

文章编号 1004-924X(2025)20-3239-13

基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的 永磁同步电机复合控制方法

刘子闻^{1,2}, 李洪文^{1*}, 刘 京¹, 邓永停¹, 刘秀峰^{1,2}

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院大学, 北京 100039)

摘要: 为了提高永磁同步电机控制系统的抗扰动能力和稳态控制精度, 本文设计了一种基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的复合控制方法。针对滑模控制方法的抖振问题, 设计了模糊滑模趋近律, 利用系统状态设计模糊规则将指数项增益模糊化, 引入自适应函数取代切换项的固定参数实现动态调整, 在保证系统鲁棒性和动态响应能力的同时可有效抑制滑模抖振; 针对电机控制系统的脉动谐波问题, 设计了基于二阶广义积分滤波器的谐波电压补偿器, 通过二阶广义积分滤波器提取定子电流信号中的谐波分量, 经由谐波电压补偿器实现谐波分量的控制和在线补偿, 从而有效降低系统中的电流脉动谐波, 提高转速控制精度。实验结果显示, 相比于传统 PI 控制方法, 采用基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的复合控制方法后, 系统的动态响应速度提高了 44.36%, 突加力矩扰动时最大转速波动值减小了 30.38%, q 轴电流中的 6 次谐波脉动分量降低为 0.77×10^{-3} 。实验结果表明, 本文提出的复合控制方法可有效提高系统的动态响应性能、鲁棒性和转速控制精度。

关键词: 永磁同步电机; 模糊滑模控制; 谐波电压补偿器; 转速控制

中图分类号: TM341; TP273 **文献标识码:** A

doi: 10.37188/OPE.20253320.3239

CSTR: 32169.14.OPE.20253320.3239

Composite control method of PMSM based on fuzzy sliding mode control and harmonic voltage compensator

LIU Ziwen^{1,2}, LI Hongwen^{1*}, LIU Jing¹, DENG Yongting¹, LIU Xiufeng^{1,2}

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences,
Changchun 130033, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

* Corresponding author, E-mail: lihongwen@ciomp.ac.cn

Abstract: In order to improve the anti-disturbance capability and steady-state control accuracy of permanent magnet synchronous motor control systems, this paper proposed a composite control method integrating fuzzy sliding mode control and a harmonic voltage compensator. To address the inherent chattering issue in sliding mode control, a fuzzy sliding mode convergence law was designed. This convergence law utilized the system states to define fuzzy rules that dynamically adjusted the gain of the exponential term.

收稿日期: 2025-07-11; **修订日期:** 2025-07-28.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 12303085); 中国科学院青促会优秀会员资助项目 (No. Y2023060); 吉林省重点研发计划资助项目 (No. 20220203036SF)

Concurrently, it replaced the fixed parameter in the switching term with an adaptive function, enabling dynamic adaptation. This design effectively suppressed sliding mode chattering while maintaining system robustness and dynamic response performance. To mitigate the pulsating harmonics issue in the motor control system, a harmonic voltage compensator based on a second-order generalized integral filter was developed. This compensator employed the second-order generalized integral filter to extract harmonic components present in the stator current signal. Subsequently, it implemented control and provided online compensation for these extracted harmonic components. Consequently, current pulsating harmonics within the system were significantly attenuated, leading to enhanced speed control accuracy. Experimental results demonstrate that, compared to the conventional PI control method, the implementation of the proposed composite control method yields a 44.36% improvement in the system's dynamic response speed, a 30.38% reduction in the maximum rotational speed fluctuation during sudden torque disturbance, and a reduction of the 6th harmonic pulsating component in the q-axis current to 0.77×10^{-3} . These results confirm that the proposed composite control method effectively enhances the system's dynamic response performance, robustness, and rotational speed control accuracy.

Key words: permanent magnet synchronous motor; fuzzy sliding mode control; harmonic voltage compensator; rotation speed control

1 引 言

目前,永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)被广泛应用于航空航天、新能源汽车、工业伺服等高精度控制领域^[1-2]。不同于传统有刷直流电机,永磁同步电机采用永磁体来替代电励磁绕组,利用逆变器的逆变过程代替机械换向器实现电流换向,减少了电机损耗,并且在重量、功率密度、气隙磁通量以及调速性能上均有显著优势。但是,基于永磁同步电机的控制系统在运行过程中会受到多种扰动因素的影响,包括参数摄动、电流谐波脉动及外部力矩扰动等,导致系统转速控制精度下降,难以实现理想的控制性能^[3]。

传统控制方法一般采用结构简单的PI控制,但PI控制方法在面临多重扰动时其控制能力有限,无法满足高精度伺服控制的需求。因此,将各类非线性控制方法如滑模控制^[4-5]、模型预测控制^[6]、自抗扰控制^[7]、自适应控制^[8]以及模糊控制^[9]等应用于永磁同步电机控制系统中已逐渐成为研究热点。其中,变结构滑模控制方法(Sliding Mode Control, SMC)使系统相点严格按照预先设定的滑动模态运行,对于系统的参数波动、外部力矩扰动等均具有较强的鲁棒性,因此受到了研究人员的广泛关注。但是,滑模控制方法在

设计时使用符号函数这种高频的开关信号,由于切换时滞问题^[10]、边界层设计不合理^[11]等原因导致系统产生高频抖振,进而影响转速控制的平稳性。为了降低滑模抖振对控制系统的影响,研究人员提出了许多抑制抖振的方法,文献^[12]设计自适应律并改进扰动观测器的切换增益,将观测结果补偿回控制器,有效抑制了滑模控制系统的抖振现象。文献^[13]将离散时间分数阶定义与终端滑模技术相结合,用有限步骤将滑模动力学驱动到稳定区域,但所用算法证明较复杂。

