

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2416236

基于 I/F 启动的 PMSM 无感复合控制方法^{*}

赵化勇 田 伟 吉敬华

(江苏大学电气信息工程学院 镇江 212013)

摘要: 针对永磁同步电机全速域无位置传感器控制,电机启动时观测器位置估算困难的问题。提出一种电流频率比结合龙伯格观测器的无位置传感器控制策略。首先,在低速域中,采用 I/F 控制启动;在中高速域,引入龙伯格观测器和锁相环进行位置估计。其次,针对两种控制方法之间直接过渡导致的振荡问题,本文提出了新型平滑过渡策略;对于 PI 调节器存在协调性与抗干扰能力差的问题,引入自抗扰控制并与新型平滑过渡策略相结合,进一步形成一种复合过渡法;最后经过 Simulink 和电机实验平台的验证,仿真和实验结果显示,复合控制方法过渡过程平稳并且转速超调和误差明显减小。

关键词: I/F 控制;龙伯格观测器;平滑切换;全速域无位置传感器控制;自抗扰控制

中图分类号: TM341;TN601 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Sensorless composite control method of PMSM based on I/F Starting

Zhao Huayong Tian Wei Ji Jinghua

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: Aiming at the problem of sensorless control in the full speed domain of permanent magnet synchronous motor, it is difficult to estimate the position of the observer when the motor starts. A sensorless control strategy based on current-frequency ratio combined with Romberg observer is proposed. First, in the low-speed domain, I/F control is used to start; in the medium-high speed domain, Romberg observer and phase lock loop are introduced for position estimation. Secondly, to solve the oscillation problem caused by direct transition between two control methods, a new smooth transition strategy is proposed. For the problem of poor coordination and anti-interference ability of PI regulator, ADRC is introduced and combined with a new smooth transition strategy to form a compound transition method. Finally, through Simulink and motor experiment platform verification, simulation and experiment results show that the transition process of the composite control method is stable and the speed overdrive and error are significantly reduced.

Keywords: I/F control; Romberg observer; smooth switching; no position sensor control in the full speed domain; active disturbance rejection control

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)是一种效率高、功率密度大的电动机,常用于各种应用,如汽车驱动、工业驱动和家用电器等^[1]。传统的 PMSM 控制需要使用位置传感器(如编码器)来获取转子位置信息,但随着无传感器控制技术的发展,可以通过无感控制算法来实现对 PMSM 的精确控制,从而避免了传感器的使用。无传感器控制技术的出现使得 PMSM 系统更加简化,降低了成本、提高了可靠性,并且减少了电机系统的维护需求。因此,PMSM 无传感器控制依然在不断完善和发展^[2]。

无位置传感器的控制算法,可按低速与高速分两大类。

在低速阶段通常是向电机输入高频信号,再利用电机的凸极性测算出转子位置,比如高频旋转电压注入法^[3]、高频脉振电压注入法^[4]等。但信号注入法对于凸极性要求较高,因此在凸极性不明显的表贴式 PMSM 中并不适用。在中高速阶段主要利用反电势提取速度和位置信息,常见的方案有滑模观测器^[5]、龙伯格观测器^[6]、扩展卡尔曼观测器^[7]与模型参考自适应^[8]等。反电势积分法易受电机参数变化的影响,且在电机启动阶段,由于无法获得足够大的相电压或反电势,导致位置估算精度降低,只适用于中高速阶段,所以需寻找合适的全速域无感控制策略。

文献^[9]通过控制电动机的电压和频率(V/F)来实现

电动机的启动, V/F 启动法的实现较为简单, 不需要复杂的控制系统。由于 V/F 启动法通常是在电流开环的状态下工作, 如果压频比选择不当, 容易导致电动机出现失步现象, 过流现象也可能发生。对此, 本文在低速采用电流频率比(I/F)控制启动, 中高速切龙伯格观测器双闭环无感控制^[10]; 此外提出使定子电流平滑递减过渡方法, 并且结合自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC), 提升系统的抗干扰性能^[11], 实现平稳切换的目的。通过仿真与实验验证该方法具有可行性。

