有 180° 的位置误差。当 $\Delta \varepsilon \rightarrow 0$ 时, 传统锁相环闭环传递函数 $G_{PLL}(s)$ 等效为

$$G_{PLL}(s) = \frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (24)$$

则其误差传递函数 $E_{PLL}(s)$ 为

$$E_{PLL}(s) = 1 - G_{PLL}(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (25)$$

当输入的 $\theta_e(s)$ 含有速度斜坡 ΔR , 位置阶跃 $\Delta\theta$ 和速度阶跃 $\Delta\omega$ 时, 其表达式为

$$\theta_e(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2} + \frac{\Delta\theta}{s} + \frac{\Delta R}{s^3} \quad (26)$$

此时, 其稳态误差分别为

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0} E_{PLL}(s) \frac{\Delta\theta}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \frac{\Delta\theta}{s} = 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0} E_{PLL}(s) \frac{\Delta\omega}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \frac{\Delta\omega}{s^2} = 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0} E_{PLL}(s) \frac{\Delta R}{s^3} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \frac{\Delta R}{s^3} = \frac{R}{K_i} \end{cases} \quad (27)$$

由式(27)得传统锁相环对 $\Delta\theta, \Delta\omega$ 的稳态误差为 0; 但对 ΔR 具有稳态误差, 使得电机正反转切换失败^[11]。

4.2 改进锁相环鉴相器和环路滤波器

改进锁相环结构图如图 4 所示。

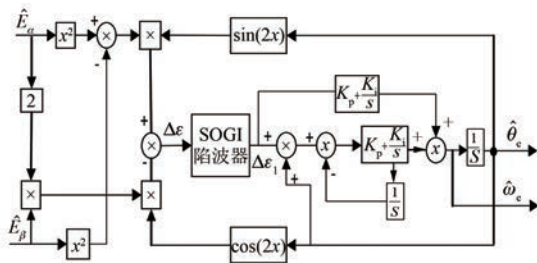


图 4 改进锁相环结构图

由图 4 可得:

$$\Delta\epsilon = -2\hat{E}_\alpha\hat{E}_\beta\cos(2\hat{\theta}_e) + (\hat{E}_\alpha^2 - \hat{E}_\beta^2)\sin(2\hat{\theta}_e) = (\hat{\omega}_e\Psi_f)^2\sin(2\theta_e - 2\hat{\theta}_e) \approx \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (28)$$

式中: 当 $|\theta_e - \hat{\theta}_e| < \pi/6$ 时, $\Delta\epsilon = \theta_e - \hat{\theta}_e$ 。

改进后 $\Delta\epsilon$ 含有 $\hat{\omega}_e$ 平方项, 电机转速反向时, 正转时设置的 PI 参数也适用。

由于逆变器死区, 开关管压降和电机磁通谐波变化, 导致电流中含有大量 5 次和 7 次谐波^[14-15]。由于电机结构对称型, 反电势中含有 5 次和 7 次谐波, 影响位置观测精度。

鉴于此, 本文利用 SOGI 的无静差跟踪特性及陷波功能滤除 5 次和 7 次谐波。SOGI 的结构图如图 5 所示。

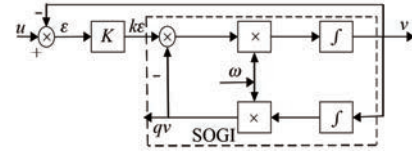


图 5 二阶广义积分器 SOGI 结构图

由图 5 可得如下传递函数:

$$SOGI(s) = \frac{v}{K\epsilon}(s) = \frac{\omega s}{s^2 + \omega^2} \quad (29)$$

$$G_v(s) = \frac{v}{u}(s) = \frac{K\omega s}{s^2 + K\omega s + \omega^2} \quad (30)$$

$$G_{qv}(s) = \frac{qv}{u}(s) = \frac{K\omega^2}{s^2 + K\omega s + \omega^2} \quad (31)$$

$$E(s) = \frac{\epsilon}{u}(s) = \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + K\omega s + \omega^2} \quad (32)$$

