

# 基于滑模观测器的永磁同步电机矢量控制

吴定会, 杨德亮, 陈锦宝

(江南大学 物联网技术应用教育部工程研究中心, 江苏 无锡 214122)

**摘要:** 针对矢量控制永磁同步电机电流环在动态调节过程中的相互耦合问题, 提出一种基于滑模观测器的复矢量电流环解耦控制策略。在传统滑模观测器的基础上, 引进 Sigmoid 作为切换函数和可变滑模增益来减弱高频抖振, 构建复矢量 PI 电流调节器, 结合传递函数零极点配置与稳定性理论, 确定 PI 调节器参数, 将观测器观测的转子位置与速度信息融入到复矢量 PI 电流调节器进行解耦控制。通过对控制器的跟踪能力和抗扰动能力两方面的实验研究, 验证了所提出方法的有效性。

**关键词:** 永磁同步电机; 复矢量; 解耦策略; Sigmoid 函数; 滑模观测器

中图分类号: TM341 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X (2018) 11-4256-12

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201811026

## Vector Control of PMSM Based on Sliding Mode Observer

Wu Dinghui, Yang Deliang, Chen Jinbao

(Engineering Research Center of IOT Technology Applications Ministry of Education, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

**Abstract:** Aiming at the coupling problem of current loop in vector control permanent magnet synchronous motor, a complex vector decoupling control strategy based on sliding mode observer is proposed. Based on the traditional sliding mode observer, the introduction of Sigmoid as a switching function and variable sliding mode gain to reduce the high frequency chattering, followed by construction of complex vector PI current regulator, combined with the transfer function of zero pole configuration and stability theory, determine the parameters of PI regulator, the view of rotor position and speed sensor observation information into the complex vector PI current regulator decoupling control. The effectiveness of the proposed method is verified by experimental research on two aspects of the tracking ability and anti disturbance capability of the controller.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; complex vector; decoupling strategy; Sigmoid function; sliding mode observer

## 引言

永磁同步电机 PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) 以其具有结构简单、功率密度高和高效节能等优点, 被广泛应用于一些高精

度、高动态响应伺服场合<sup>[1-5]</sup>。然而, 在某些高性能驱动场合, 需要获取准确的位置信息和实时速度跟踪情况, 由于永磁同步电机是一类强耦合、非线性系统, 参数的不确定性使得传统的 PI 电流调节器在非线性 PMSM 模型矢量控制中, 并不能使系统满足工业要求。一些鲁棒性更强和控制精度更高的控制方法被迫切提出。

永磁同步电机控制又分为有速度传感器控制和无速度传感器控制。有速度传感器系统中, 由



收稿日期: 2018-04-30 修回日期: 2018-06-29;  
基金项目: 国家自然科学基金(61572237, 61672266);  
作者简介: 吴定会(1970-), 男, 安徽合肥, 博士, 副教授, 研究方向为风力发电控制技术; 杨德亮(1993-), 男, 重庆, 硕士, 研究方向为永磁同步电机控制。

http: www.china-simulation.com

• 4256 •

于机械传感器的安装, 导致电机驱动系统的成本增加、可靠性降低和体积增大, 使得 PMSM 在一些特殊场合无法使用, 限制了其使用范围<sup>[6-8]</sup>。因此 PMSM 的无速度传感器控制方法受到学者们的广泛关注<sup>[9]</sup>。在无速度传感器控制系统中, 转子速度和位置估计方法按照速度段分类可分为两大类, 一类是适用于低速段的卡尔曼滤波法、人工智能算法、高频注入法等, 另一类是适用于高速段的开环估计法、模型参考自适应法、滑模变结构法等<sup>[9]</sup>。文献[10-12]采用变滑模结构观测器来取代传统滑模, 但是采用符号函数来做切换函数, 由于符号函数本身存在跳变不连续, 不能更好的减少抖振的影响。文献[13-16]对电流调节器进行了改进设计, 并分析了电流调节器的动态特性, 取得了比较好的效果, 最终对系统进行解耦控制, 但解耦所提取的速度来自 PMSM 本身, 由于系统本身复杂多变, 提取的速度并不能很好匹配控制器来对系统解耦。永磁同步电机是一个多输入多输出模型, 而且强耦合, 传统解耦控制能实现静态解耦, 但动态耦合依然存在, 随着转速升高, 耦合作用会越来越严重, 为了能够从本质上改善电流的动态耦合现象, 复矢量电流环解耦控制成为目前是最有效的方法<sup>[17]</sup>。

本文采用复矢量的方法对表贴式永磁同步电机进行建模, 将改进的滑模观测器与复矢量 PI 电流调节器相结合, 设计了基于滑模观测器的复矢量电流环解耦控制器, 对系统进行解耦, 并对控制器的跟踪能力和抗扰动能力两方面的进行实验研究与仿真分析。

## 1 PMSM 的复矢量数学模型

永磁同步电机是一个强耦合的非线性系统, 对于表贴式三相 PMSM, 在不影响其整体性能的情况下, 不计电机磁路饱和现象以及迟滞损耗和涡流损耗, 采用  $i_d = 0$  的控制策略, 在同步旋转  $dq$  坐标系下, 电机电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $i_d$ 、 $i_q$  为  $d$ 、 $q$  轴的电流分量,  $u_d$ 、 $u_q$  为  $d$ 、 $q$  轴上的电压分量;  $\omega_e$  是电角速度;  $R_s$  为定子电阻;  $L_d$ 、 $L_q$  为  $d$ 、 $q$  轴电感;  $\psi_f$  为永磁磁链。

对于表贴式永磁同步电机有  $L_d = L_q = L_s$ , 并将电压方程改写成电流方程形式:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = -\frac{R_s}{L_s} i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L_s} u_d \\ \frac{d}{dt} i_q = -\frac{R_s}{L_s} i_q - \omega_e i_d + \frac{1}{L_s} u_q - \frac{\psi_f}{L_s} \omega_e \end{cases} \quad (2)$$

在静止复数坐标系 (+1,  $j$ ) 上定义复矢量<sup>[17]</sup>为  $\tilde{f}_{dq} = f_d + j f_q$ , 那么电压和电流复矢量方程为:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{dq} = i_d + j i_q \\ \tilde{u}_{dq} = u_d + j u_q \end{cases} \quad (3)$$

将(3)式代入(2)式, 并将微分符号用“ $p$ ”表示, 则同步旋转  $dq$  坐标系下的永磁同步电机复矢量模型可表示为:

$$p \tilde{i}_{dq} = -\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_{dq} - j \omega_e \tilde{i}_{dq} + \frac{1}{L_s} \tilde{u}_{dq} - j \frac{\omega_e \psi_f}{L_s} \quad (4)$$

另外永磁同步电机模型有多种形式, 如在  $\alpha\beta$  静止坐标系下电机电压方程为:

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + L_s \frac{d}{dt} i_\alpha + E_\alpha \\ u_\beta = R_s i_\beta + L_s \frac{d}{dt} i_\beta + E_\beta \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的电压分量;  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的电流分量;  $E_\alpha$ 、 $E_\beta$  为扩展反电动势 (EMF) 在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的分量, 且满足:

$$\begin{cases} E_\alpha = -\omega_e \psi_f \sin \theta_e \\ E_\beta = \omega_e \psi_f \cos \theta_e \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $\theta_e$  为转子的位置角度。结合(3)、(5)、(6)式并将微分符号用“ $p$ ”表示, 则在  $\alpha\beta$  静止坐标系下永磁同步电机的复矢量模型可表示为:

$$p \tilde{i}_{\alpha\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_s} \tilde{u}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_s} \tilde{E}_{\alpha\beta} \quad (7)$$

