

改进的车载空调压缩机无位置传感器控制起动方法

宋建国, 张斌, 谢敏波
(北京工业大学信息学部, 北京 100124)

摘要: 无位置传感器控制是空调压缩机控制系统的较优选择。针对基于滑模观测器(SMO)的永磁同步电机(PMSM)无位置传感器控制系统零速观测精度低、起动难度大等问题,提出了一种改进 PMSM 无位置传感器的零速低速起动及中高速域使用的 SMO 控制的切换方法。在电机低速和零速时, I/F 控制使其工作在角度开环电流闭环的工况下, 该算法的给定相位与观测相位误差达不到系统切换要求, 需利用降低开环电路的方式来降低误差; 在电机转速提高的同时补偿 SMO 的角度, 使观测角度接近真实角度, 2 种算法切换时稳定性更高, 抗干扰能力更强。根据 MATLAB/Simulink 仿真结果和实际 3.5 kW 车载空调 PMSM 调试, 验证了该方法的可行性和改进算法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 滑模观测器; 零速低速起动; I/F 控制

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)12-0040-07

Improved Position Sensorless Starting Method for Vehicle-Mounted Air Conditioning Compressor

SONG Jianguo, ZHANG Bin, XIE Minbo

(Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

Abstract: Position sensorless control was the preferred choice for air conditioning compressor control systems. Aiming at the problems of poor zero speed observation accuracy and high starting difficulty of the position sensorless control system of permanent magnet synchronous motor (PMSM) based on sliding mode observer (SMO), an improved PMSM position sensorless control strategy was proposed, which could switch from the zero speed and low speed starting to SMO control under medium and high speed. At the low speed and zero speed stage, I/F control was used to keep the motor work in the angle open-loop and current closed-loop condition. When the angle error was too large to reach the system switching requirement, the phase difference of the real angle was reduced by reducing the open-loop current. The angle of the SMO was compensated when the motor speed was increased, so that the observation angle was as close as possible to the real angle. In this way, the switching between the two algorithms became more stable, and the anti-interference ability was stronger. Through the MATLAB/Simulink simulation and the actual 3.5 kW vehicle-mounted air conditioner motor debugging, the feasibility and effectiveness of the method were verified.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode observer (SMO); low speed and zero speed starting; I/F control

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有高功率密度、高

效率、快速动态响应、大功率密度等特点,在工业控制的各个领域均得到了较为广泛应用^[1]。目前所有主流 PMSM 控制方式均需要对电机转子位

置的精确检测。传统旋转变压器将一次侧和二次侧分别固定在转子和定子上,随着转子的角位移发生相对位置的改变,其输出电压也发生变化,从而通过感应电压的大小和幅值变化精确检测转子位置。无位置传感器技术则舍弃了传统的位置检测模块,利用多种不同方式检测转子位置从而完成 PMSM 的磁场定向控制(FOC)。

在空调压缩机、风机、水泵等对于控制系统实时性要求不高并且负载特性基本不会发生剧烈波动和改变的场合,无位置传感器控制与传统位置传感器控制相比,在满足系统动态响应要求的前提下更凸显了其高可靠性和低成本的优势,同时可以更好控制电机的外形和尺寸。

滑模观测器(SMO)是一种非线性控制方法,算法较为简单且容易实现,控制精度也可以满足低实时性负载的需求。但在实际应用中,SMO 在电机零速和低速运行时存在观测精度较低、起动难度较大等问题^[2]。为了解决上述问题,本文提出了在电机零速和低速时引入 L/F 控制以克服 SMO 在零速低速观测精确度低的状况,并在电机具有一定初速度时优化算法稳定切换到滑模控制。

针对从 L/F 控制切换到滑模控制中易出现转矩波动及抖振的问题,本文提出了一种改进的切换策略。在缩小 L/F 给定角度和 SMO 观测角度差的同时在起动阶段就对 SMO 的观测角度进行补偿,以克服其低通滤波带来的相位误差,从而提高切换过程的平滑性,抑制系统抖动。在补偿 SMO 角度的同时,如果观测精度与 L/F 起动的角度差距过大,则该算法会在切换之前就减少 q 轴电流以减少 $\Delta\theta$,从而使得系统满足切换条件。