1 PMSM 数学模型

基于 PMSM 两相静止坐标系下的数学模型^[12], 其电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \rho L_d & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R + \rho L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, u_α, u_β 为定子电压; i_α, i_β 为定子电流; E_α, E_β 为扩展反电动势; L_d, L_q 为定子电感; R 为电子电阻; ω_e 为电角速度; $\rho = \frac{d}{dt}$ 为微分算子, 且满足:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = [(L_d - L_q)(\omega_e i_d - \rho i_q) + \omega_e \psi_f] \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\theta_e = \omega_e t \quad (3)$$

其中, ψ_f 为定子磁链, θ_e 为电角度, 对于表贴式永磁同步电机 $L_d = L_q = L$, 则上述式子可简化为:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \rho L & 0 \\ 0 & R + \rho L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (5)$$

根据上述公式, 表贴式 PMSM 转矩方程可以写为:

$$T_e = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q \quad (6)$$

其中, p 为 PMSM 极对数。

2 龙伯格观测器及 I/F 启动

2.1 龙伯格观测器构造

建立状态观测器的目的是通过观测器获得电机位置, 从式(5)可知电机位置 θ_e 与扩展反电动势 $[E_\alpha \ E_\beta]^T$ 有关, 故将上述简化后的式(4)改写为电流、扩展反电动势的状态方程式形式, 如下式所示:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_\alpha = -\frac{R}{L} i_\alpha - \frac{1}{L} E_\alpha + \frac{1}{L} u_\alpha \\ \frac{d}{dt} i_\beta = -\frac{R}{L} i_\beta - \frac{1}{L} E_\beta + \frac{1}{L} u_\beta \\ \frac{d}{dt} E_\alpha = -\omega_e E_\beta \\ \frac{d}{dt} E_\beta = \omega_e E_\alpha \end{cases} \quad (7)$$

PMSM 在两相静止坐标系下的状态空间描述为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_e \\ 0 & 0 & \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

则龙伯格观测器构造为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_e \\ 0 & 0 & \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_1 \\ K_2 & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中, \hat{i}_α 与 \hat{i}_β 为观测出的定子电流在 $\alpha-\beta$ 轴分量, \hat{E}_α 与 \hat{E}_β 为估计反电动势在 $\alpha-\beta$ 轴分量, K_1 与 K_2 为观测器增益。

通常仿真都是使用连续时间系统, 但是在实际的控制电路中都是数字控制, 为了更加贴近实际本文使用离散系统搭建模型。采用向前差分离散化可得到龙伯格观测器的离散形式:

$$\begin{cases} \hat{i}_\alpha(k+1) = W\hat{i}_\alpha(k) - \frac{T}{L}\hat{E}_\alpha(k) + \frac{T}{L}u_\alpha(k) - K_1T\hat{i}_\alpha(k) \\ \hat{i}_\beta(k+1) = W\hat{i}_\beta(k) - \frac{T}{L}\hat{E}_\beta(k) + \frac{T}{L}u_\beta(k) - K_1T\hat{i}_\beta(k) \\ \hat{E}_\alpha(k+1) = \hat{E}_\alpha(k) - \omega_e T\hat{E}_\beta(k) + K_2T[\hat{i}_\alpha(k) - i_\alpha(k)] \\ \hat{E}_\beta(k+1) = \hat{E}_\beta(k) + \omega_e T\hat{E}_\alpha(k) + K_2T[\hat{i}_\beta(k) - i_\beta(k)] \end{cases} \quad (12)$$

其中, $W = 1 - \frac{RT}{L} + K_1T$ 。由龙伯格观测器的存在条件推出^[13]:

$$\begin{cases} K_1 < \frac{R}{L} \\ K_2 > 0 \end{cases} \quad (13)$$

根据龙伯格观测器获得的扩展反电动势的表达式,可采用 PLL 锁相环计算出位置角,如图 1 所示。

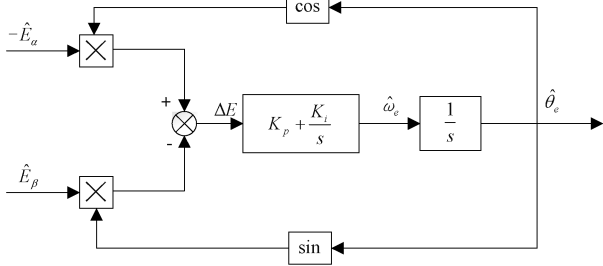


图 1 PLL 锁相环

Fig. 1 PLL phase-locked loop

当 $|\hat{\theta}_e - \theta_e| < \pi/6$ 时,认为 $\sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) = \theta_e - \hat{\theta}_e$ 成立,根据图 1 可得到如下关系式:

$$\begin{aligned} \Delta E &= -\hat{E}_\alpha \cos \hat{\theta}_e - \hat{E}_\beta \sin \hat{\theta}_e = k \sin \theta_e \cos \hat{\theta}_e - \\ k \cos \hat{\theta}_e \sin \theta_e &= k \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \approx k(\theta_e - \hat{\theta}_e) \end{aligned} \quad (14)$$

2.2 I/F 启动策略

当电机低速转动时,由于反电动势过小,龙伯格观测器无法估算精确的位置。在低速阶段采用文献提出的 I/F 控制策略,通过对电流进行闭环控制,同时在速度控制方面采用开环的方式,在没有位置信息的情况下实现速度的稳定控制方法,I/F 启动主要分为零位对齐、启动加速、状态切换 3 个阶段^[14]。

首先,利用预定位方法检测电机的初始位置,确保转子的 d 轴与 α 轴对齐。在电流闭环控制下,采用匀加速启动策略,其中 d 轴电流大小保持 $i_d = 0$,而 q 轴则设定一个恒定的启动电流值。初始阶段给定一个领先实际坐标系 $\pi/2$ 的坐标轴,作为虚拟同步坐标系。转子在启动加速时具有自平衡调节作用,使得转子的角速度能够紧密跟随指令角速度。由于虚拟同步坐标系和实际坐标系之间存在角度误差,PMSM 转矩方程和运动方程改写为:

$$T_e = \frac{3}{2} p i_d i_q \sin \delta \quad (15)$$

$$T_e - T_1 = J \frac{d\omega}{dt} \quad (16)$$

其中: i_s 为定子电流; δ 为坐标系之间的角度误差; J 为转动惯量。

3 I/F 控制切无感控制过程的改进

在 I/F 控制中,采用速度环开环和电流环闭环控制,而无感控制是电流速度双闭环控制。在达到指定转速,需要切换控制方法时,I/F 起动的给定电角度需要切换为龙伯格观测器估计的电角度。

采用初始切换方法,由于并没有达到一定切换速度,虚拟轴和实际轴电流不匹配,从而会产生转矩波动和转速波动。因此本文采用文献[15]的延迟切换法,改变切换点的位置,当电机稳定运行后再进行控制策略切换,从而减小切换前后 q 轴电流差异。两种切换方法的示意图如图 2 所示。

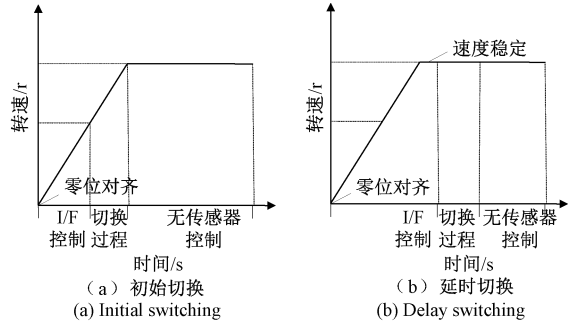


图 2 切换方法示意图

Fig. 2 Switching method diagram

当到达切换点时,将 I/F 给定的 i_q 电流切换为 PI 调节的速度环输出值,为使电流和转速平稳过渡,最常见的做法是通过线性递减函数或非线性递减函数来减小 q 轴电流,本文提出一只与时间相关的非线性递减函数 y :

$$y = \frac{2}{1 + e^{\frac{a(t-t_0)}{2}}} \quad (17)$$

其中, t_0 为初始时间; t 为实际时间; a 为递减函数系数,调节递减速率;在切换过程中, i_q 电流大小可以表示为:

$$i_q = i_q^{IF} \times y + i_{qIBG}(1 - y) \quad (18)$$

其中, i_q^{IF} 为 I/F 启动时的 q 轴电流; i_{qIBG} 为切换后的 q 轴电流。

由上述公式,设置合适的切换时间和递减函数系数,使 i_q 电流尽可能平滑的切换至速度环的期望值。本文取切换时间为 0.3 s,初始时间 t_0 为 3.1 s,非线性递减函数如图 3 所示。由图 3 可以看出, $a = 20$ 时在切换过程结束时 y 趋近于 0 且整体递减速率适中,故取递减函数系数为 20。