这样通过对永磁同步电机进行复矢量建模,

可以将原来的多输入多输出系统转化为单输入单输出系统。

## 2 基于滑模观测器的复矢量电流环解耦控制策略

### 2.1 基于电压前馈解耦控制器的设计

由(1)式可知,系统状态方程中存在交叉耦合项,增加了调节时间,降低了调节精度和系统的动态性能。若  $d$ 、 $q$  轴完全解耦,则(1)式可变为:

$$\begin{cases} u_{d0} = u_d + \omega_e L_q i_q = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d \\ u_{q0} = u_q - \omega_e (L_d i_d + \psi_f) = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $u_{d0}$  和  $u_{q0}$  为电流解耦后的  $d$  轴和  $q$  轴电压。

采用传统的 PI 电流调节器结合电压前馈解耦控制策略,可得到电压前馈解耦模型为:

$$\begin{cases} u_d^* = \left( K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) (i_d^* - i_d) - \omega_e L_q i_q \\ u_q^* = \left( K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) (i_q^* - i_q) + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $K_{pd}$ 、 $K_{pq}$  分别为 PI 控制器的比例系数;  $K_{id}$ 、 $K_{iq}$  分别为 PI 控制器的积分系数;  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电流给定值。

当采用前馈电压解耦控制,只有电机的运行参数和模型参数完全相同时,才能保证按照典型型系统进行 PI 参数设置的情况下,实现交叉耦合电动势的完全解耦,另外永磁同步的参数并不是一直不变的,在运行过程中参数会发生变化,因此为了获取更精准的控制需要对控制器加以改进。

### 2.2 基于滑模观测器的复矢量电流环解耦控制系统

PMSM 伺服系统中,通常采用 PI 解耦控制器来调节与跟踪电流或者采用滑模观测器来估计转速,在较大转速范围内二者均能达到很好的效果。其中 PI 解耦控制器解耦策略的转速  $\omega_e$  是直接由电机上提取出来的,由于电机系数并不是一直不变的,在电机运行过程中电感、电阻会发生变化,随

着系数的变化提取出来的转速并不能很好的通过 PI 解耦控制器来调节电流。另外传统的滑模控制是先估算电机的扩展反电动势,再通过扩展反电动势来计算出电机的转速与位置信息,能取得一定的效果,但是由于滑动模态存在,系统存在严重的抖动现象,基于此,本文采取一种复合控制策略,在传统滑模的基础上引进 Sigmoid 函数作为切换函数和可变滑模增益来减弱高频抖振,结合复矢量的 PI 电流调节器来实现电流环的解耦控制。首先通过改进的滑模观测器来估计电机的转速  $\hat{\omega}_e$ ,并将估计的转速  $\hat{\omega}_e$  用于到复矢量 PI 电流调节器来对电流环进行解耦,系统框图如图 1 所示。

### 2.3 变结构滑模观测器的设计

滑模观测器 SMO(Sliding Mode Observer)是一种非线性的控制器,通过设定一合适滑模面,通过适当设计,使得系统状态点沿着此滑模面做上下运动,渐近稳定到平衡点。滑模可以设计且与对象参数和扰动无关,具有快速响应、对参数变化和扰动不灵敏等优点,因此应用于永磁同步电机上面具有很好的效果。但是传统的滑模观测器是先估算电机的反电动势,利用转子位置和电机反电动势的关系,求得转子位置信息,再利用位置量求得转速量,由于系统状态一会在滑模面上来回振动,使得系统存在严重的抖振现象,因此传统的滑模观测器鲁棒性很差,基于此本文设计了变结构的滑模观测器,在复数坐标系下搭建 SMO,并将 Sigmoid 函数代替传统的 Sign 函数,来消除抖振现象,其原理图如图 2 所示。

永磁同步电机的扩展反电动势含有电机转子位置信息,只要测得扩展反电动势大小,就能利用两者的关系求得位置信息,从而计算出转速信息,为了获得扩展反电动势的估计值,复矢量 SMO 设计如下:

$$p\tilde{i}_{\alpha\beta} = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_s}\tilde{u}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_s}\tilde{e}_{\alpha\beta} \quad (10)$$

式中:  $\tilde{i}_{\alpha\beta} = \hat{i}_\alpha + j\hat{i}_\beta$  为定子电流的观测值;  $\tilde{e}_{\alpha\beta} = e_\alpha + je_\beta$  为滑模控制率。

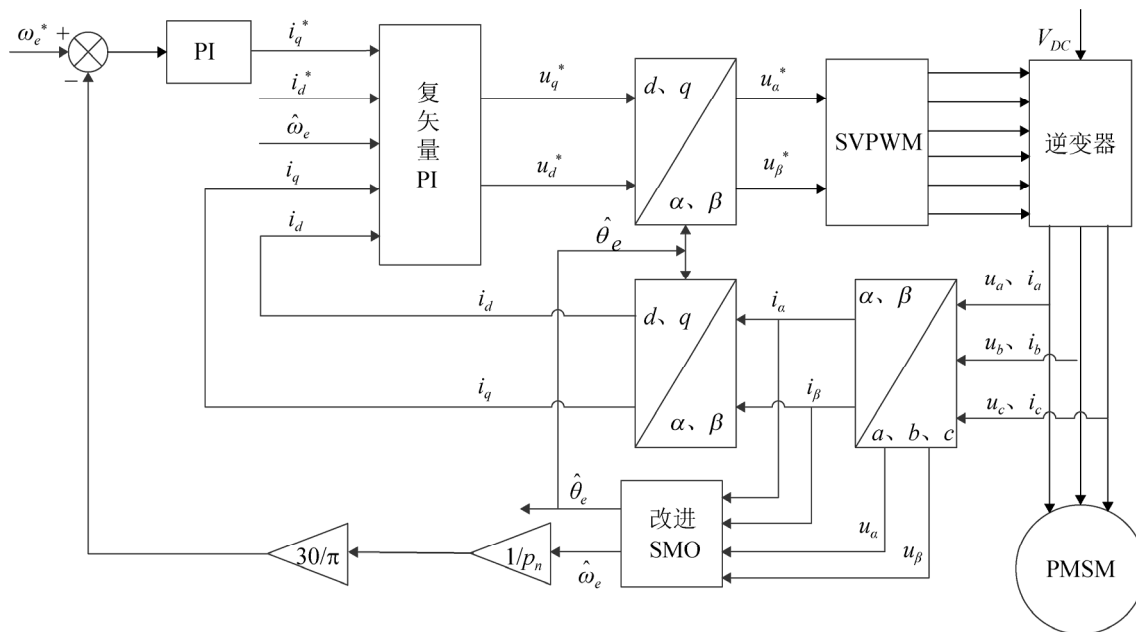


图 1 基于滑模观测器的 PMSM 复矢量电流环解耦控制框图

Fig. 1 Vector decoupling control block diagram of PMSM based on sliding mode observer