1 数学模型及系统结构

1.1 电机数学模型

根据永磁同步的电磁特性可推断出 PMSM 反电动势波形为正弦波^[3]。在理想条件下,假设电机的参数为线性变化并且不会随着外部各种条件的变化(如温度、涡流损耗、磁滞)而变化且转子没有阻尼绕组。由 PMSM 两相绕组在旋转坐标系下的定子电压矢量方程,可得 PMSM 在 dq 轴投影的定子电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q —— d, q 轴电压分量;
 R_s —— 定子电阻;
 p —— 微分算子;
 L_d, L_q —— d, q 轴电感;
 ω_r —— 电角速度;
 i_d, i_q —— d, q 轴电流分量;
 ψ_m —— 永磁体的磁链。

在电机的 L/F 起动模型中,利用一个电流矢量定向且电流矢量 \mathbf{I} 与 q 轴的夹角为 φ 、电压矢量 \mathbf{U} 与电流矢量 \mathbf{I} 的夹角为 θ 的 $\gamma\text{-}\delta$ 坐标系,就可以模拟电机的 $d\text{-}q$ 轴旋转坐标系,如图 1 所示。

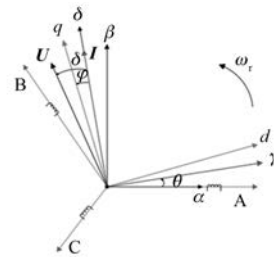


图 1 $\gamma\text{-}\delta$ 与 $d\text{-}q$ 坐标系示意图

由上述分析可知, δ 轴与 q 轴的夹角为 φ , 因此可得 $\gamma\text{-}\delta$ 坐标系下的电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_\gamma \\ u_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} -\sin \varphi \\ \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: u_γ —— γ 轴电压;
 u_δ —— δ 轴电压;
 ω_r —— 电角速度;
 i_γ —— γ 轴电流;
 i_δ —— δ 轴电流。

在 L/F 算法中, $\gamma\text{-}\delta$ 坐标系是根据电流矢量定向的,故 $i_\gamma = 0$, 则式(2)可以简化为

$$\begin{bmatrix} u_\gamma \\ u_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r L_q \\ R_s + pL_q \end{bmatrix} \cdot i_\delta + \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} -\sin \varphi \\ \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (3)$$

由此,可得 PMSM 的电磁转矩公式为

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_m i_\delta \cos \varphi + 0.5(L_d - L_q) i_\delta^2 \sin 2\varphi] \quad (4)$$

式中： p ——电机的极对数。

在本文应用的表贴式 PMSM 中, $L_d = L_q$, 故式 (4) 可简化为

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_m i_\delta \cos \varphi \quad (5)$$

由数学分析可知, 在 I/F 控制中 PMSM 的转矩由电机的极对数、永磁体磁链、 δ 轴电流和 δ 轴与 q 轴的夹角 φ 共同决定。

1.2 SMO

SMO 可以在电流传感器采集到的电流信号的基础上计算出转子的位置信息, 通过开关函数的切换控制, 随时对自身结构进行调整, 从而不断减小真实值和估算值的差值。SMO 结构图如图 2 所示。

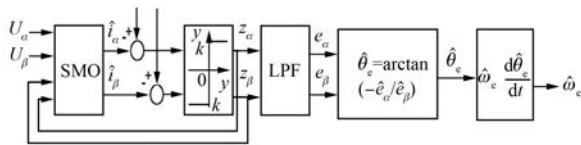


图 2 SMO 结构图

PMSM 在静止坐标系下的电流模型可表示为

$$\begin{cases} \dot{i}_\alpha = \frac{1}{L} e_\alpha - \frac{R_s}{L} i_\alpha - \frac{1}{L} u_\alpha \\ \dot{i}_\beta = \frac{1}{L} e_\beta - \frac{R_s}{L} i_\beta - \frac{1}{L} u_\beta \end{cases} \quad (6)$$