此外,在永磁同步电机控制系统中由于齿槽效应、电机气隙磁场畸变^[14]和逆变器死区时间^[15-17]等因素,导致永磁同步电机控制系统相电流中存在奇次电流谐波,其中5,7次电流谐波最为显著。谐波会导致电机的磁滞损耗及涡流损耗增加,增大电机材料承受的电应力;同时电流谐波会导致电机输出脉动转矩,造成机械振动、噪声和控制性能下降等问题,限制了永磁同步电机在高精度控制场合中的应用。因此,削弱永磁同步电机控制系统中的电流谐波、降低转矩脉动极其重要。

目前主要有两类方法解决转矩脉动问题^[18-19]:(1)通过改变电机的自身结构从而降低齿槽转矩。文献^[20]通过对转子齿进行反向弧设计调整转子铁心的调制函数,从而有效去除气隙磁

场中的高次谐波。文献^[21]提出一种新的拓扑结构,采用不等槽宽来减小V形永磁游标电机中的齿槽转矩。但以上方法会增加电机结构复杂度、提高设计成本且适用性差。(2)通过设计控制算法抑制系统中存在的谐波分量及转矩脉动。文献^[22]使用改进预测转矩控制算法,将转矩函数引入占空比调节算法,以减小由于固定时间引起的转矩脉动。文献^[23]设定转矩脉动最小作为目标函数,利用梯度下降法得到能够抑制脉动的最优谐波电流,该方法不依赖电机参数,但需要精确检测转速波动幅值,对编码器分辨率要求较高。

针对上述问题,本文提出一种基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的复合控制方法。首先,在速度环中将模糊控制与滑模控制相结合设计控制器,采用终端滑模面并引入自适应函数,利用系统相点到滑模面的距离设计模糊规则,动态调整指数项的滑模控制增益,主要提升系统的响应速度和抗扰能力;其次,在电流环中设计基于二阶广义积分滤波器的谐波电压补偿器,利用二阶广义积分滤波器提取谐波电流,再根据永磁同步电机的谐波电压方程进行谐波控制,将电压补偿量注入系统来抵消谐波分量,主要提升系统的稳态精度。两者结合后的复合控制方法可以兼顾系统的动态响应性能及鲁棒性,削弱电机运行

时的电流谐波,改善电流的控制性能,实现永磁同步电机控制系统的抗扰能力和转速控制精度有效提高。

2 永磁同步电机数学模型

忽略电机定子铁心饱和、涡流和磁滞损耗,在 dq 同步旋转坐标系下PMSM的理想数学模型为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P_n \omega_m L_d i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P_n \omega_m (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases}, \quad (1)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{K_t}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J}, \quad (2)$$

$$T_e = 1.5 P_n \varphi_f i_q = K_t i_q, \quad (3)$$

其中: u_d 和 u_q 代表 dq 同步旋转坐标系下的 d 轴和 q 轴的定子电压, i_d 和 i_q 代表 d 轴和 q 轴的定子电流, L_d 和 L_q 代表 d 轴和 q 轴电感, R 为定子电阻, J 为转动惯量, ω_m 为机械角速度, T_e 为电磁转矩, T_L 为负载转矩, B 为阻尼系数, P_n 为极对数, φ_f 为永磁体磁链, K_t 为转矩系数。

永磁同步电机稳态运行时因齿槽转矩、逆变器死区效应等因素,导致相电流中包含一系列高次谐波分量,其中5,7次谐波占主要成分。在三相静止坐标系下,考虑谐波的PMSM数学模型为:

$$\begin{cases} u_{ha} = u_{h1} \sin(\omega t + \theta_{h1}) + u_{h5} \sin(-5\omega t + \theta_{h5}) + u_{h7} \sin(7\omega t + \theta_{h7}) + \dots \\ u_{hb} = u_{h1} \sin\left(\omega t + \theta_{h1} - \frac{2\pi}{3}\right) + u_{h5} \sin\left(-5\omega t + \theta_{h5} - \frac{2\pi}{3}\right) + u_{h7} \sin\left(7\omega t + \theta_{h7} - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \\ u_{hc} = u_{h1} \sin\left(\omega t + \theta_{h1} + \frac{2\pi}{3}\right) + u_{h5} \sin\left(-5\omega t + \theta_{h5} + \frac{2\pi}{3}\right) + u_{h7} \sin\left(7\omega t + \theta_{h7} + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \end{cases}, \quad (4)$$

其中: ω 为基波的电角速度; u_{ha}, u_{hb}, u_{hc} 代表考虑谐波特性的三相电压; u_{h1}, u_{h5}, u_{h7} 代表基波电压、5次谐波电压和7次谐波电压; $\theta_{h1}, \theta_{h5}, \theta_{h7}$ 代表基波电压、5次谐波电压和7次谐波电压的初始相位角。

$$\begin{cases} u_{hd} = u_{hd1} + u_{hd5} \cos(-6\omega t + \theta_{h5}) + u_{hd7} \cos(6\omega t + \theta_{h7}) + \dots \\ u_{hq} = u_{hq1} + u_{hq5} \sin(-6\omega t + \theta_{h5}) + u_{hq7} \sin(6\omega t + \theta_{h7}) + \dots \end{cases}, \quad (5)$$

其中: $u_{hd1}, u_{hq1}, u_{hd5}, u_{hq5}, u_{hd7}, u_{hq7}$ 分别代表 dq 同步旋转坐标系下 d 轴和 q 轴的基波电压、5次谐波电

$$\begin{cases} i_{hd} = i_{hd1} + i_{hd5} \cos(-6\omega t + \theta_{hi5}) + i_{hd7} \cos(6\omega t + \theta_{hi7}) + \dots \\ i_{hq} = i_{hq1} + i_{hq5} \sin(-6\omega t + \theta_{hi5}) + i_{hq7} \sin(6\omega t + \theta_{hi7}) + \dots \end{cases}, \quad (6)$$