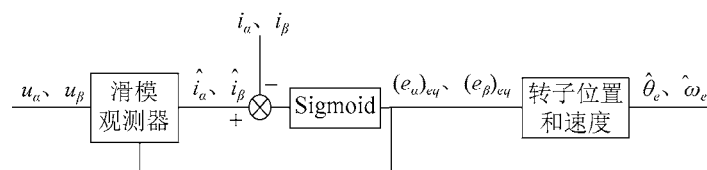


图 2 具有 Sigmoid 函数的滑模控制结构图

Fig. 2 Sliding mode control structure diagram with Sigmoid function

将式(10)和式(7)作差,可得定子电流的误差方程为:

$$\mathbf{p}\tilde{i}_{\alpha\beta} = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L_s}(\tilde{E}_{\alpha\beta} - \tilde{e}_{\alpha\beta}) \quad (11)$$

式中,  $\tilde{i}_{\alpha\beta} = \hat{i}_{\alpha\beta} - i_{\alpha\beta}$ , 为电流的观测误差。在这里引入 Sigmoid 函数<sup>[16]</sup>, 用连续的控制来代替不连续的控制, 设计滑模观测控制率为:

$$\tilde{e}_{\alpha\beta} = kS(\tilde{i}_{\alpha\beta}) \quad (12)$$

式中： $S$  为 Sigmoid 函数  $S(x) = 2 / (1 + e^{-2x}) - 1$ ，且  $S(\tilde{I}_{\alpha\beta}) = S(\bar{I}_\alpha) + jS(\bar{I}_\beta)$ ， $k$  为观测器的增益，这里取  $k > \max\{E_\alpha, E_\beta\}$ ，下面会有证明。

当观测状态变量达到滑模面  $\tilde{i}_{\alpha\beta} = \tilde{0}$  之后, 该状态会一直保持在滑模面范围内, 根据滑模控制等效原理, 此时的控制量可以看作等效控制量, 可得:

$$\tilde{E}_{\alpha\beta} = (\tilde{e}_{\alpha\beta})_{eq} \quad (13)$$

式中：脚标  $eq$  表示等效值。由式(13)电机的反电

动势结合式(6)可以计算出电机的转子位置：

$$\hat{\theta}_e = -\arg[(\tilde{e}_{\alpha\beta})_{eq}] \quad (14)$$

由转子位置  $\hat{\theta}_e$ ，我们可以得到转子的速度

$$\hat{\omega}_e = \frac{d}{dt}(\hat{\theta}_e) \quad (15)$$

系统滑模面为  $\tilde{s} = \tilde{\bar{i}}_{\alpha\beta}$ ，要使滑模存在且稳定，系统满足可达性条件，在滑模面之外的运动点都能在有限时间内达到滑模面，即  $\tilde{s}\dot{\tilde{s}} < 0$ 。结合 Lyapunov 稳定性定理得到滑模观测器稳定性条件为： $V > 0$  并且  $\dot{V} < 0$ ，选取 Lyapunov 函数为：

$$V = \frac{1}{2} \tilde{s} \cdot \tilde{s} = \frac{1}{2} (\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2) \quad (16)$$

很显然  $V > 0$ ，又因为

$$\dot{V} = \overline{i_\alpha} \dot{i_\alpha} + \overline{i_\beta} \dot{i_\beta} \quad (17)$$

由(11)、(12)式可得：

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_{\alpha} = \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} \bar{i}_{\alpha} + \frac{1}{L_s} [E_{\alpha} - kS(\bar{i}_{\alpha})] \\ \dot{\bar{i}}_{\beta} = \frac{d}{dt} \bar{i}_{\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \bar{i}_{\beta} + \frac{1}{L_s} [E_{\beta} - kS(\bar{i}_{\beta})] \end{cases} \quad (18)$$

将(18)式代入(17)式结合  $\dot{V} < 0$  可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{R_s}{L_s} (\bar{i}_{\alpha}^2 + \bar{i}_{\beta}^2) + \frac{1}{L_s} [\bar{i}_{\alpha} E_{\alpha} - \bar{i}_{\alpha} kS(\bar{i}_{\alpha})] + \\ & \frac{1}{L_s} [\bar{i}_{\beta} E_{\beta} - \bar{i}_{\beta} kS(\bar{i}_{\beta})] < 0 \end{aligned} \quad (19)$$

由(19)式解得:

$$k > \max(|E_{\alpha}|, |E_{\beta}|) \quad (20)$$

所以只要  $k$  满足上述条件就能保证滑模存在, 系统能够达到滑模面, 且系统渐进稳定。

## 2.4 复矢量 PI 电流调节器的设计

由于在永磁同步电机内部存在复杂的电磁场, 会产生电磁耦合效应, 由式(4)也可以看出系统存在由旋转变换而产生的耦合项  $j\omega_e \tilde{i}_{dq} L_s$  和由永磁磁链产生的反电动势项  $j\omega_e \psi_f$ 。二者均与电气角速度  $\omega_e$  有关, 当速度从零逐渐增大时, 耦合现象严重, 系统鲁棒性差, 反电动势  $j\omega_e \psi_f$  可以看成是系统扰动项, 电气角速度  $\omega_e$  增大, 扰动影响越大, 抗干扰性越差, 由于这两项的存在导致不能很好的调节与跟踪电机电流。

传统的解耦控制就是在传统 PI 电流调节器的基础上, 结合滑模观测器估算的转速  $\hat{\omega}_e$ , 增加解耦项  $j\hat{\omega}_e \psi_f$  和  $j\hat{\omega}_e \tilde{i}_{dq} L_s$  改变 PI 电流调节器的结构以近似消掉永磁同步电机的耦合项, 相比于传统 PI 电流调节器, 传统的解耦控制已经取得了很好的效果, 但是, 当负载转矩突变或者转速突变时, 跟踪

性能并不是很理想, 因此在传统解耦策略的基础上提出了一种复矢量电流环解耦控制。复矢量电流环解耦控制是一种有效的解耦控制方法, 其控制框图如图3所示。

## 2.5 系统动态性能分析

结合改进滑模观测器估计的转速和复矢量 PI 电流调节器根据图3可以求出系统在同步旋转坐标系下的开、闭环传递函数为:

$$G_{dq}(s) = \frac{K_i + K_p s + j\hat{\omega}_e K_p}{L_s s^2 + (R_s + j\hat{\omega}_e L_s) s} \quad (21)$$

$$\frac{\tilde{i}_{dq}}{\tilde{i}_{dq}^*} = \frac{K_i + K_p s + j\hat{\omega}_e K_p}{L_s s^2 + (R_s + K_p + j\hat{\omega}_e L_s) s + K_i + j\hat{\omega}_e K_p} \quad (22)$$

坐标变化采用复矢量表示时有

$$\tilde{i}_{dq}^s = \tilde{i}_{dq} e^{j\hat{\theta}_e} = \tilde{i}_{dq} e^{j\hat{\omega}_e t} \quad (23)$$

式中: 角标  $s$  表示静止坐标系。根据拉斯变化的位移性质可以得到系统在静止坐标系下的开、闭环传递函数, 这样就可以在旋转坐标系下设计控制器, 在静止坐标系下分析系统的动态性能。

$$G_{dq}^s(s) = \frac{K_i + K_p s}{(L_s s + R_s)(s - j\hat{\omega}_e L_s)} \quad (24)$$

$$\frac{\tilde{i}_{dq}^s}{\tilde{i}_{dq}^{s*}} = \frac{K_i + K_p s}{L_s s^2 + (R_s + K_p - j\hat{\omega}_e L_s) s + K_i - j\hat{\omega}_e R_s} \quad (25)$$