同时, 定义滑模平面的方程为

$$s(x) = \tilde{i}_s = \hat{i}_s - i_s \quad (7)$$

式中： \tilde{i}_s ——定子电流估算的误差；

\hat{i}_s ——估算的定子电流；

i_s ——实际定子电流。

其中：

$$\begin{cases} \hat{i}_s = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} \\ i_s = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \end{cases} \quad (8)$$

定子电流估算误差的方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_\alpha = \frac{1}{L} e_\alpha - \frac{R_s}{L} \hat{i}_\alpha - \frac{k}{L} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) \\ \dot{\hat{i}}_\beta = \frac{1}{L} e_\beta - \frac{R_s}{L} \hat{i}_\beta - \frac{k}{L} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (9)$$

式中： k ——滑模增益系数。

从而可得系统的误差方程为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_\alpha = \frac{1}{L} e_\alpha - \frac{R_s}{L} \tilde{i}_\alpha - \frac{k}{L} \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) \\ \dot{\tilde{i}}_\beta = \frac{1}{L} e_\beta - \frac{R_s}{L} \tilde{i}_\beta - \frac{k}{L} \text{sign}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (10)$$

当系统进入滑动模态时, 系统的误差会逐渐收敛到零, 则式 (10) 可变为

$$\begin{cases} e_\alpha = k \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) \\ e_\beta = k \text{sign}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (11)$$

则可以估算出 PMSM 的反电动势：

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = k \text{sign}(\tilde{i}_\alpha) \\ \hat{e}_\beta = k \text{sign}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (12)$$

由李雅普诺夫函数可得控制器的稳定性条件为

$$V = -\frac{1}{2} S^T S \quad (13)$$

反映到控制系统的模型中, 则：

$$\begin{cases} \dot{\tilde{i}}_\alpha \tilde{i}_\alpha < 0 \\ \dot{\tilde{i}}_\beta \tilde{i}_\beta < 0 \end{cases} \quad (14)$$

将式 (14) 代入式 (10) 并简化可得 SMO 稳定的条件为

$$k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (15)$$

当系统满足稳定条件后, SMO 即可以计算出相对正确的反电动势, 则电机的相位角就可以通过 e_α 和 e_β 求出。方程式如下：

$$\hat{\theta}_c = -\arctan\left(\frac{e_\alpha}{e_\beta}\right) \quad (16)$$

1.3 控制系统结构

PMSM 调速系统模型如图 3 所示。其中, I/F 控制模块在系统启动时替代原有 SMO 模块进行角度和电流的给定。同时, SMO 模块在 I/F 模块

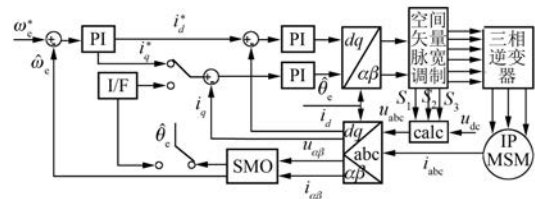


图 3 PMSM 调速系统模型

运行时也进行计算,但是其结果不参与当前系统的控制过程。

2 I/F 控制

2.1 I/F 起动逻辑

在 I/F 算法的基本逻辑中通过一个在 γ - δ 轴给出的电流矢量投影到 d - q 轴上,从而产生电磁转矩驱动电机运行。在电机加速起动时,给定 d 轴电流为零,给定 q 轴电流为根据电机参数计算的定值。给定电机位置角逐渐增加,因为要模拟加速时的相位变化,所以电机始终具有一定的加速度,即给定角度的累加量也要随之不断增加。给定的位置角度 θ^* 与给定的电机旋转角速度 ω^* 和 ω^* 与电机旋转加速度 a^* 的关系为