其中: $i_{hd1}, i_{hq1}, i_{hd5}, i_{hq5}, i_{hd7}, i_{hq7}$ 分别代表 dq 同步旋转坐标系下 d 轴和 q 轴的基波电流、5次谐波电

5次谐波电压矢量以 5ω 的速度相对于基波反向旋转,7次谐波电压矢量以 7ω 的速度相对于基波同向旋转,进行坐标变换即可得到 dq 同步旋转坐标系下的谐波电压方程:

压和7次谐波电压。此外电机中也含有相应的6次谐波电流,其旋转方向和速度与谐波电压一致:

和7次谐波电流; $\theta_{hi5}, \theta_{hi7}$ 分别代表5次谐波电流的初始相位角和7次谐波电流的初始相位角。

3 模糊滑模控制器设计

滑模控制通常使用线性函数构建滑模面,无论参数选用何值,系统误差只能无限趋近于零而不能在有限时间内收敛为零,且存在系统抖振与收敛速度相矛盾的问题。

模糊逻辑控制(Fuzzy Logic Control, FLC)通过模拟人的模糊性思考以达到对受控对象的自适应控制,由模糊化、模糊推理和解模糊三个过程构成,用语言变量代替数学模型,能够降低外界扰动影响。

本文结合滑模控制与模糊控制设计模糊滑模控制器,利用控制系统状态将滑模控制器的增益模糊化,基于规则库设计模糊规则并将解模糊化的结果代替原增益,从而在系统远离滑模面时实现快速收敛,接近滑模面时减小抖振。此外,该控制器可实时反馈,确保系统在动态环境中保持高效的响应能力。具体结构如图 1 所示。

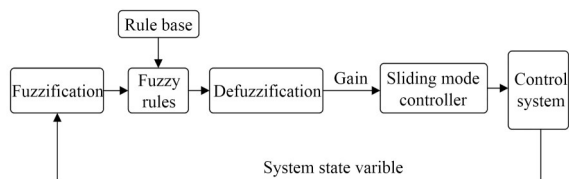


图 1 模糊滑模结构图

Fig. 1 Fuzzy sliding mode structure diagram

3.1 模糊滑模趋近律设计

首先定义速度跟踪误差 x_1 :

$$x_1 = \omega_m^{\text{ref}} - \omega_m, \quad (7)$$

其中: ω_m^{ref} 为给定的转子机械角速度, ω_m 为反馈机械角速度。引入速度误差的积分项 x_2 :

$$x_2 = \int_0^t x_1(\tau) d\tau. \quad (8)$$

本文采用非线性终端滑模面:

$$s = x_1 + cx_2^{\frac{q}{p}}, \quad (9)$$

其中: c 为大于零的常数, q 和 p 为奇数且 $p > q > 0$ 。相比于线性滑模面,采用终端滑模面能使系统相点在有限时间内收敛,确保系统状态迅速达到目标值。其收敛时间 t_s 为:

$$t_s = \frac{p}{c(p-q)} x_2(t_0)^{\frac{p-q}{p}}. \quad (10)$$

结合式(8)对滑模面 s 求导可得:

$$\dot{s} = \dot{x}_1 + c \frac{q}{p} x_2^{\frac{q-1}{p}} x_1. \quad (11)$$

滑模控制传统的指数趋近律为:

$$\dot{s} = -e \text{sign}(s) - fs, \quad (12)$$

其中: e 和 f 为常数, $\text{sign}(s)$ 为符号函数。相点在远离滑模面时,指数项 fs 起主要作用;相点在靠近滑模面时,等速项 $e \text{sign}(s)$ 起主要作用。针对不连续的等速趋近项引起高频滑模抖振的问题,基于滑模控制理论设计模糊滑模趋近律:

$$\dot{s} = -k \cdot n^{\text{sig}(|s|)} |s|^\alpha \text{sign}(s) - \varphi(t) \cdot s, \quad (13)$$

其中: k 和 n 均为大于零的常数, $\varphi(t)$ 为模糊增益, $\text{sig}(|s|)$ 为激活函数(Sigmoid)取绝对值, α 为引入的自适应函数^[24]。 $\text{sig}(|s|)$ 公式如式(14):

$$\text{sig}(|s|) = \frac{1}{1 + e^{-|s|}}. \quad (14)$$

当系统状态远离滑模面即 s 趋近于无穷时,增益系数 $n^{\text{sig}(|s|)}$ 趋近于最大值 n ;当系统状态靠近滑模面即 s 趋近于零时,增益系数 $n^{\text{sig}(|s|)}$ 趋近于最小值 $\sqrt{n}$,实现自适应调整系统收敛速度。

自适应函数 α 公式如式(15):

$$\alpha = a \frac{2 \arctan(|s|)}{\pi} + b e^{-|s|}, \quad (15)$$

其中: a 和 b 为常数且 $0 < b < 1 < a$ 。当系统状态远离滑模面即 s 趋近于无穷时, α 在 a 到 b 之间动态调整为最大值 a ,此时幂指数大于 1 则可加快系统趋近速度;当系统状态靠近滑模面即 s 趋近于零时, α 在 a 到 b 之间动态调整为最小值 b ,此时幂指数 b 小于 1 且数值为连续变化,保证了滑模控制的平滑性,能够有效削弱符号函数引起的系统高频抖动。