由式(24)可知开环情况下系统具有一个零点和两个极点, 当取  $K_i / K_p = R_s / L_s$  时, 开环传递函数可以抵消一组零极点, 此时只存在一个极点  $p = j\hat{\omega}_e L_s$ , 且  $\hat{\omega}_e$  为滑模观测器估计的转速。根据式(25), 可以画出系统的零极点分布图。

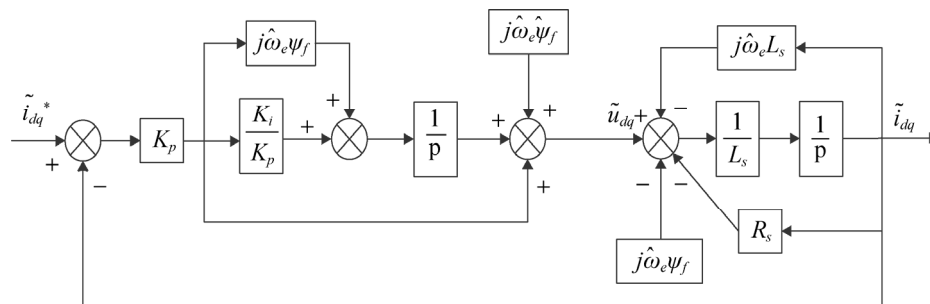


图3 复矢量 PI 电流调节器的 PMSM 控制框图

Fig. 3 PMSM control block diagram of complex vector PI current regulator

由图 4 可知当设置合适的参数时, 系统的主导极点靠近虚轴, 在低速时零极点对消, 系统具有很好的响应速度, 当速度继续升高后主导极点与零点拉开距离, 但是距离不大, 使得二者相互作用, 控制系统整体性能提高。

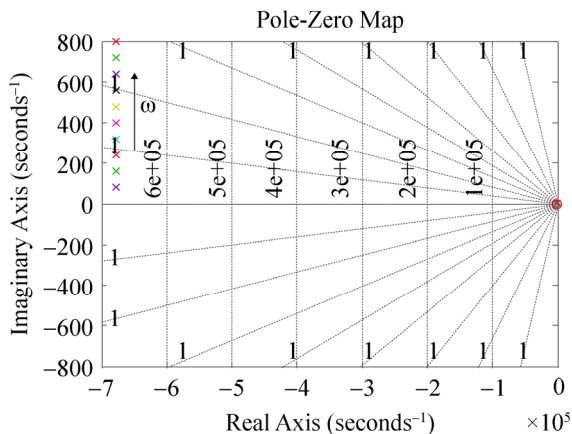


图 4 系统的零极点分布图

Fig. 4 Pole-zero distribution of the system

抗干扰度函数(DSF)是一种有效的评估控制器对干扰鲁棒性的方法, 定义电压干扰分量为  $U_r$ , 将其与控制器的输出叠加共同作用于电机, DSF 控制框图如图 5 所示。

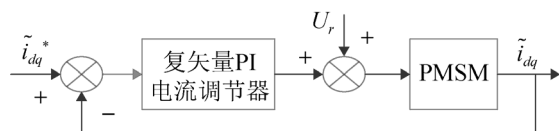


图 5 同步旋转坐标系下系统 DSF 框图

Fig. 5 System DSF block diagram in synchronous rotating coordinate system

由图 5 可得:

$$\frac{U_r}{\tilde{i}_{dq}} = L_s s + R_s + \frac{K_p s}{s - j\omega_e} + \frac{K_i}{s - j\omega_e} \quad (26)$$

抗干扰函数的物理意义是, 在电流调节器的作用下产生单位的受扰输出需要的外部干扰强度, 数值越大系统鲁棒性越好, 对外部干扰补偿能力也越强。图 6 为系统在不同频率下的抗扰强度曲线。可以看出系统抗干扰曲线关于同步旋转频率对称, 系统在同步旋转频率周围具有较强的抗干扰能力, 并且具有足够裕量的带宽。

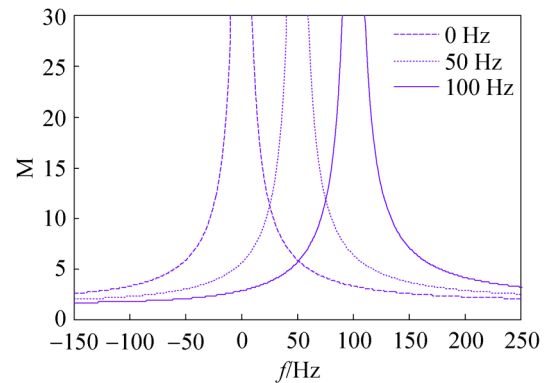


图 6 系统在不同频率下的抗扰强度曲线

Fig. 6 The anti disturbance intensity curve of the system at different frequencies

### 3 基于改进的滑模观测器的复矢量电流环解耦控制仿真

利用 MATLAB/Simulink 对改进的 SMO 的永磁同步电机复矢量电流环解耦控制仿真系统进行建模, 来验证该方法的有效性和可行性, 并采用  $i_d = 0$  的电流控制策略, 与传统 PI 电流调节器进行对比。图 1 为基于滑模观测器的永磁同步电机复矢量电流环解耦控制框图,  $\omega_e^*$  为给定参考转速, 实验中采用表贴式 PMSM, 具体参数为  $R_s = 0.015 \Omega$ ,  $L_d = L_q = 1.6 \times 10^{-3} \text{ H}$ ,  $\psi_f = 0.185 \text{ Wb}$ ,  $P_n = 3$ , 复矢量 PI 电流调节器设置为  $K_i / K_p = R_s / L_s$  且  $K_i = 200 R_s$ 。

#### 3.1 转速突变实验

为了验证设计的控制器对转速突变的应变能力, 仿真选取系统参考转速为 400 r/min, 电机空载启动, 在  $t = 0.5 \text{ s}$  时, 给定参考转速变为 600 r/min, 前馈解耦控制和改进 SMO 复矢量电流环解耦控制的仿真结果分别如图 7、图 8 所示。

将仿真图局部放大我们可以得到转速突变实验数据如表 1。对比图 7(a)~(b)和 8(a)~(b)可看出, 前馈解耦控制器在转速突变瞬间, 速度超调量大, 动态误差超过 80 r/min, 调节时间达到 80 ms, 达到稳速时稳态误差大约为 10 r/min。改进 SMO 复矢量电流环解耦控制器在转速突变时, 动态误差不超过 50 r/min, 调节时间不超过 60 ms, 达到稳速时稳态误差不超过 4 r/min, 改进的 SMO 复矢量电流环解

耦控制器能够很好的跟踪实际转速。图 7(c)和图 8(c)给出的是转速在 0.5 s 突变前后的转子估计位置与实际位置的变化曲线,可以看出前馈解耦控制转子位置估计值比实际值有较大延迟,改进 SMO 复矢量电流环解耦控制能够很好跟踪实际转子位置。图 7(d)和图 8(d)给出的是转子估计值与实际值的误差曲线,可以看出,前馈解耦控制在电机启动后