$$\theta^* = \int \omega^* dt \quad (17)$$

$$\omega^* = \int a^* dt \quad (18)$$

在 γ - δ 轴注入旋转电流矢量的同时, γ - δ 轴与 d - q 轴也会存在一个初始相位差。由于这个相位差的存在, γ - δ 注入的旋转矢量会在 d - q 轴产生实际的电流分量用来产生转矩。当电流产生的转矩大于电机的负载转矩时,电机就会开始旋转,其中电机的转矩表达式可参考式(5),但是此时由于 2 个坐标系相位差的存在,参与 FOC 计算的位置角并不准确,因此电机运行过程中的相电流比位置角准确时的大,电机运行效率低^[4]。为了提高电机起动时的运行效率,使得 I/F 控制给定的角度更加准确,从而提高切换过程的稳定性,需要对 I/F 控制进行改进。

2.2 I/F 控制的改进方法和低速至高速切换方式

(1) I/F 控制的改进方法。在电机达到一定转速之后,SMO 的观测精度提高,在观测角度的精度与给定角度的误差小于设定值时就可切换到基于 SMO 的闭环 FOC 控制。因为 I/F 控制给定的 q 轴电流没有变化,所以电机实际位置与给定位置始终存在偏差。如果此时直接使用 SMO 的位置信息参与控制,会造成给定 q 轴电流发生较大的突变,进而影响系统的稳定运行^[5]。此时采用缓慢减少 q 轴电流的方法,可以改善切换时的电流波动情况。

由式(5)可知,当 i_c 减小的瞬间,电机转矩不会突变,因此 φ 会减小,以平衡电流的突变^[6]。这是电机的一种自平衡特性。在给定 q 轴电流从较大值减少到较小值时,相应的电磁转矩也会减小,同时 γ - δ 轴与 d - q 轴的相位差也会相应减小至新的平衡位置。因此,采用减少 q 轴给定电流的方法可以显著减少 I/F 起动时模拟轴系与实际轴系的相位差,从而使得切换过程更加平滑^[7]。由于各个电机的参数不尽相同,重新达到平衡的自适应调节时间也不同,所以电流给定的幅值和时间均与电机参数相关,不应减小过快,否则电机转速将出现较大波动,严重时甚至会影响到 SMO 的计算精度,从而使得起动失败。

(2) I/F 控制与 SMO 之间的切换。单片机在通过 CAN 通信收到起动指令后,电机工作在角度开环、电流闭环的 I/F 控制状态。其位置角由模拟的 γ - δ 轴系给出,根据电机参数给定一个 q 轴电流的参考值^[8]。

由于 I/F 控制模拟的是电机的加速过程,所以每个控制周期内位置角的给定累加值会缓慢增加,以模拟速度增加的过程;同时,SMO 也会采集电流电压信息计算电机的位置信息并与给定的位置角进行比对^[9]。如果 I/F 控制给定的速度已经到达了设定的最大值,即电机已经具有了一定的初速度,但是角度偏差仍然无法达到切换要求,I/F 控制就会根据电机参数逐渐减少给定 q 轴电流以减少角度偏差,使电机达到新的平衡状态^[10]。

当 I/F 控制的给定位置角和 SMO 的位置角小于设定值并且在一定的中断程序循环周期内始终小于该值时,就会执行 2 种算法的切换指令。至此完成了由零速低速到中高速的切换。

3 仿真结果

为了优化控制算法的设计,同时验证其可行性和稳定性,使用 Simulink 搭建 PMSM 无位置传感器的仿真试验平台。

给定闭环转速为 1 000 r/min,在 Simulink 模型中模拟在给定电流不变时切换到闭环控制和在 I/F 控制算法优化降低电流后切换到闭环控制 2 种状态,并分别观察电机的转速、三相电流、参与 FOC 运算的角度与电机模型实际位置角度的误差。

图 4 所示为空载时直接从 I/F 控制切换到滑模控制的转速波形。在给定电流达到最大值时切换到 I/F 控制,可以看出切换过程中转速波动较为明显,虽然成功切换到双闭环控制,但当电机带载时转速和电流波动可能会对系统的稳定运行造成影响。