$G_v(s)$ 输入与输出同向同频, 相当于带通滤波器, 不同 ω 可在谐振点无静差跟踪并对其它频率点有抑制作用; K 值越小滤波效果越好, 但系统带宽会减小, 导致响应速度变慢^[16]; $G_{qv}(s)$ 输入与输出同频, 输出相位滞后输入 90° , 相当于低通滤波器; $E(s)$ 具有陷波特性和抑制作用, 不同 ω 可在谐振点实现抑制, 在其他频率点基本不受影响, K 大小影响陷波器性能, K 值越大系统带宽越高, 陷波特性和抑制作用越好, 取 $K = \sqrt{2}$ 。

将逆变器三相电压谐波经 Clark 变换后, 得到 5 次和 7 次反电势谐波 $e_{\alpha h}$ 和 $e_{\beta h}$, 其在 $\alpha\beta$ 轴下的表达式如式(33)所示:

$$\begin{cases} e_{\alpha h} = e_5 \sin(-5\omega t + \theta_5) + e_7 \sin(7\omega t + \theta_7) \\ e_{\beta h} = -e_5 \cos(-5\omega t + \theta_5) - e_7 \cos(7\omega t + \theta_7) \end{cases} \quad (33)$$

式中: e_5 和 e_7 分别为 5 次和 7 次谐波反电动势幅值; θ_5 和 θ_7 分别为 5 次和 7 次谐波反电动势初始相位。

当系统稳定后可认为锁相环反馈的 $\hat{\theta}_e = \theta_e = \omega t$, 从而, 将式(33)代入式(28)得:

$$\Delta\epsilon = E_5^2 \sin(-12\omega t + 2\theta_5) + E_7^2 \sin(12\omega t + 2\theta_7) + 2E_5 E_7 \sin(\theta_5 + \theta_7) \quad (34)$$

由式(34)得, 此时 $e_{\alpha h}, e_{\beta h}$ 中的 5 次和 7 次谐波都转化为 $\Delta\epsilon$ 中的 12 次谐波, 可利用 SOGI 陷波器无静差跟踪特性抑制 12 次谐波, 且不影响锁相环位置估计。经陷波器处理后, 系统等效闭环传递函数 $G_{zPLL}(s)$ 为

$$G_{zPLL}(s) = \frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{2K_p s^3 + (2K_i + K_p^2) s^2 + 2K_p K_i s + K_i^2}{(s^2 + K_p s + K_i)^2} \quad (35)$$

则其误差传递函数 $E_{zPLL}(s)$ 为

$$E_{zPLL}(s) = 1 - G_{zPLL}(s) = \frac{s^4}{(s^2 + K_p s + K_i)^2} \quad (36)$$

在输入信号 $\theta_e(s)$ 下, 此时系统稳态误差为

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^4}{(s^2 + K_p s + K_i)^2} \frac{\Delta\theta}{s} = 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^4}{(s^2 + K_p s + K_i)^2} \frac{\Delta\omega}{s^2} = 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^4}{(s^2 + K_p s + K_i)^2} \frac{\Delta\omega}{s^3} = 0 \end{cases} \quad (37)$$

由式(37)得改进锁相环对 $\Delta\theta$, $\Delta\omega$ 和 ΔR 的稳态误差皆为 0。改进后可准确获取电机正反转时的位置信息, 使电机直接进行正反转。

5 仿真结果

为验证所研究控制算法可行性, 本文采用 $i_d=0$ 的矢量控制方案, 在 MATLAB/Simulink 上搭建仿真模型, 如图 6 所示。仿真所用的 SPMSM 具体参数见表 1, ASMO 和改进 PLL 具体参数见表 2。转速环 PI 参数: $K_p=0.95, K_i=28.5$; 电流环 PI 参数: $K_p=L_s \times 2000, K_i=R_s \times 2000$ 。方法一, 传统 SMO 结合传统 PLL; 方法二, 基于 NFTSMS 的 SMO 结合 PLL; 以及本文提出的方法三, ASMO 结合改进 PLL 三种控制策略进行仿真试验。