此外,PI 调节的速度环是基于给定速度和估计速度进行调节的,在低速时,观测速度不太准确将导致切换后的收

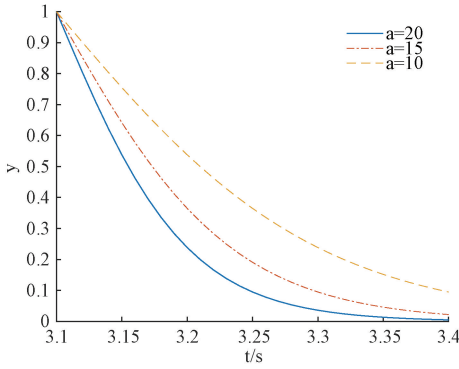


图 3 递减函数图

Fig. 3 Decreasing function diagram

敛速度,并且 PI 调节器抗干扰能力差,输出值存在误差。所以,本文考虑利用 ADRC 代替 PI 调节器,提升速度环的抗干扰能力和准确性。本文采用 ADRC 控制器由跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)和非线性状态误差反馈控制律(nonlinear state error feedback, NLSEF)3 部分构成^[16],控制器结构如图 4 所示。

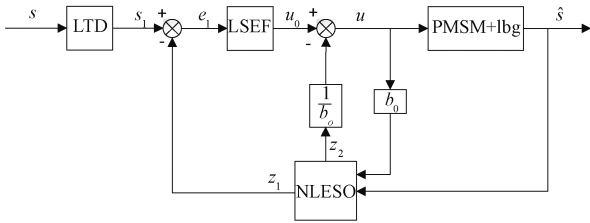


图 4 自抗扰控制器结构图

Fig. 4 ADRC controller structure diagram

线性微分跟踪器(linear tracking differentiator, LTD)表达式为:

$$\begin{cases} e_1 = s_1 - s \\ \dot{s}_1 = -re_1 \end{cases} \quad (19)$$

NLESO 表达式为:

$$\begin{cases} e_2 = \hat{s} - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + \beta_1 fal_1(e, \alpha_1, \mu) + bu \\ \dot{z}_2 = \beta_2 fal_2(e, \alpha_2, \mu) \end{cases} \quad (20)$$

其中, α_1, α_2 本文取值分别为 0.5 和 0.025, $fal(e, \alpha, \mu)$ 的一般形式如式:

$$fal(e, \alpha, \mu) = \begin{cases} \frac{e}{\mu^{(1-\alpha)}}, & |e| \leq \mu \\ sign(e) |e|^\alpha, & |e| > \mu \end{cases} \quad (21)$$

LSEF 表达式为:

$$u_0 = K_p(s_1 - z_1) \quad (22)$$

扰动补偿环节:

$$u = u_0 - \frac{z_2}{b_0} \quad (23)$$

4 仿真与实验

本文实验采用额定功率为 64 W 的表贴式 PMSM,电机参数为:极对数 $P_n = 4$, 定子电感 $L = 0.59$ mH, 定子电阻 $R = 1.02 \Omega$, 反电动势系数为 4.3 V/krpm, 转动惯量 $J = 0.01$ kg·m², 额定转速为 3 000 r/min, 电压 $u_{dc} = 24$ V。

4.1 仿真分析

以 PMSM 为控制对象,在 MATLAB/Simulink 中搭建基于 I/F 起动和龙伯格观测器相结合的 PMSM 无速度传感器控制系统模型^[17-18],仿真电机参数同实验电机参数一致,整体控制结构框图如图 5 所示。