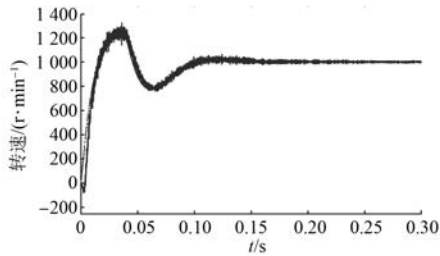


图 4 直接切换时的转速波形

图 5 所示为空载时直接从 I/F 控制切换到滑模控制的角度偏差。可以看到,在 I/F 控制大电流状态时 I/F 开环给定的角度与滑模观测器的计算角度偏差较大,并且在切换时有比较剧烈的振荡现象出现。

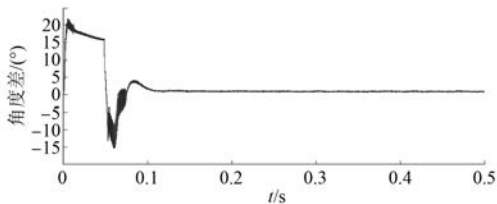


图 5 直接切换时的角度偏差

图 6 所示为空载时直接从 I/F 控制切换到滑模控制的电流波形。在执行切换时电流较大,说明此时 I/F 控制的给定角度与电机实际角度误差较大。同时,在 2 种算法的切换过程中电流出现了三相不对称、电流在特定位置抖动剧烈等现象。

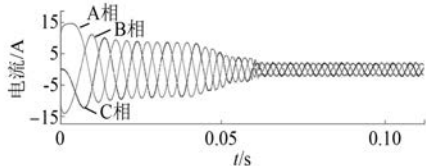


图 6 直接切换时的电流波形

图 7 所示为空载时优化 I/F 控制的转速波形。在电流给定较大时,系统的角度误差也处于较大值。在算法降低电流给定时,电机转速也随

之降低。由转速曲线可以看到,在切换时刻转速波动较小,整体过程较为平稳。

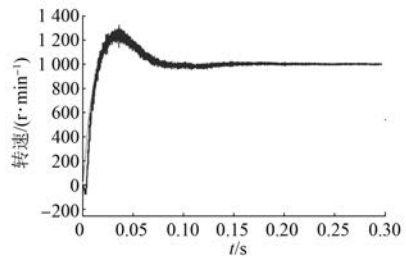


图 7 优化后的转速波形

图 8 所示为空载时优化 I/F 控制的角度误差。可以看到,观测角度误差随着给定电流降低而逐渐降低,电机不断到达新的自平衡状态。在切换时刻角度出现些许波动并在切换到 SMO 时观测值与实际值误差始终接近于零。

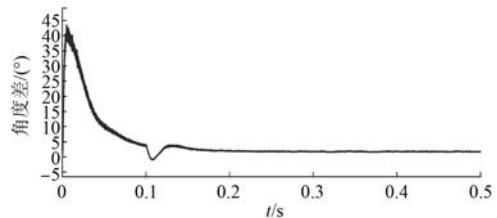


图 8 优化后的角度偏差

图 9 所示为空载时优化 I/F 控制的电流波形。可以看到,电流降低后再执行算法切换时相电流几乎没有波动,说明切换时 I/F 控制的给定角度较为准确。

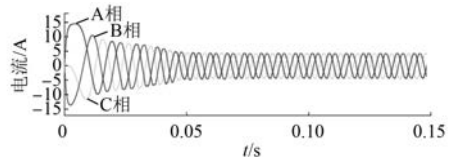


图 9 优化后的电流波形

4 试验结果

利用英飞凌 TC212 为主控芯片设计 PMSM 无位置传感器调速系统。调速系统的硬件分为电源供电部分、电流采集部分、CAN 通信部分、MCU 外围电路、脉宽调制驱动电路、LGBT 及外围电路。根据本文提出的优化过的控制算法对单片机进行编程,并采用车载空调压缩机为被控对象搭