0.1 s 内,误差达到 0.4 rad,在速度突变时达到 0.2 rad,改进 SMO 复矢量电流环解耦控制在电机启动后 0.1 s 内,误差不超过 0.2 rad,在速度突变时不超过 0.1 rad。改进 SMO 复矢量电流环解耦控制转子估计值与实际值能够保持良好的一致性。在转速突变情况下改进 SMO 复矢量电流环解耦控制具有更好的抗扰性和稳定性。

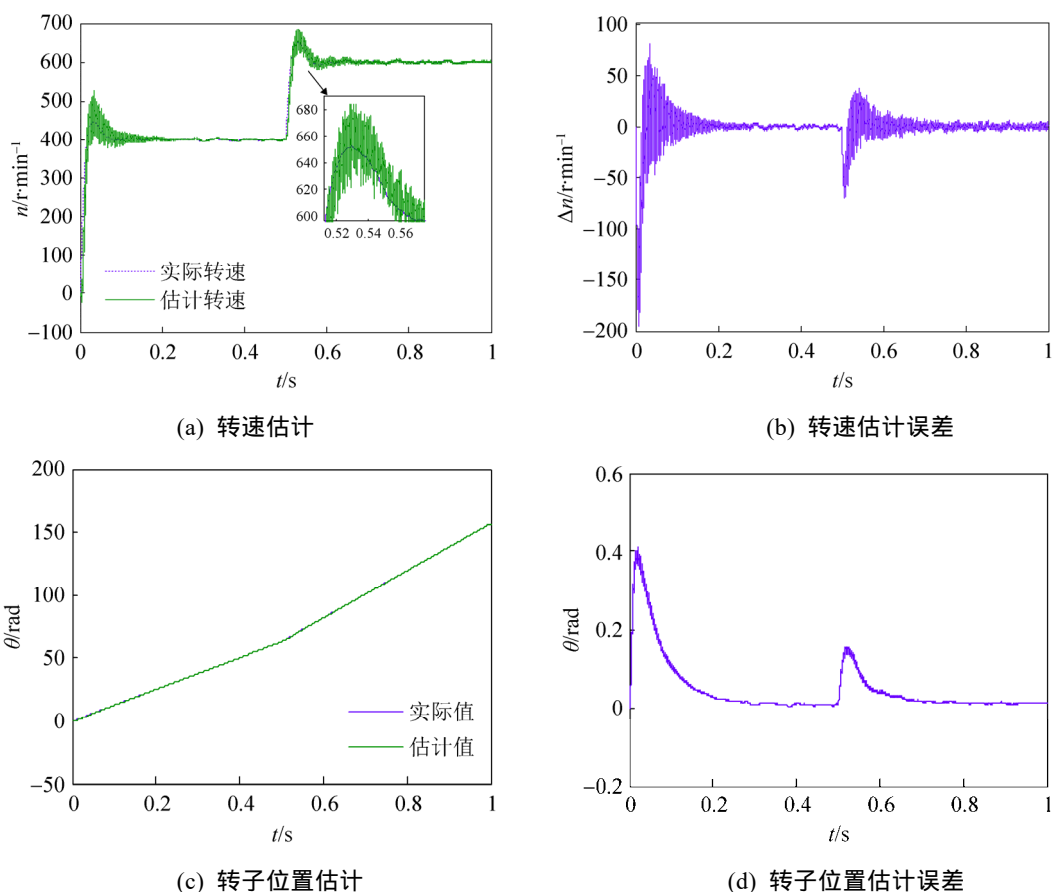
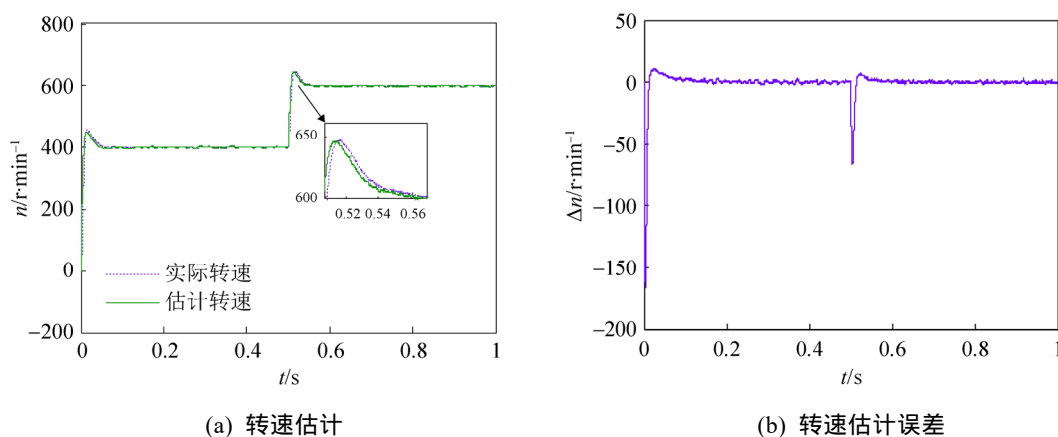


图 7 电压前馈解耦控制转速突变分析

Fig. 7 Speed abrupt analysis of voltage feedforward decoupling control





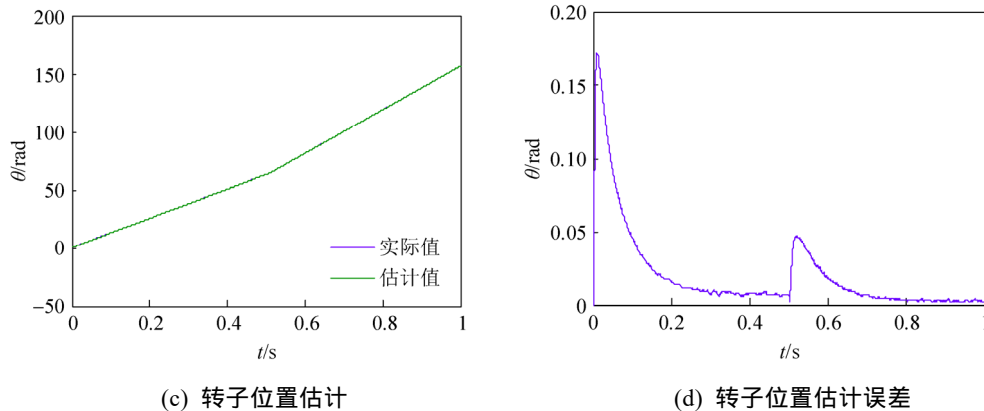


图 8 复矢量电流环解耦控制转速突变实验分析

Fig. 8 Experimental analysis on speed mutation of complex vector decoupling control

表 1 转速突变实验数据

Tab. 1 Speed mutation experimental data

性能指标	前馈解耦	复矢量电流环解耦
上升时间/ms	20	10
峰值时间/ms	35	15
调节时间/ms	80	60
超调量/%	25	13.8
稳态误差	10	4

### 3.2 负载转矩突变实验

为验证所设计控制器对负载突变的应变能力, 仿真选取参考转速为 300 r/min, 电机空载启动, 在  $t=0.5$  s 时, 突加负载转矩  $T_L=0.5$  N·m, 图 9、图 10 为分别为采用前馈解耦控制和改进 SMO 复矢量电流环解耦控制的仿真波形图。