结合式(2)、式(7)、式(11)和式(13)可得:

$$-\frac{K_t}{J} i_q + \frac{B}{J} \omega_m + \frac{T_L}{J} + c \frac{q}{p} x_2^{\frac{q-1}{p}} x_1 = -k \cdot n^{\text{sig}(|s|)} |s|^\alpha \text{sign}(s) - \varphi(t) \cdot s. \quad (16)$$

进一步得到模糊滑模控制器的输出电流:

$$i_q^* = \frac{J}{K_t} \left[k \cdot n^{\text{sig}(|s|)} |s|^\alpha \text{sign}(s) + \varphi(t) \cdot s + c \frac{q}{p} x_2^{\frac{q-1}{p}} x_1 + \frac{B \omega_m}{J} + \frac{T_L}{J} \right]. \quad (17)$$

由式(17)可以看出负载扰动作为常量补偿到控制器中,能够有效提高系统鲁棒性,降低转速波动。

3.2 模糊控制参数及规则设计

由于永磁同步电机控制系统具有非标称性,受外部环境因素影响时转速波动较大,此外滑模

控制不能兼顾收敛速度及抖振。为了解决以上问题,基于模糊控制理论设计滑模趋近律的指数项增益,使系统提高动态性能的同时削弱转速波动。

本文采用 *Mamdani* 模糊推理方法,设定模糊控制以系统状态量 s 作为输入,滑模趋近律指数项增益 $\varphi(t)$ 解模糊前的中间变量 flux 作为输出。若模糊集数量过少,则无法满足输入空间的精细划分,导致控制精度下降;若模糊集数量过多,则会增加模糊推理导致的系统计算负担。因此,划分工业控制中常用的7个模糊集 *NB*(负大)、*NM*(负中)、*NS*(负小)、*ZO*(零)、*PS*(正小)、*PM*(正中)、*PB*(正大),具体隶属函数设计如图2所示。

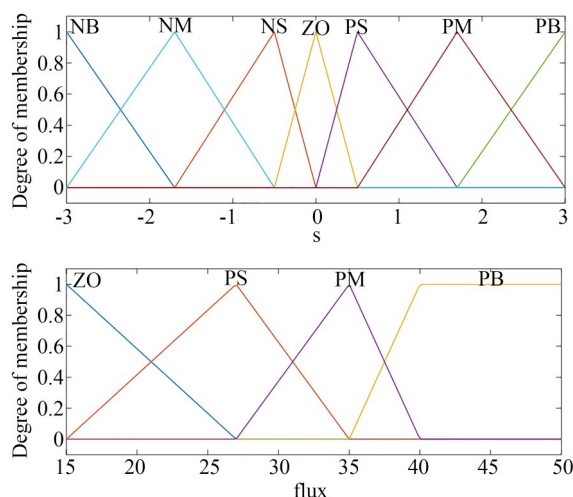


图2 模糊输入及输出隶属度

Fig. 2 Fuzzy input and output affiliations

定义模糊输入的基本论域为 $[-3, 3]$, 采用线性 *Z* 形隶属函数 (*linzmf*)、三角形隶属函数 (*trimf*) 和线性 *S* 形隶属函数 (*linsmf*)。其中, 在论域的左右边界上采用具有陡峭线性特性的 *Z* 形和 *S* 形隶属函数, 能在误差较大时立即输出最大增益; 三角形隶属函数用于中间区域, 提供线性的模糊过渡。定义模糊输出的基本论域为 $[2, 10]$, 采用线性 *Z* 形隶属函数、三角形隶属函数和梯形隶属函数 (*trapmf*)。其中, 在论域的右边界上采用梯形隶属函数, 其平顶特性将模糊输出 flux 限制在论域的安全上限之内, 避免滑模趋近律指数项增益过大导致

系统过流。

当系统速度误差较大时, 即系统状态量 s 较大, 此时 flux 跟随其增大即模糊增益 $\varphi(t)$ 增大, 加快趋近速度使相点尽快到达滑模面; 当系统速度误差较小时, 即系统状态量 s 较小, 此时 flux 跟随其减小即 $\varphi(t)$ 减小, 降低趋近速度, 削弱由于惯性导致的系统抖振。根据以上经验, 以系统状态量 s 作为输入, 滑模趋近律的指数项增益 $\varphi(t)$ 解模糊前的中间变量 flux 作为输出, 定义如下模糊控制规则:

规则1: If $s = \text{NB}$, then $\text{flux} = \text{PB}$ 。

规则2: If $s = \text{NM}$, then $\text{flux} = \text{PM}$ 。

规则3: If $s = \text{NS}$, then $\text{flux} = \text{PS}$ 。

规则4: If $s = \text{ZO}$, then $\text{flux} = \text{ZO}$ 。

规则5: If $s = \text{PS}$, then $\text{flux} = \text{PS}$ 。

规则6: If $s = \text{PM}$, then $\text{flux} = \text{PM}$ 。

规则7: If $s = \text{PB}$, then $\text{flux} = \text{PB}$ 。

对上述模糊规则采用重心法进行解模糊:

$$u = \frac{\int_x x \cdot \mu(x) dx}{\int_x \mu(x) dx}, \quad (18)$$

其中: u 代表解模糊后的精确输出值, x 代表模糊输出, X 代表模糊输出的定义域, $\mu(x)$ 代表模糊输出对应的隶属度。该方法能综合考虑模糊集的所有信息, 输出较平滑, 有利于削弱系统的抖振现象。