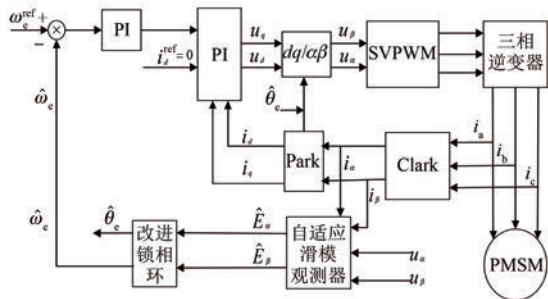


图 6 基于改进锁相环的 PMSM 自适应滑模观测器无位置传感器控制框图

5.1 转速跟踪

工况一: 空载且给定转速 1 000 r/min, 图 7 为此工况下三种控制策略下的仿真结果, 可知三种

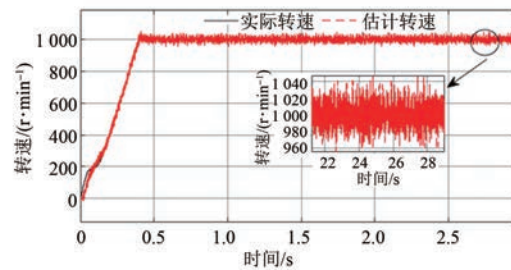
控制策略下估计转速均能跟踪电机实际转速, 稳态时转速稳态误差范围分别为 $[-40, 40]$ 、 $[-0.06, 0.06]$ 、 $[-0.018, 0.018]$ 。分析可得本文所提的 ASMO 结合改进 PLL 控制策略转速稳态误差最小。

表 1 SPMSM 主要参数

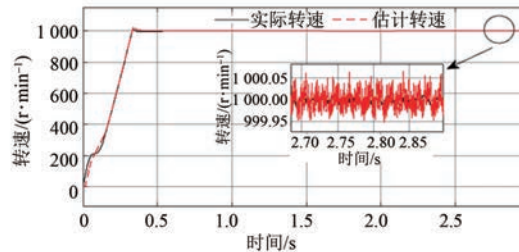
参数名称	参数值	参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	2.875	电机极对数 p_n	4
定子电感 L_s/H	0.008 5	永磁体磁链 Ψ_f/Wb	0.175
阻尼系数 B	0	转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.05

表 2 自适应滑模观测器和改进锁相环参数

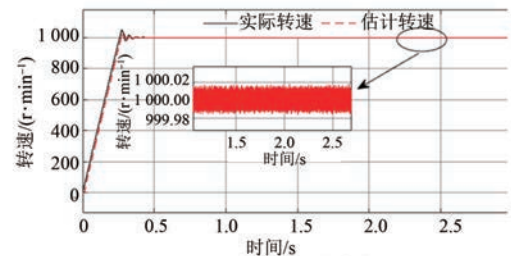
参数名称	参数值	参数名称	参数值
a	0.1	p	55
b	0.1	q	51
m	29	n	25
η	$2e6$	h	$1e7$
γ	0.15	K_i	44.3
λ	2 000	K_p	3.8



(a) 方法一转速仿真结果



(b) 方法二转速仿真结果



(c) 方法三转速仿真结果

图 7 空载且转速为 1 000 r/min 时转速仿真结果

工况二:在 0.9 秒电机转速由 800 r/min 突变至 1 200 r/min 且在 1.6 秒负载由 1 突变至 3。图 8 为此工况三种控制策略下的仿真结果,可得在三种控制策略下,当转速为 800 r/min 时,转速稳态误差范围分别为 $[-40, 40]$ 、 $[-0.08, 0.08]$ 、 $[-0.016, 0.02]$;负载突变时 0.1 秒回到稳态,带载能力良好;当转速为 1 200 r/min 时,转速稳态误差范围分别为 $[-40, 40]$ 、 $[-0.07, 0.07]$ 、 $[0.02, 0.02]$ 。分析可得本文所提 ASMO 结合改进 PLL 控制策略转速稳态误差最小。