将仿真图局部放大我们可以得到负载突变实验数据如表 2。图 9(a)、(b)可以看出, 前馈解耦控制在 0.5s 负载突变时, 转速落差 60 r/min, 之后在 50 ms 响应时间迅速恢复到稳定值, 转速达到稳态时稳态误差为 6 rad。图 10(a)、(b)可以看出, 改进 SMO 复矢量电流环解耦控制在 0.5 s 负载突变时, 转速落差 50 r/min, 之后在 35 ms 响应时间迅速恢复到稳定值, 转速达到稳态时稳态误差为 5 rad, 负载突变条件下改进 SMO 复矢量电流环解耦控制具有很好的动态性能, 能够很好的跟踪实际转速。图 9(c)和图 10(c)给出的是负载转矩在 0.1 s 内转子估计位置与实际位置的变化曲线, 可以看出前馈解耦控制转子位置估计值比实际值有较大延迟, 改进 SMO 复矢量电流环解耦控制能够很好跟

踪实际转子位置。图 9(d)和图 10(d)给出的是转子估计值与实际值的误差曲线, 可以看出, 前馈解耦控制在负载突变时, 误差较大, 改进 SMO 复矢量电流环解耦控制误差较小。图 9(e)和图 10(e)给出了流调节器 d、q 轴电流, 前馈解耦控制在负载突变时 q 轴电流在 50 ms 达到稳定, 改进 SMO 复矢量电流环解耦控制在负载突变时 q 轴电流在 25 ms 达到稳定, 且脉动比较小, 更好的对系统进行解耦。在负载突变情况下改进 SMO 复矢量电流环解耦控制具有更好的抗扰性和稳定性。

## 4 半实物仿真验证

### 4.1 实验平台介绍

为验证改进 SMO 复矢量电流环解耦控制对永磁同步电机的控制效果, 搭建了相应的实验平台, 分别验证转速突变时系统的动态性能, 包括速度跟踪性能和转子位置跟踪性能, 以及验证负载转矩突变时电流的跟踪性能。实验平台主要包括电脑、示波器、dsPACE 硬件仿真器、交流伺服驱动器和永磁同步电机以及相关的软件。实验平台所用永磁同步电机参数如下, 额定电压 220 V, 额定电流 6.41 A, 额定转速 1 500 r/min, 磁极对数  $p=4$ , 定子电感  $L_d=L_q=2.83 \times 10^{-3}$  H, 定子电阻  $R_s=0.98 \Omega$ , 永磁体磁链  $\psi_f=0.095$  Wb, 电机转动惯量  $J=6.26 \times 10^{-4}$  kg·m<sup>2</sup>, 采用定步长, 采样周期为 0.01 ms, 图 11 为 PMSM 实验平台。