将传统指数趋近律、模糊滑模趋近律以及将模糊输出平均值代替模糊增益的固定增益趋近律进行对比, 结果如图3所示。

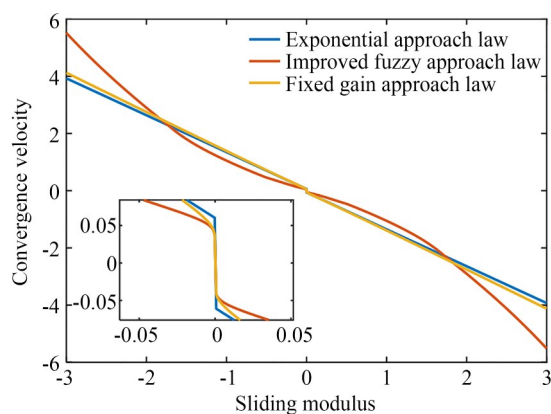


图3 趋近速度与滑模量的关系

Fig. 3 Convergence velocity versus sliding modulus

可以看出,在系统状态靠近滑模面时,模糊滑模趋近律拐点较圆滑且趋近速度小,能有效削弱抖振;在系统状态远离滑模面时,模糊滑模趋近律的趋近速度明显大于其他趋近律,具有更快的收敛速度。综上,该模糊滑模趋近律能有效提高系统的转速控制精度及动态性能。

4 谐波电压补偿器设计

4.1 谐波电流提取

常用的电流提取算法采用谐波坐标变换法,基于多同步旋转坐标系变换三相电流,利用低通滤波器分别滤除其中的交流量即可得到谐波分量。然而低通滤波器无法在截止频率处对信号衰减为零,因此会影响谐波电流的提取精度。

本文采用二阶广义积分滤波器(Second-order Generalized Integrator, SOGI)进行谐波电流提取。其对非中心频率处的交流信号存在幅值衰减和相位衰减,故可以通过频率的设定来提取电流中特定次数的谐波分量。其传递函数如下:

$$G(s) = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2}, \quad (19)$$

其中: s 为拉普拉斯变换域中的复变量, ω_0 为中心频率即目标抑制谐波的频率, k 为阻尼系数。 k 越小时对非中心频率信号的滤波效果越好,但会导致滤波器响应变慢和信号提取延迟,故 k 值的选取要综合滤波效果和响应速度两方面因素考虑。

将未滤波的 i_{hd5} 信号、采用谐波坐标变换法以及采用二阶广义积分器的滤波信号进行对比,结果如图4所示。可以看出经二阶广义积分器滤

波的信号含有更少的交流量,有效减少了其他高频噪声的影响,滤波效果更好。

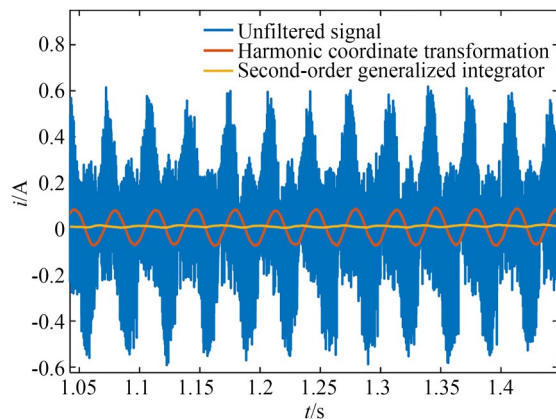


图4 谐波信号提取对比

Fig. 4 Harmonic signal extraction comparison

4.2 谐波电压补偿设计

系统中的相位滞后与谐波频率成正比,因此5次、7次低次谐波受系统延迟影响较小,可有效补偿。在获得谐波电流分量的基础上,基于多同步旋转坐标系设计谐波电压补偿器。根据公式(1)得到永磁同步电机控制系统的稳态电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = -\omega L_q i_q + R_s i_d \\ u_q = \omega L_d i_d + \omega \psi_f + R_s i_q \end{cases} \quad (20)$$

令 $u'_d = u_d$, $u'_q = u_q - \omega \psi_f$, 可得:

$$\begin{cases} u'_d = -\omega L_q i_q + R_s i_d \\ u'_q = \omega L_d i_d + R_s i_q \end{cases} \quad (21)$$

将式(6)代入式(21)可得:

$$\begin{cases} u'_d = -\omega L_q i_{hq1} + R_s i_{hd1} + 5\omega L_q i_{hq5} \sin(-6\omega t + \theta_{i5}) + R_s i_{hd5} \cos(-6\omega t + \theta_{i5}) - \\ \quad 7\omega L_q i_{hq7} \sin(6\omega t + \theta_{i7}) + R_s i_{hd7} \cos(6\omega t + \theta_{i7}) + \dots \\ u'_q = \omega L_d i_{hd1} - R_s i_{hq1} - 5\omega L_d i_{hd5} \cos(-6\omega t + \theta_{i5}) + R_s i_{hq5} \sin(-6\omega t + \theta_{i5}) + \\ \quad 7\omega L_d i_{hd7} \cos(6\omega t + \theta_{i7}) + R_s i_{hq7} \sin(6\omega t + \theta_{i7}) + \dots \end{cases} \quad (22)$$

由于在5次谐波 dq 同步旋转坐标轴系下,5次谐波为直流分量,基波和7次谐波均为交流分量,故将其舍去得到5次谐波稳态电压方程:

$$\begin{cases} u_{hd5} = 5\omega L_q i_{hq5} + R_s i_{hd5} \\ u_{hq5} = -5\omega L_d i_{hd5} + R_s i_{hq5} \end{cases} \quad (23)$$

同理得到7次谐波稳态电压方程:

$$\begin{cases} u_{hd7} = -7\omega L_q i_{hq7} + R_s i_{hd7} \\ u_{hq7} = 7\omega L_d i_{hd7} + R_s i_{hq7} \end{cases} \quad (24)$$