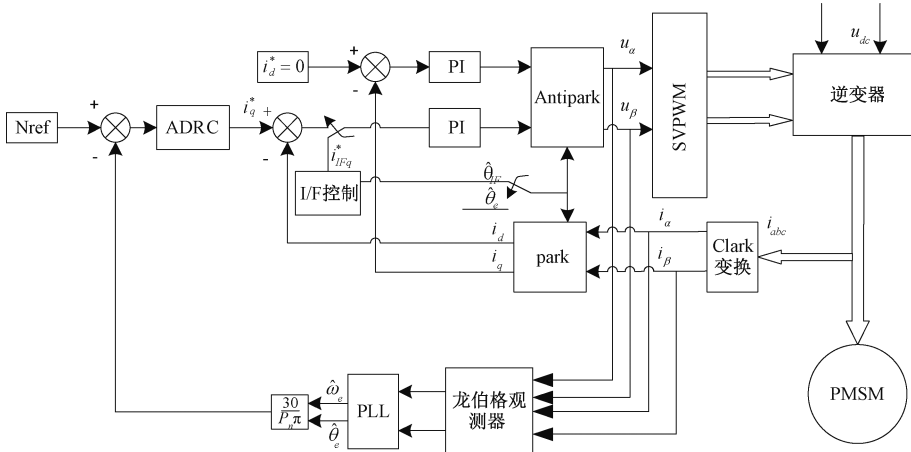


图 5 PMSM 无传感器控制框图

Fig. 5 PMSM sensorless control block diagram

在实验仿真中的起动阶段,采用 I/F 控制方式转速开环拉起,给定 q 轴电流恒为 1 A,电流环闭环,给定转速保

持在 300 r/min,转速稳定运行后在 3.1 s 时切双闭环龙伯格观测器无感控制。按此设定,在仿真实验中,将直接切

换,平滑切换与复合切换方法加入切换过程中,观察 q 轴电流及转速波形变化。

图 6 是在常规的直接切换方法下的 q 轴电流和电机转速变化曲线图,如图 6(a)在切换后电流波动较大,如图 6(b)转速响应时间长,而且在切换点 3.1 s 时,转速振荡非常大,最大超调约 430 r/min 左右。

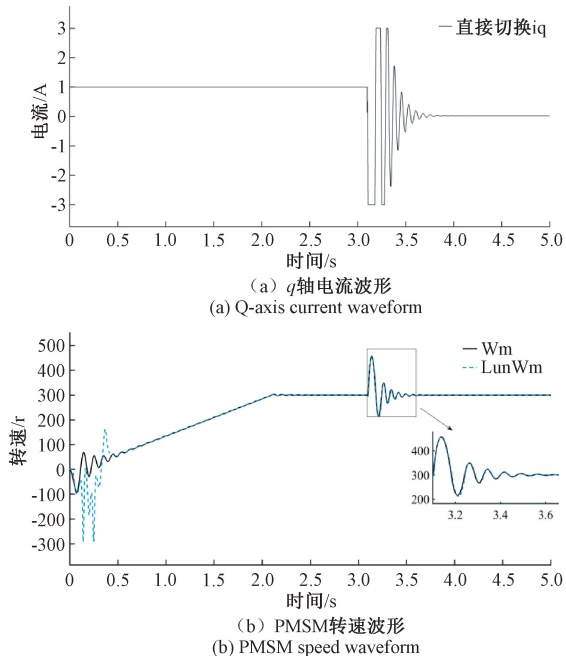


图 6 直接切换

Fig. 6 Direct switching

图 7 为平滑切换方法下的 q 轴电流和电机转速变化波形图,与直接切换法对比。如图 7(a), q 轴电流在过渡过程中,即 3.1~3.4 s 之间,电流值根据本文所提方法平稳过渡,并不会急剧下降因此电机转速产生的波动较小,如图 7(b),转速波动只有约 1.5 r/min。但在切换为双闭环无感控制时,由于速度环 PI 控制器抗干扰能力差,导致 q 轴电流波动依然较大,转速不可避免的产生较大振荡,最大超调处为 325 r/min 左右,与给定转速误差约 25 r/min,需要一定时间才能收敛到给定速度。

如图 8,结合自抗扰控制的复合切换法,如图 8(a), q 轴电流在过渡过程中非常平稳,电流减小到一定值后,与切换后的龙伯格无传感器双闭环控制的 q 轴电流大小基本一致,没有出现明显的超调和振荡,转速曲线保持稳定,如图 8(b),与给定转速误差为 2 r/min 左右。从上述分析可以看出,与前述两种切换方法比较,无论是在切换过程中还是切换后都表现出更优越的性能。