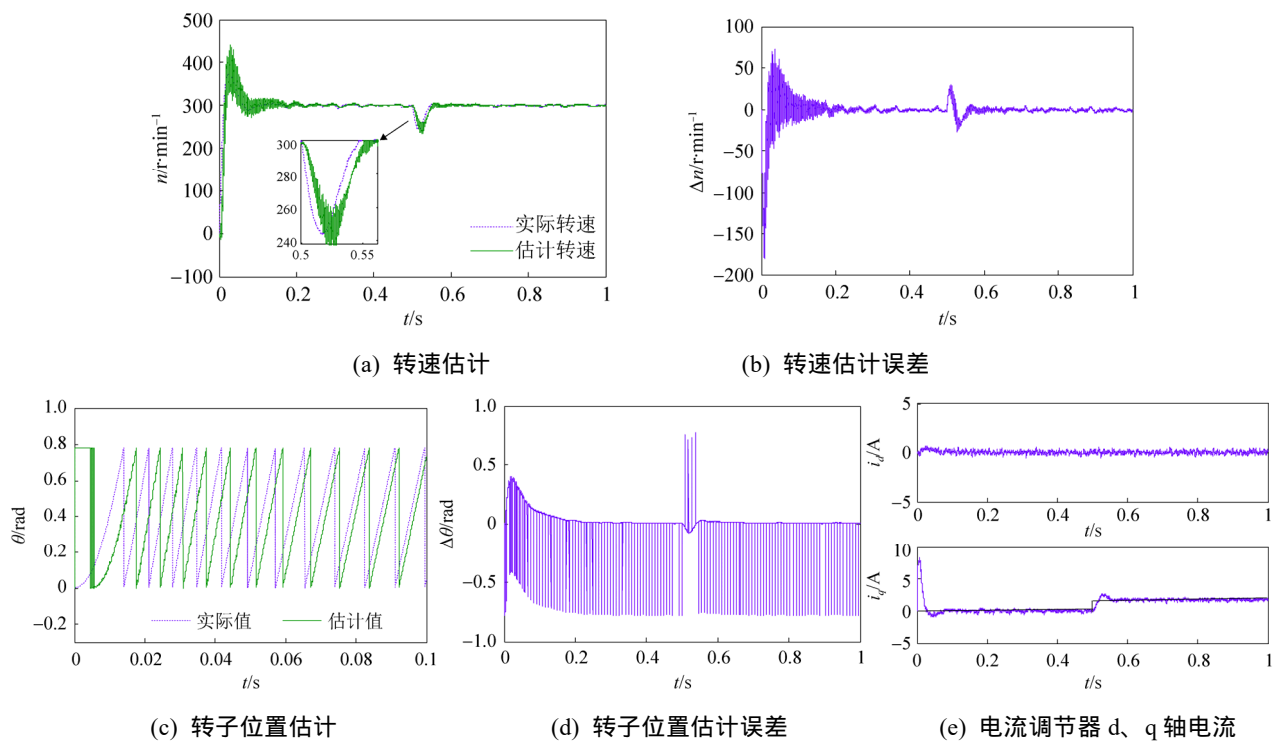


图 9 前馈解耦控制负载突变分析

Fig. 9 Load mutation analysis of feedforward decoupling control

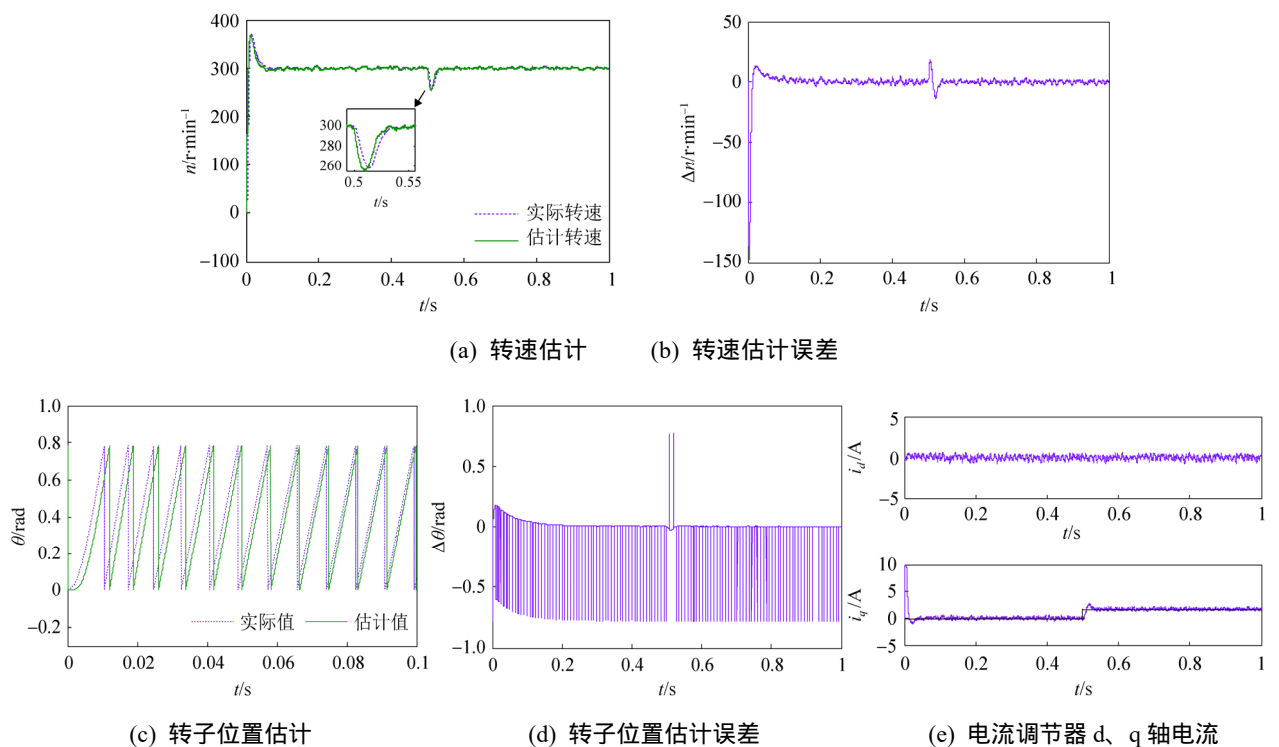


图 10 复矢量电流环解耦控制负载突变分析

Fig. 10 Load catastrophe analysis of complex vector decoupling control

表 2 负载突变实验数据

Tab. 2 Load mutation experimental data

性能指标	前馈解耦	复矢量电流环解耦
稳态误差	6	5
恢复时间/ms	50	35
转速落差/(r·min <sup>-1</sup> )	60	50
q 轴电流响应时间/ms	50	25

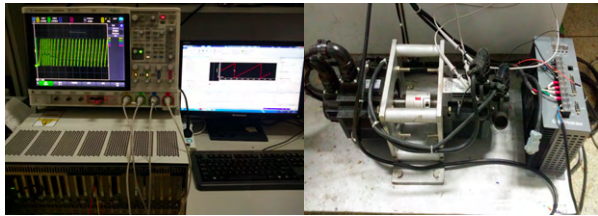


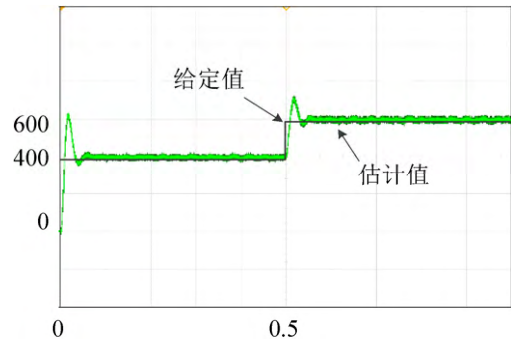
图 11 PMSM 实验平台

Fig. 11 PMSM experimental platform

## 4.2 转速突变实验验证

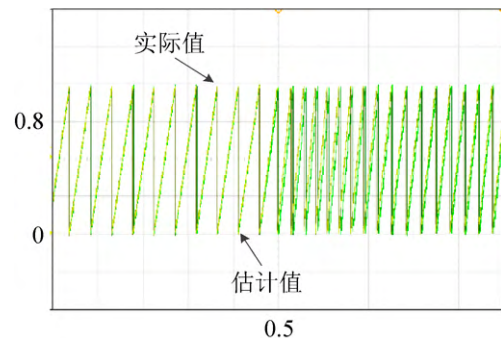
由于前一章改进 SMO 复矢量电流环解耦控制器在 MATLAB/Simulink 平台上的仿真效果已经很好了, 下面我们只对该方法进行半实物实验验证, 在此只采用采用改进 SMO 复矢量电流环解耦控制器进行实验, 不做对比实验。

为验证所提方法在转速突变时的应变能力, 实验选取参考转速为 400 r/min, 电机空载启动, 在  $t=0.5$  s 时参考转速设置为 600 r/min, 实验仿真时间 1 s。图 12(a)给出转速估计值与给定值变化波形。对比给定值与估计值可以看出, 在转速突变瞬间转速落差不超过 100 r/min, 并且能在 35 ms 内恢复到稳定值, 且稳态误差不超过 10 r/min。图 12(b)给出转子位置估计值与实际值变化波形, 图 12 (c)给出转子位置估计误差波形, 为了便于观察只给出了转子在转速突变前后的位置波形, 转子估计位置能很好的跟踪实际位置, 仅在启动时误差达到 0.35 rad, 在转速突变瞬间误差达到 0.16 rad。半实物实验验证与 MATLAB 仿真基本一致, 在转速突变情况下改进 SMO 复矢量电流环解耦控制具有很好的抗扰性和稳定性。



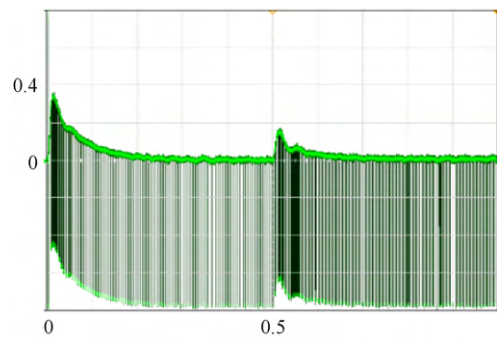
t: 100 ms/div, n:200 r/min/div

(a) 转速估计值与给定值



t: 10 ms/div,  $\theta$ : 0.2rad/div

(b) 转子位置估计值与实际值



t: 100 ms/div,  $\Delta\theta$ : 0.2 rad/div

(c) 转子位置估计误差

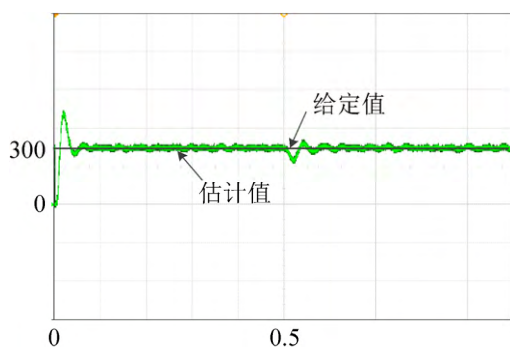
图 12 转速突变实验分析

Fig. 12 Analysis of speed mutation experiment

## 4.3 负载转矩突变实验验证

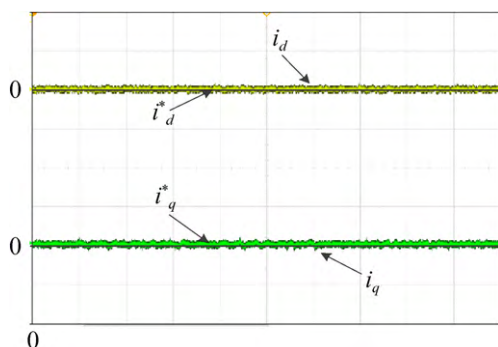
为验证所提方法在负载突变时的应变能力, 实验选取参考转速为 300 r/min, 电机空载启动, 在  $t=0.5$  s 时突加负载转矩  $T_L=0.5$  N·m, 图 13(a)给出转速估计值与给定值, 可以看出在 0.5 s 时突然由空载变为 0.5 N·m 的负载, 转速落差 55 r/min, 恢复时间 30 ms, 稳态误差不超过 10 r/min, 具有很好的跟踪性能。图 13(c)、(d)分别给出了空载和