将采集到的谐波电流作为谐波电压补偿器

的输入,基于电压矢量旋转方向将计算得到的5,7次谐波电压合成为6次谐波电压:

$$\begin{cases} u_{hd6} = u_{hd5} + u_{hd7} \\ u_{hq6} = u_{hq5} + u_{hq7} \end{cases} \quad (25)$$

再将6次谐波电压反向注入进电流环从而补偿系统中存在的谐波效应,表达式如式(26):

$$\begin{cases} u_d^* = u_d^{\text{ref}} - u_{hd6} \\ u_q^* = u_q^{\text{ref}} - u_{hq6} \end{cases} \quad (26)$$

其中 u_d^{ref} 和 u_q^{ref} 代表经过PI计算得到的 dq 轴系

统参考电压。通过合理控制注入幅值,能够有效削弱电机相电流中的 5 次和 7 次谐波分量,进而降低转矩脉动,提升永磁同步电机的控制性能。

5 稳定性分析

定义模糊滑模控制器部分的李雅普诺夫函数:

$$V_{\text{flc-smc}} = \frac{1}{2} s^2. \quad (27)$$

定义谐波补偿器部分的李雅普诺夫函数:

$$V_{\text{harmonic}} = \frac{1}{2} L_5 (i_{d5}^2 + i_{q5}^2) + \frac{1}{2} L_7 (i_{d7}^2 + i_{q7}^2). \quad (28)$$

模糊滑模控制器的控制目标是基波频段,谐波补偿器仅作用于 5, 7 次谐波的窄带频段,二者在频率域无交叠,不存在信号耦合干扰。此外,谐波补偿器的响应延迟远小于模糊滑模控制器的滑模面到达时间,不会影响其动态跟踪性能。

因此,全局系统的李雅普诺夫函数 V 可写成两部分子系统函数的线性组合。对 V 进行求导:

$$\dot{V} = \dot{V}_{\text{flc-smc}} + \dot{V}_{\text{harmonic}} = s\dot{s} + L_5 (i_{d5}\dot{i}_{d5} + i_{q5}\dot{i}_{q5}) + L_7 (i_{d7}\dot{i}_{d7} + i_{q7}\dot{i}_{q7}). \quad (29)$$

根据式(1)可得:

$$s\dot{s} = s \left[-k \cdot n^{\text{sig}(|s|)} |s|^{\alpha} \text{sign}(s) - \varphi(t) \cdot s \right]. \quad (30)$$

根据式(13)可得:

$$\begin{cases} L_5 i_{d5} \dot{i}_{d5} = L_5 i_{d5} \left(-\frac{R_5}{L_5} i_{d5} + 5\omega_e i_{q5} \right) \\ L_5 i_{q5} \dot{i}_{q5} = L_5 i_{q5} \left(-\frac{R_5}{L_5} i_{q5} - 5\omega_e i_{d5} \right) \\ L_7 i_{d7} \dot{i}_{d7} = L_7 i_{d7} \left(-\frac{R_7}{L_7} i_{d7} - 7\omega_e i_{q7} \right) \\ L_7 i_{q7} \dot{i}_{q7} = L_7 i_{q7} \left(-\frac{R_7}{L_7} i_{q7} + 7\omega_e i_{d7} \right) \end{cases} \quad (31)$$

将式(30)和式(31)代入式(29),并化简可得:

$$\dot{V} = -k \cdot n^{\text{sig}(|s|)} |s|^{\alpha+1} - \varphi(t) \cdot s^2 - R_5 (i_{d5}^2 + i_{q5}^2) - R_7 (i_{d7}^2 + i_{q7}^2), \quad (32)$$

其中: $k, n, \varphi(t), R_5, R_7$ 均为正数,则 $\dot{V} \leq 0$ 。当 $\dot{V} = 0$ 时, $s = i_{d5} = i_{q5} = i_{d7} = i_{q7} = 0$ 。根据李雅普诺夫稳定性原理,采用该模糊滑模控制器及谐波补偿器的复合控制方法的全局闭环系统渐近稳定。

6 结果分析

为了验证本文提出的基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的复合控制方法有效性,对其进行仿真与实验分析。永磁同步电机伺服控制系统采用双闭环控制策略,速度环采用模糊滑模控制器(FLC-SMC),电流环采用PI控制器结合谐波电压补偿器,基于该复合控制方法的永磁同步电机控制结构框图如图5所示。

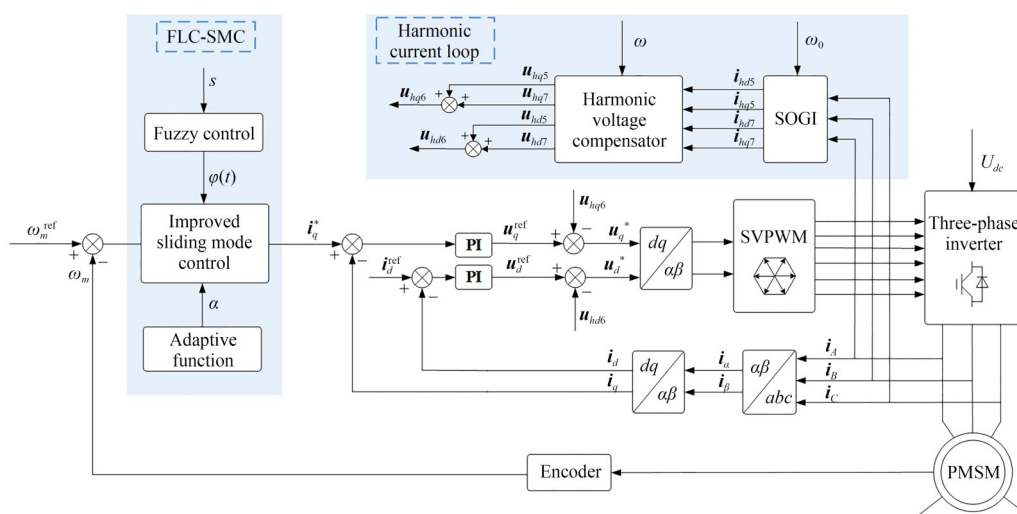


图 5 基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的 PMSM 复合控制框图

Fig. 5 Block diagram of PMSM composite control based on fuzzy sliding mode control and harmonic voltage compensator