建的试验平台进行测试。

试验用的电机参数如表 1 所示。

表 1 车载空调压缩机用 PMSM 参数

额定转速/ ($r \cdot \min^{-1}$)	额定 功率/kW	额定 扭矩/($N \cdot m$)	额定 电流/A
3 000	0.75	2.4	2.4

试验用 PMSM 驱动平台如图 10 所示。

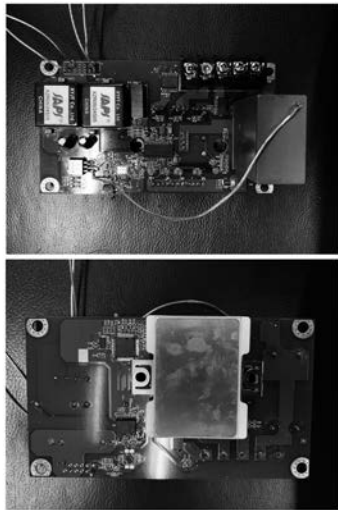


图 10 PMSM 驱动平台

通过实际的上机调试,可以深入验证上述算法的可行性。利用电流传感器连接示波器,可以采集到电机运行时的两相电流波形,利用这些电流波形就可以深入分析电机的运行情况。

L/F 控制电流给定为最大值时的电机相电流波形如图 11 所示。

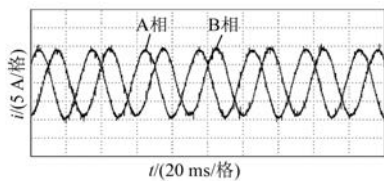


图 11 L/F 控制的相电流波形

由图 11 可以看出,在电机的角度给定不准确时,相同转速下相间电流较大并且不完全对称。

图 12 所示为切换完成后电机转速环给定转速与图 11 转速相同的相电流波形。

由图 12 可看出,在准确切换到滑模控制后,相同转速下电机的电流更小并且相间对称性更

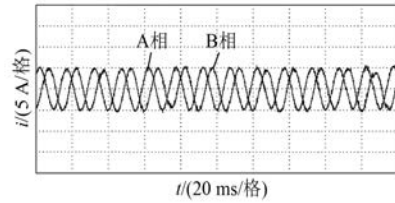


图 12 滑模控制的相电流波形

好,电流波形更加平滑。

通过 TC212 内置的 DAC 可以将被测电机的转速从数字信号转换成模拟信号并最终转换成 I/O 口的输出电平。图 13、图 14 所示为控制算法改进后和改进前的电机转速示意图。

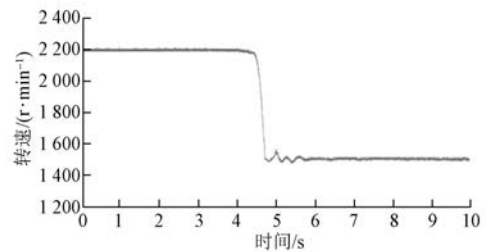


图 13 改进的 L/F 控制切换滑模控制时的转速波形

图 13 中,在使用测功机加恒定 5 N 负载时,利用 CAN 通信控制电机起动,给定闭环转速 1 500 r/min。给定 q 轴电流在波形最初时刻即达到最大值,并在 5 s 时开始减少 q 轴电流,在 6 s 时刻完成切换并响应转速环的 FOC,电机转速的超调和波动较小。

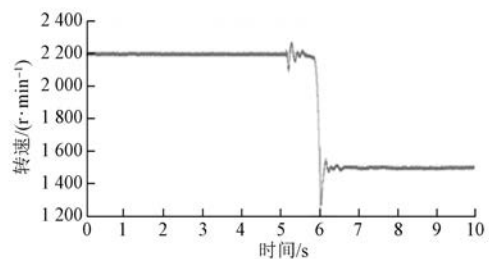


图 14 未改进的 L/F 控制切换滑模控制时的转速波形

图 14 中,使用测功机加恒定的 5 N 负载,同样给定闭环转速 1 500 r/min,并将控制算法替换为未改进的 L/F 算法。电机在算法切换过程中出现了 5% 的转速波动,并且由于角度观测不准确,在进入转速环后 PI 控制效果比改进后更差。转速波动更明显且调节时间更长。