0.5 N·m 负载情况下  $i_d$ 、 $i_q$  电流波形图, 可以看出在空载情况下 d、q 轴电流基本为 0, 在负载突变瞬间 q 轴电流在很短的时间内变为 2A, 图 13(c) 给出了理想状态的 q 轴电流和实际电流, 对比发现, 在负载突变情况下改进 SMO 复矢量电流环解耦控制具有很好的抗扰性。



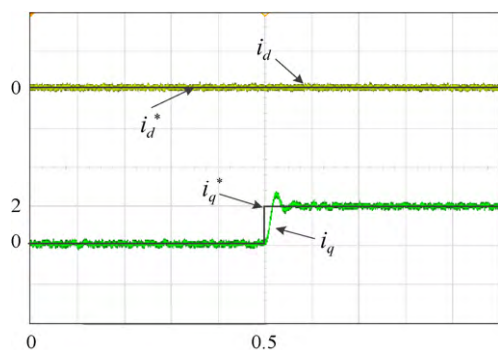
t: 100 ms/div, n: 200 r/min/div

(a) 转速估计值与给定值



t: 100 ms/div, i: 2A/div

(b) 负载  $T_L=0$



t: 100 ms/div, i: 2A/div

(c) 0.5 s 时负载  $T_L=0.5$  N·m

图 13 负载突变实验分析

Fig. 13 Analysis of load mutation experiment

## 5 结论

本文首先利用复矢量对永磁同步电机进行建模, 提出了一种基于滑模观测器的复矢量电流环解耦控制策略, 然后结合李亚普洛夫稳定性理论证明了滑模的存在和观测器渐进稳定的条件, 结合传递函数零极点配置和稳定性理论, 确定 PI 调节器参数, 最后将观测器观测的转子位置与速度信息融入到复矢量 PI 电流调节器进行解耦控制。通过仿真和实验结果表明, 该方法在参考转速和负载突变情况下, 依然能快速、准确地跟踪上转子位置与速度信息, 具有控制精度高、鲁棒性强的特点, 对于实现高性能 PMSM 无速度传感器控制具有一定意义。

## 参考文献:

- [1] 余致廷, 卢文斗, 谭琼琼, 等. PMSM 神经网络模型参考自适应的速度控制[J]. 控制工程, 2015, 22(增 1): 29-34.  
She Zhiting, Lu Wendou, Tan Qiongqiong, et al. PMSM neural network model reference adaptive speed control [J]. Control Engineering of China, 2015, 22(S1): 29-34.
- [2] 韩晔, 厉虹. 基于改进自抗扰控制的永磁同步电机无传感器系统研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(2): 33-40.  
Han Ye, Li Hong. The improved self disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor sensorless [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(2): 33-40.
- [3] 余致廷, 邹薇, 董旺华, 等. 扩展卡尔曼滤波结合前馈补偿永磁同步电机位置估计[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(10): 1312-1318.  
She Zhiting, Zou Wei, Dong Wanghua, et al. The extended Kalman filter with feedforward compensation position estimation of permanent magnet synchronous motor [J]. Control Theory & Applications, 2016, 33(10): 1312-1318.
- [4] Stützle T, Hoos H H. MAX-MIN Ant System [J]. Future Generation Computer Systems (S0167-739X), 2000, 16(8): 889-914.
- [5] 肖启明, 杨明, 刘可述, 等. PMSM 伺服系统速度环 PI 控制器参数自整定及优化[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(2): 102-107.  
Xiao Qiming, Yang Ming, Liu Keshu, et al. The speed of PMSM servo system PI controller parameters self tuning

- and optimization of [J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(2): 102-107.
- [6] 张剑, 温旭辉, 刘钧, 等. 一种基于 DSP 的 PMSM 转子位置及速度估计新方法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 144-148.  
Zhang Jian, Wen Xuhui, Liu Jun, et al. A DSP PMSM estimation of rotor position and speed of [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 144-148.
- [7] 王孟, 尹华杰. 基于模型预测 MRAS 的 PMSM 转子位置检测[J]. 微电机, 2017, 50(8): 48-52.  
Wang Meng, Yin Huajie. Detection of MRAS based PMSM rotor position based on model prediction [J]. Micromotor, 2017, 50(8): 48-52.
- [8] 韦文祥, 刘国荣. 基于扩展状态观测器模型与定子电阻自适应的磁链观测器及其无速度传感器应用[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(23): 6194-6202.  
Wei Wenxiang, Liu Guorong. Based on extended state observer model and stator resistance adaptive flux observer and its speed sensorless applications [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(23): 6194-6202.
- [9] 王礼鹏, 张化光, 刘秀翀. 低速 PMSM 无速度传感器调速系统积分滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(2): 19-24, 31.  
Wang Lipeng, Zhang Huaguang, Liu Xiuchong. Low speed PMSM speed sensorless speed sensor system integral sliding mode control [J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(2): 19-24, 31.
- [10] 张晓光, 姜云蜂, 赵克, 等. 高速永磁同步电机滑模变结构一体化解耦控制[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(6): 58-63.  
Zhang Xiaoguang, Jiang Yunfeng, Zhao Ke, et al. High speed permanent magnet synchronous motor sliding mode variable structure integrated decoupling control [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(6): 58-63.
- [11] 张晓光, 孙力, 陈小龙, 等. 基于二阶滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(8): 36-41.  
Zhang Xiaoguang, Sun Li, Chen Xiaolong, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on two order sliding mode observer [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(8): 36-41.
- [12] 刘英培, 栗然, 梁宇超. 基于双滑模变结构 PMSM 直接转矩控制无传感器运行[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(10): 86-89.  
Liu Yingpei, Li Ran, Liang Yuchao. The double sliding mode variable structure direct torque control PMSM sensorless operation of [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(10): 86-89.
- [13] 郭希铮, 游小杰, 王晓丹. 永磁同步电机电流调节器动态特性改进方法分析[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(6): 39-44.  
Guo Xizheng, You Xiaojie, Wang Xiaodan. Analysis of the dynamic performance improvement of permanent magnet synchronous motor current regulator [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(6): 39-44.
- [14] 祝晓辉, 李颖晖, 付明明. 永磁同步电机电流调节器动态特性分析及改进设计[J]. 电工电能新技术, 2007, 26(4): 26-30, 80.  
Zhu Xiaohui, Li Yinghui, Fu Mingming. Dynamic characteristics analysis and improvement design of permanent magnet synchronous motor current regulator [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2007, 26(4): 26-30, 80.
- [15] F Briz del Blanco, M W Degner, R D Lorenz. Analysis and design of current regulators using complex vectors [C]//Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting. New Orleans, LA, USA, 1997: 1504-1511.
- [16] Joachim Holtz, Juntao Quan, Jorge Pontt, et al. Design of fast and robust current regulators for high-power drives based on complex state variables [J]. IEEE Trans. Ind. Applicat (S0093-9994), 2004, 40(5): 1388-1397.
- [17] 吴为, 丁信忠, 严彩忠. 基于复矢量的电流环解耦控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(14): 4184-4191, 4298.  
Wu Wei, Ding Xinzhong, Yan Caizhong. Complex vector current loop decoupling control method based on [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(14): 4184-4191, 4298.