4.2 实验验证

为进一步验证本文所提方法的性能,利用前文所述的 PMSM 进行了实验,电机上装有编码器和霍尔传感器,提供转子位置信息。电机控制开发板是包含控制系统及驱

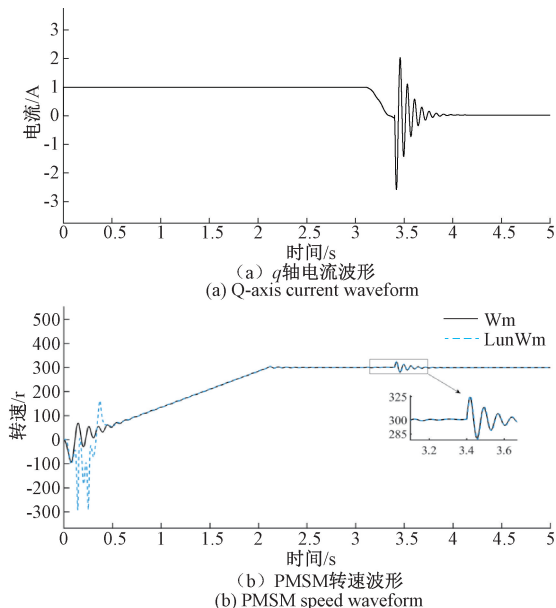


图 7 平滑切换

Fig. 7 Smooth switching

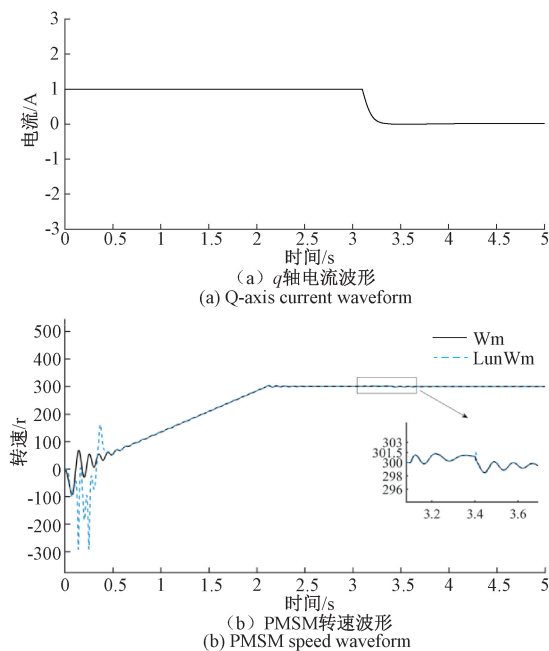


图 8 复合切换

Fig. 8 Composite switching

动系统的开发板。控制系统使用 STM32G431CBU6,驱动系统使用 FD6288T 为 PMSM 电机提供三相电源。MOSFET 使用英飞凌 BSC0702LS, V_{DS} 60 V, R_{DS} 2.7 m Ω , I_D 100 A。实验平台如图 9 所示。相关实验参数设置如表 1 所示。

图 10 给出了切换时 q 轴电流的变化曲线,如图 10(a),直接切换法在切换后直接将给定 q 轴电流转变为 PI 控制器的输出,导致切换过程中抖动大。而平滑切换的切换过