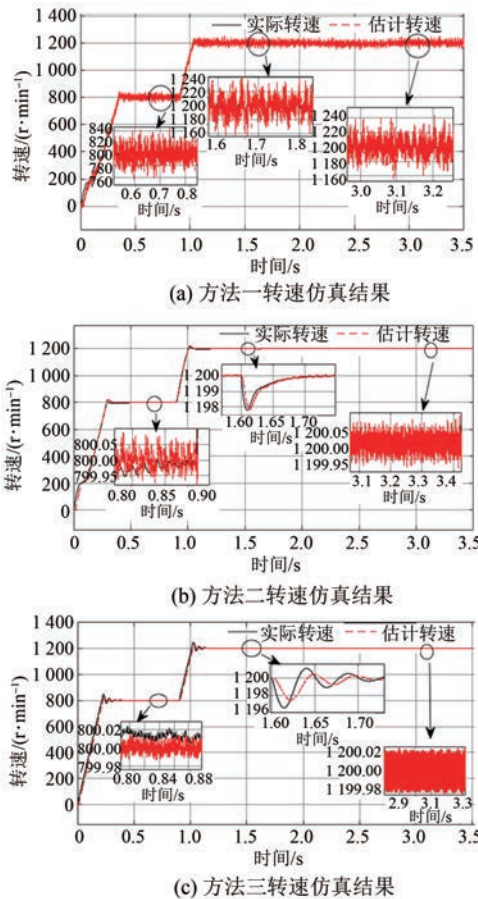


图 8 0.9 s 电机转速由 800 r/min 突变至 1 200 r/min 且 1.6 s 负载由 1 突变至 3 时转速仿真结果

工况三:在 0.9 秒电机转速由 800 r/min 突变至 -1 000 r/min 且在 1.8 s 负载由 0 突变至 2。图 9 为此工况方法三控制策略下的仿真结果,可知本文所提 ASMO 结合改进锁相环控制策略在转速为 800 r/min 时,转速稳态误差范围为 $[-0.016, 0.002]$,负载突变时 0.1 秒回到稳态,在 -1 000 r/min 时转速稳态误差范围为 $[-0.018,$

0.016]。在电机反转时本文所提 ASMO 结合改进锁相环控制策略依旧有良好的转速跟踪性能。

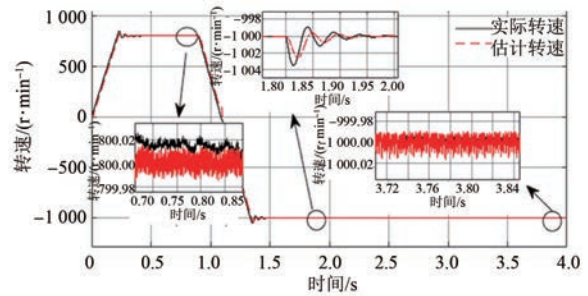


图 9 0.9 s 电机转速由 800 r/min 突变至 -1 000 r/min 且 1.8 s 负载由 0 至 2 时方法三转速仿真结果

5.2 转子位置跟踪

在工况一下,由图 10 得转子初始位置跟踪时间和跟踪延迟时间在三种控制策略下分别为 0.12 s, 0.014 5 s; 0.108 s, 0.013 5 s; 0.087 85 s, 0.000 45 s。分析可得本文所提 ASMO 结合改进锁相环控制策略位置跟踪及延迟时间最小,初始位置跟踪波动小。