6.1 仿真结果分析

为验证提出的模糊滑模控制器的有效性,电流环采用PI控制,速度环分别采用PI控制器、滑模控制器以及模糊滑模控制器,进行仿真对比。给定转速参考值为100 r/min,采用三种不同控制方法的转速响应结果如图6所示。由图6可以看出,相比于PI控制器和传统滑模控制器,采用模糊滑模控制器时转速响应调节时间短且无超调,转速稳态波动最小,控制精度最高。相比于传统滑模控制,有效降低了系统抖振。

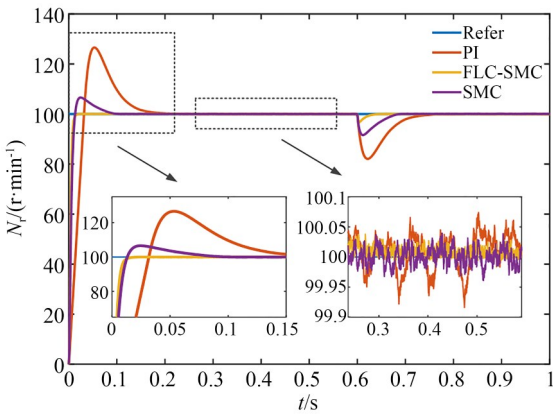


图6 阶跃响应仿真结果

Fig. 6 Simulation results of step response

在 $t=0.6$ s时向系统叠加 $10\text{ N}\cdot\text{m}$ 的外部力矩扰动,采用三种不同控制方法的转速响应结果如图7所示。可以看到,在系统受到扰动时,采用模糊滑模控制器转速波动值最小,转速恢复时间最短,相比于PI最大转速波动值减少了

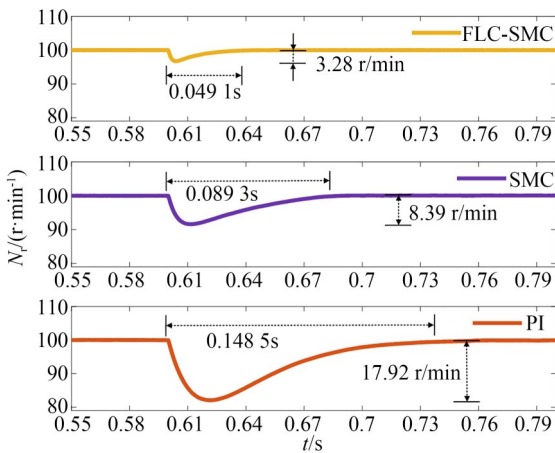


图7 突加负载转速响应仿真结果

Fig. 7 Simulation results of the speed response to sudden load

81.70%,恢复时间减少了66.94%;相比于SMC最大转速波动值减少了60.91%,恢复时间减少了45.02%。

以上仿真结果表明,相比于PI控制方法和传统滑模控制方法,本文提出的模糊滑模控制方法可有效提高系统的动态响应性能和抗扰动能力。

为了验证谐波电压补偿器的有效性,在仿真模型中加入5次、7次谐波分量对应的6次转矩脉动等效负载来模拟谐波干扰,以更好地观察谐波抑制效果。引入谐波电压在线补偿前后的相电流响应结果对比如图8所示。采用FFT对A相电流进行频域分析,结果对比如图9所示。

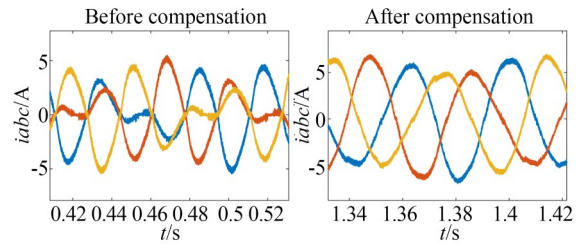


图8 三相电流响应仿真结果

Fig. 8 Simulation results of three-phase current response

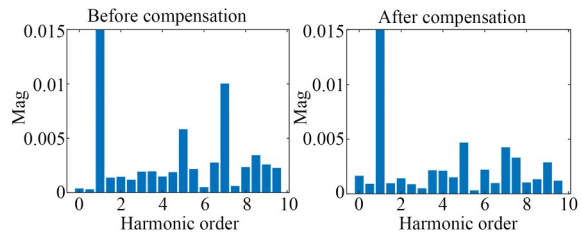


图9 A相电流FFT分析结果

Fig. 9 FFT analysis results of phase-A current

由仿真结果可以看出,加入谐波电压在线补偿后,有效抑制了电机相电流中的5次、7次谐波分量,相电流的谐波失真得到了改善。

6.2 实验结果分析

为了进一步验证本文提出的基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的复合控制方法有效性,在如图10所示的永磁同步电机伺服控制实验平台上进行实验测试。永磁同步电机系统的主要参数如表1所示。控制算法由DSP处理器实现,利用FPGA实现编码器数据读取、逆变器开关及