图 9 实验平台图

Fig. 9 Experimental platform diagram

表 1 PMSM 实验参数

Table 1 PMSM experimental parameters

实验参数	数值
T_s	0.000 1
G_1	-4 000
G_2	14 000
β_1	500
β_2	2 000
b_0	2 000
K_p	0.2

程中,如图 10(b),电流切换比较平滑,从实验结果来看,如图 10(c),复合切换的效果无论在切换过程中还是切换后的效果都更好。

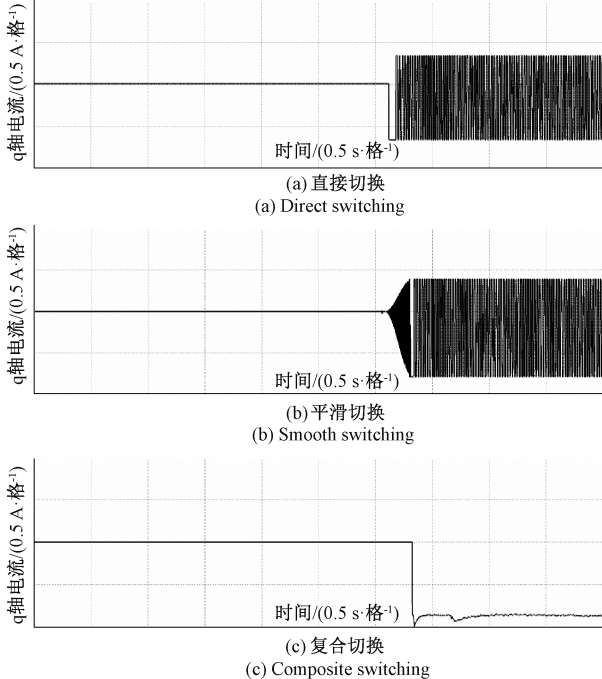


图 10 不同切换方法下的 q 轴电流变化图

Fig. 10 Q-axis current variation diagram under different switching methods

图 11 为 3 种切换方法下的实验电机转速,开环控制时给定 q 轴电流为 1 A,转速稳定在 300 r/min 时切龙伯格观测器双闭环无感控制。由图 11(a)可以看出,直接切换时转速存在明显超调,切换后转速波动大。当采用平滑切换策略,如图 11(b),切换过程中的转速波动有所减小,但依然存在一定的超调。然而,复合切换方法中 ADRC 的加入使转速超调明显减少,且切换后也减少了转速的振荡,如图 11(c)所示。实验表明,采用复合切换的方法切换过程较为稳定。实验结果如表 2 所示。

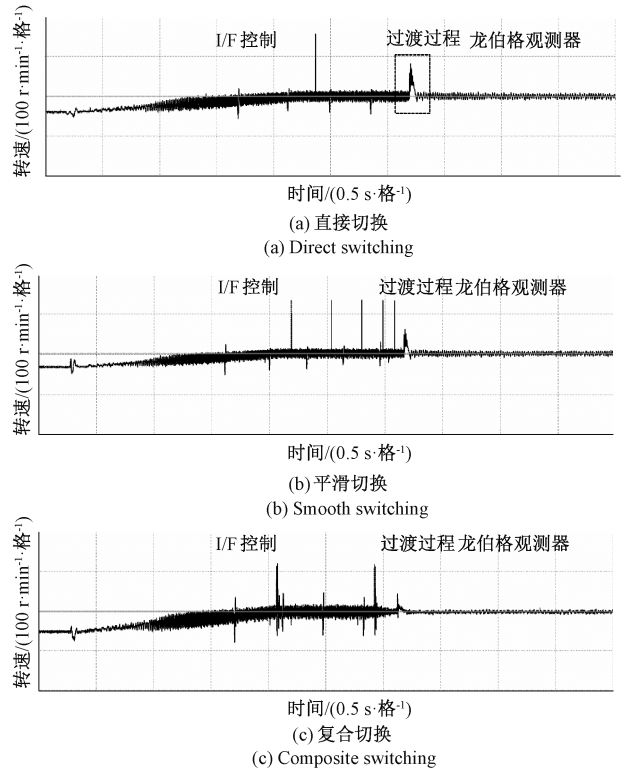


图 11 不同切换方法下的 PMSM 速度波形图

Fig. 11 PMSM velocity waveform diagram under different switching methods

表 2 实验结果

Table 2 Experimental results

切换方法	转速超调	转速误差
直接切换	73	18
平滑切换	35	10
复合切换	20	5

5 结 论

本文针对 PMSM 全速域无位置传感器控制问题,采用 I/F 控制策略和龙伯格观测器相结合的无感控制方法,并结合 NLESO 设计一种合理的过渡方法来切换电流。仿真和实验结果表明,该方法可以实现 PMSM 全速范围内