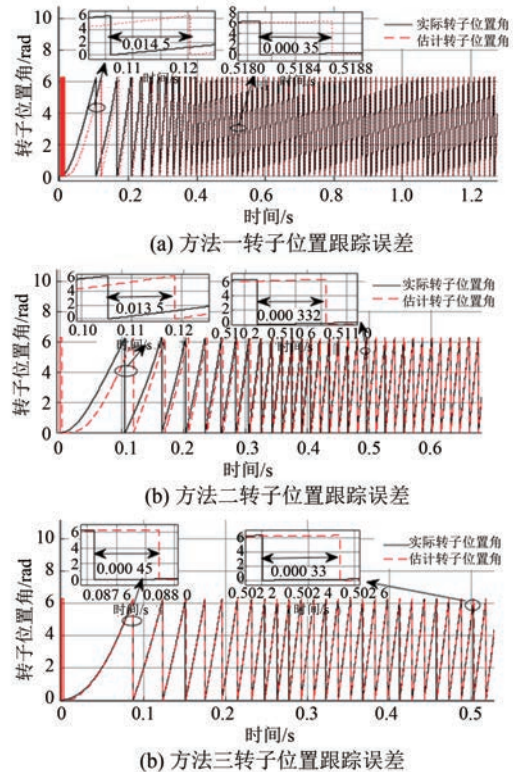


图 10 空载且给定转速 1 000 r/min 时转子位置

5.3 反电动势谐波及两相旋转电流

在工况一下,前 20 个周期内由图 11 得反电

动势谐波在三种控制策略下分别为 466.35% , 388.18% , 170.09%。由图 12 得稳态时方法一电流波动最大,方法二和三电流波动范围相差不大,方法三起动电流小。分析可得本文所提 ASMO 结合改进锁相环控制策略的反电动势谐波最小,验证所设计改进锁相环的有效性。

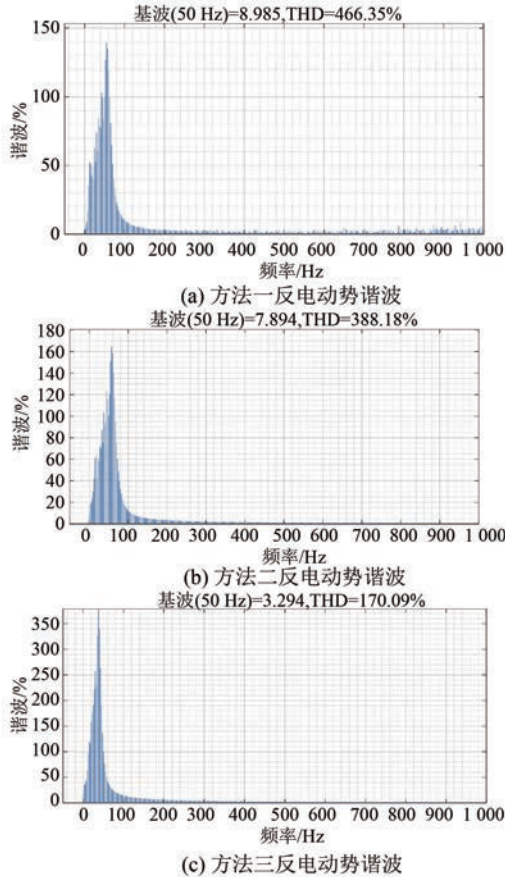


图 11 空载且给定转速 1 000 r/min 时反电动势谐波

6 结 语

针对滑模抖振问题,设计了一种新的基于 ASMO 的 SPMSM 无传感器控制方法。使用李雅普诺夫法证明算法稳定性,通过 MATLAB 进行仿真验证,得出以下结论。

(1) 采用 NFTSMS,引入 SMO 增益值根据反电动势自调整,推导得出新的控制律,能显著降低滑模抖振。相比传统 SMO 既避免相位延迟,又减小了位置跟踪延迟时间。