5 结 语

本文验证了利用改进的 L/F 控制算法和 SMO 协同使用的全速域 PMSM 无位置传感器调速的可行性。根据相关的数学模型和实际的算法调试验证得到的相关仿真及试验数据可知,该算法提高了系统的调速能力和稳定性,提高了 SMO 的观测精度。

【参考文献】

- [1] 张乘玮,沈汉林,唐其鹏.一种高效的 PMSM 无位置传感器 L/F 控制方法[J].微特电机,2017,45(10):48.
- [2] 刘栋良,王家军,崔丽丽.永磁同步电机参数自适应调速控制[J].电工技术学报,2011,26(8):159.
- [3] BOLDEA I, PAICU M C, ANDREESCU G D, et al. Active flux DTFC-SVM sensorless control of IPMSM [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2009, 24(2): 314.
- [4] 谷善茂,何凤有,谭国俊,等.永磁同步电动机无传感器控制技术现状与发展[J].电工技术学报, 2009,24(11):14.
- [5] ELBULUK M, LI C. Sliding mode observer for wide-speed sensorless control of PMSM drives [C] // 38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.
- [6] 肖烨然,刘刚,宋欣达,等.基于改进滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器 L/F 起动方法[J].电力自动化设备,2015,35(8):95.
- [7] 张文斌,黄华.永磁同步电机 L/F 控制策略转矩匹配特性研究[J].船电技术,2016,36(9):19.
- [8] DONG Q D, RAFAQ M S, HAN H C, et al. Online parameter estimation technique for adaptive control applications of interior PM synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016,63(3):1438.
- [9] 薛树功,魏利胜,凌有铸.基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无传感器矢量控制[J].电机与控制应用,2011,38(8):15.
- [10] 宋丹,吴春华,孙承波,等.基于滑模观测器的永磁同步电机控制系统研究[J].电力电子技术,2007,41(3):9.
- [11] 收稿日期:2019-08-20
-
- (上接第 15 页)
- [13] 夏长亮,仇旭东,王志强,等.基于矢量作用时间的新型预测转矩控制[J].中国电机工程学报,2016,36(11):3045.
- [14] 张晓光,张亮,侯本帅.永磁同步电机优化 MPTC [J].中国电机工程学报,2017,37(16):4800.
- [15] 李耀华,曲亚飞,师浩浩,等.一种基于开关次数最小的含零电压矢量永磁同步电机直接转矩控制开关表[J].电机与控制应用,2018,45(2):34.
- [16] 李耀华,杨启东,曲亚飞,等.自适应变电压矢量 PMSM 直接转矩控制开关表[J].电机与控制学报,2019,23(9):75.
- [17] 李耀华,马建,刘晶郁,等.永磁同步电机直接转矩控制电压矢量选择区域[J].长安大学学报(自然科学版),2012,32(1):95.
- [18] 李耀华,马建,刘晶郁,等.电动汽车用永磁同步电机直接转矩控制电压矢量选择策略[J].电机与控制学报,2012,16(4):43.
- [19] 李耀华,任佳越,师浩浩,等.表贴式永磁同步电机直接转矩控制变角度预测控制[J].电机与控制应用,2018,45(12):19.
- [20] 李耀华,任佳越,师浩浩,等.表贴式永磁同步电机直接转矩控制变幅值预测控制研究[J].电机与控制应用,2019,46(1):9.
- [21] 李耀华,孟祥臻,师浩浩,等.基于双变量预测控制的表贴式永磁同步电机直接转矩控制系统[J].电机与控制应用,2019,46(6):15.
- [22] 谢云辉,郑常宝,胡存刚,等.永磁同步电机模型预测的优化控制策略[J].电力电子技术,2019,53(7):39.
- [23] 颜学龙,谢刚,孙天夫,等.基于模型预测控制的永磁同步电机电流控制技术综述[J].电机与控制应用,2019,46(9):1.
- [24] 收稿日期:2019-09-20