的稳定运行,在低速时以电流闭环的方式启动,中高速状态下龙伯格观测器能准确估计电机的位置。同时,所设计的复合切换方法保证了过渡过程的可靠性和平稳性。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 成天昊,吴晓新,於锋.基于扩张状态观测器的 PMSM 三电平无模型预测控制[J].电子测量技术,2024,47(4):36-43.
CHENG T H, WU X X, YU F. Model-free predictive control of three-level inverter-fed PMSM based on extended state observer[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(4): 36-43.
- [3] 王贤会,李克靖,吴珏,等.基于霍尔传感器的永磁同步电机位置研究[J].电子与封装,2021,21(6):89-92.
WANG X H, LI K J, WU J, et al. Research on position of permanent magnet synchronous motor based on Hall sensor[J]. Electronics & Packaging, 2021, 21(6): 89-92.
- [4] JANG J H, SUL S K, HA J L, et al. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4):1031-1039.
- [5] 陈玄,李祥飞,周杨.基于新型滑模扰动观测器的永磁同步电机控制[J].电机与控制应用,2020,47(3):23-27.
CHEN X, LI X F, ZHOU Y. Permanent magnet synchronous motor control based on new sliding mode disturbance observer [J]. Electric Machines and Control Application, 2020, 47(3): 23-27.
- [6] 肖盼盼,赵世伟,邱小华.基于自适应龙伯格观测器的 PMSM 无位置传感器研究[J].微特电机,2023,51(6):45-50.
XIAO P P, ZHAO SH W, QIU X H. Research on PMSM position sensorless based on adaptive luenberger observer[J]. Small & Special Electrical
- Machines, 2023, 51(6):45-50.
- [7] QUAN L H, WANG ZH SH, LIU X CH. Sensorless control of SPMSM using complex number model based position estimation and EKF[C]. The 26th Chinese Control and Decision Conference (2014 CCOL). IEEE, 2014:2663-2558.
- [8] 宋文祥,任航,叶豪.基于 MRAS 的双三相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,2022,42(3):1164-1174.
SONG W X, REN H, YE H. Position sensorless control of dual three phase permanent magnet synchronous motor based on MRAS[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(3): 1164-1174.
- [9] ANCUTI R, BOLDEA I, ANDREESCU G D. Sensorless V/F control of high-speed surface permanent magnet synchronous motor drives with two novel stabilising loops for fast dynamics and robustness [J]. IET Electric Power Applications, 2010, 4(3):149-157.
- [10] XIAO Y R, LIU G, SONG X D, et al. Sensorless I/F startup based on modified sliding mode observer for PMSM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(8): 95-102.
- [11] LIU Y P. Space vector modulated direct torque control for PMSM based on ADRC [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(11):78-82.
- [12] 袁雷.现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M].北京:北京航空航天大学出版社,2016.
YUAN L. Modern permanent magnet synchronous motor control principle and MATLAB simulation[M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics and Astronautics Press, 2016.
- [13] 李立毅,谭广军,刘家曦,等.基于 Luenberger 观测器的高速 PMSM 无传感器技术研究[J].微特电机,2013(4):5.
LI L Y, TAN G J, LIU J X, et al. Study on sensorless control of high-speed PMSM based on Luenberger observer[J]. Small & Special Electrical Machines, 2013(4): 5.
- [14] 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.
- [15] FATU M, TEODORESCU R, BOLDEA I, et al. I-F starting method with smooth transition to EMF based motion-sensorless vector control of PM synchronous motor/generator [J]. *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008: 1481-1487. DOI: 10.1109/PESC.2008.4592146.
- [16] 肖芳, 谢元宇, 王明辉, 等. 基于改进型 ADRC 的 PMSM 无位置传感器控制 [J]. *电机与控制学报*, 2024, 28(4): 50-60.
XIAO F, XIE Y Y, WANG M H, et al. Improved ADRC-based PMSM control without position sensor [J]. *Electric Machines and Control*, 2024, 28(4): 50-60.
- [17] 张磊, 高春侠. 改进型永磁同步电机全速度范围无传感器控制策略 [J]. *电机与控制学报*, 2012, 16(7): 103.
ZHANG L, GAO CH X. An improved whole speed region sensorless control theme for permanent magnet synchronous motors [J]. *Electric Machines and Control*, 2012, 16(7): 103.
- [18] BOJOI R, LAZZARI M, PROFUMO F, et al. Digital field oriented control for dual three-phase induction motor drives [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(3): 752-760.

作者简介

赵化勇, 硕士研究生, 主要研究方向为电机无传感器控制。

E-mail: 2199402747@qq.com

田伟(通信作者), 博士, 讲师, 硕士生导师, 主要研究方向为军用特种电机的设计与驱动。

E-mail: tianw27@ujjs.edu.cn