(2) 设计改进 PLL,同时引入二阶广义积分器对反电动势低次谐波进行抑制,不仅能在电机正反转时准确获取转子位置,还能提高转子位置

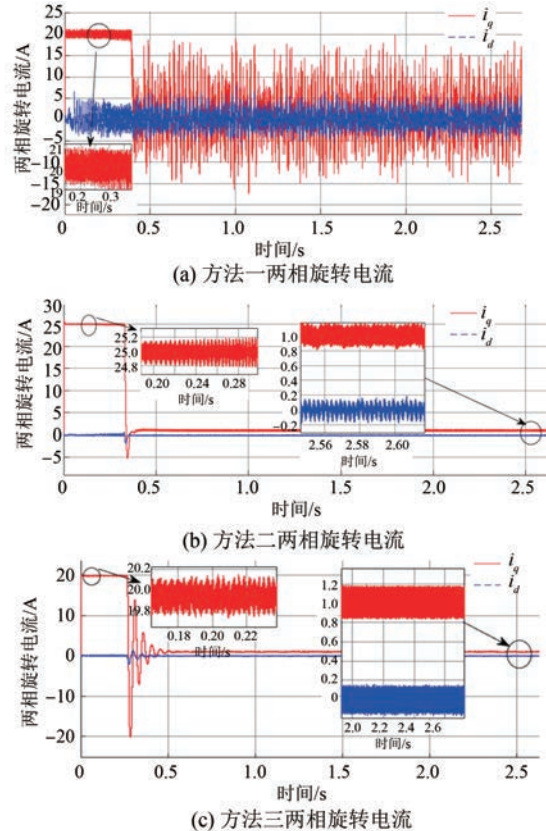


图 12 空载且给定转速 1 000 r/min 时两相旋转电流

估计精度,使转速稳态误差降至 0.02 r/min。

【参 考 文 献】

[1] ZOU X H, DING H C, LI J H. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on fuzzy sliding mode observer[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2022, 18(3) : 2355-2369.

[2] 李凡, 彭思齐, 蒋雨函, 等. 基于改进的滑模控制器和观测器的 SPMSM 控制[J]. 控制工程, 2022, 29(9) : 1625-1630.

[3] XU W J, QU S C, ZHAO J H, et al. An improved full-order sliding-mode observer for rotor position and speed estimation of SPMSM [J]. IEEE Access, 2021, 9: 15099-15109.

[4] LU Q, ZHANG T, MO L H. Improved rotor position observer for sensorless controlled stator permanent magnet motor based on second order generalized integrator [C] // 2020 Proceedings of 2020 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices, 2020.

- [5] 涂志文, 蒋成明, 涂群章, 等. 电动车用永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 微电机, 2022, 55(6): 99-105.
- [6] 吴少博. 周视扫描转台 PMSM 终端滑模控制方法研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2021.
- [7] FU D W, ZHAO X M, ZHU J G. A novel robust super-twisting nonsingular terminal sliding mode controller for permanent magnet linear synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2936-2945.
- [8] LIN J, ZHANG S L, ZHOU L, et al. Improved sliding mode control of permanent magnet synchronous linear motor based on model-assisted linear extended state observer [J]. IEEE Access, 2022, 7: 70815-70824.
- [9] 肖雄, 王浩丞, 武玉娟, 等. 基于双滑模估计的主从结构共轴双电机模型预测直接转矩控制无速度传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(5): 1014-1026.
- [10] 郭军宏, 曹太强, 林轩, 等. 一种改进滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J/OL]. 控制工程, 2022-09-06. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/>21.1476.TP.20220905.1541.002.html.
- [11] CHEN Z, ZHANG X X, ZHANG H, et al. Adaptive sliding mode observer-based sensorless control for SPMSM employing a dual-PLL [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 1267-1277.
- [12] 王辉航, 赵朝会, 万东灵, 等. 基于非奇异快速终端滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(1): 28-33.
- [13] 彭思齐, 蒋雨函, 兰志勇, 等. 永磁同步电机新型指数型自适应滑模观测器无传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(5): 104-114.
- [14] 李帅, 孙立志, 刘兴亚, 等. 永磁同步电机电流谐波抑制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊1): 87-96.
- [15] 李生民, 梁吉宁, 肖亚敏. 基于 SOGI 的 PMSM 谐波电流抑制方法研究[J]. 电力电子技术, 2019, 53(10): 67-70.
- [16] 苏锦智, 张继鹏, 安群涛. 基于频率自适应复矢量 PI 控制的 PMSM 电流谐波抑制策略[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(12): 30-36.

(上接第 29 页)

- [14] BOUAFIA A, GAUBERT J P, KRIM F. Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 228-236.
- [15] CHENG K L, LIU T H, YU J T, et al. Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 667-681.
- [16] GHERARDO P C, FABIO T, SILVERIO B, et al. An effective model-free predictive current control for synchronous reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 3781-3790.
- [17] 沈坤, 章兢, 王坚. 一种多步预测的变流器有限控制集模型预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 37-44.