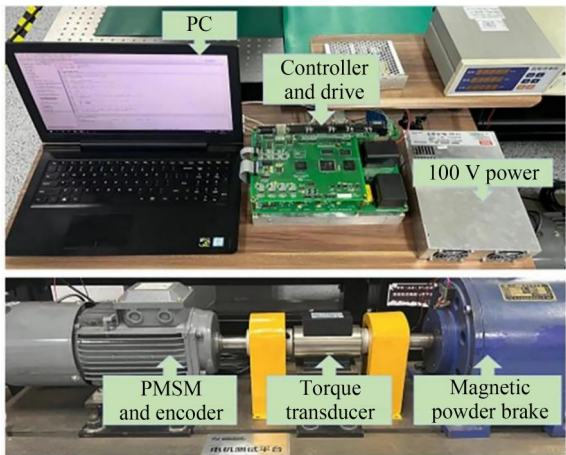


图 10 永磁同步电机实验平台
Fig. 10 Experimental platform for PMSM

表 1 永磁同步电机参数
Tab. 1 Parameters of PMSM

Parameter	Value
Stator resistance/ Ω	0.675
Stator inductance/H	0.006 5
Magnetic flux linkage/Wb	0.29
Number of pole pairs	3
Viscous damping coefficient/ $(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	0.02
Moment of inertia/ $(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.042 5
Rated power/kW	5.5
DC-bus rated voltage/V	100

故障保护等。

给定参考转速 50 r/min, 100 r/min, 200 r/min, 分别采用 PI 控制方法、基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的复合控制方法的实验结果如图 11 和图 12 所示。对 100 r/min 状态下采用 PI

控制方法的系统分别进行突加/突减 1 N·m 和 1.5 N·m 负载力矩扰动, 实验结果如图 13 所示; 对 100 r/min 状态下采用复合控制方法的系统分别进行突加/突减 1 N·m 和 1.5 N·m 负载力矩扰动, 实验结果如图 14 所示, 转速响应数据具体见表 2 和表 3。

从实验结果可以看出, 在跟踪速度阶跃信号时不同转速状态下, 采用复合控制方法相比于采用 PI 控制方法, 均能有效提升动态响应速度且无超调。其中, 在 100 r/min 状态下, 所设计的复合控制方法将调节时间由 2.75 s 降至 1.53 s, 动态响应速度提升了 44.36%。

在 100 r/min 状态下突加 1 N·m 力矩扰动时, 采用复合控制方法将最大转速波动值降低了 37.44%, 转速恢复调节时间缩短了 16.57%; 突减 1 N·m 力矩扰动时, 采用复合控制方法将最大转速波动值降低了 45.76%, 转速恢复调节时间缩短了 5.38%。

在 100 r/min 状态下突加 1.5 N·m 力矩扰动时, 采用复合控制方法将最大转速波动值降低了 30.38%, 转速恢复调节时间缩短了 48.68%; 突减 1.5 N·m 力矩扰动时复合控制方法将最大转速波动值降低了 65.28%, 转速恢复调节时间缩短 41.83%。

系统稳态时分别采用 PI 控制方法、线性自抗扰控制方法和基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的复合控制方法的相电流响应及其 FFT 分析结果见图 15。采用 PI 控制方法、单独使用谐波补偿器的 PI 控制方法和复合控制方法的 q 轴电流响应及 FFT 分析结果见图 16。

由图 15 可以看出, 相比于 PI 控制方法, 线性自抗扰控制方法抑制谐波的能力微弱, 而采用复合控制方法的相电流波形失真更小, 相电流中的

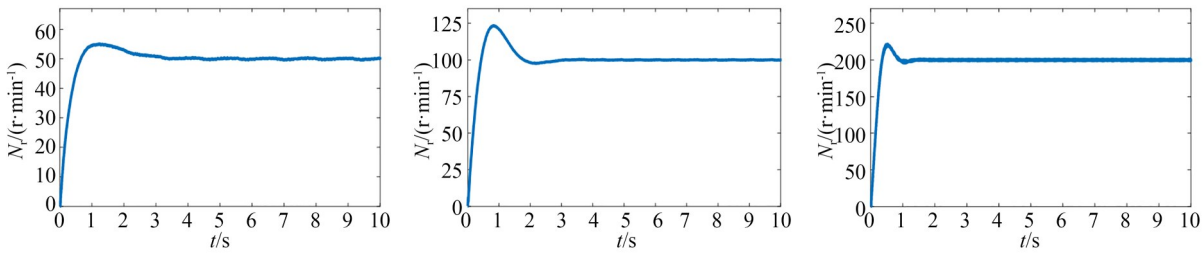


图 11 PI 控制方法在不同转速下的阶跃响应实验结果
Fig. 11 PI control step response's experimental results under different rotational speed

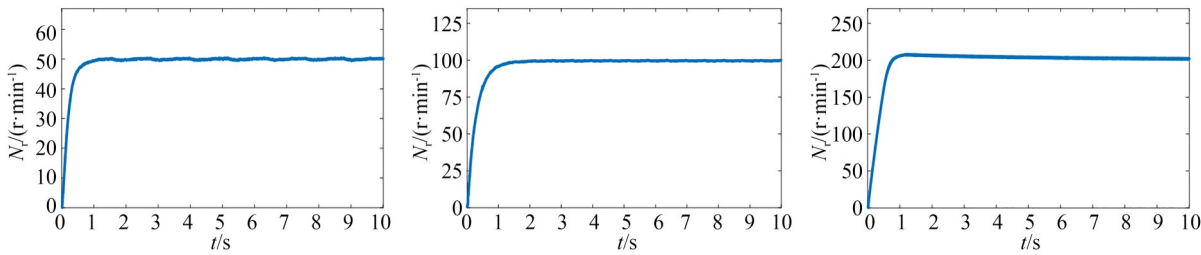


图 12 复合控制方法在不同转速下的阶跃响应实验结果

Fig. 12 Composite control step response's experimental results under different rotational speed

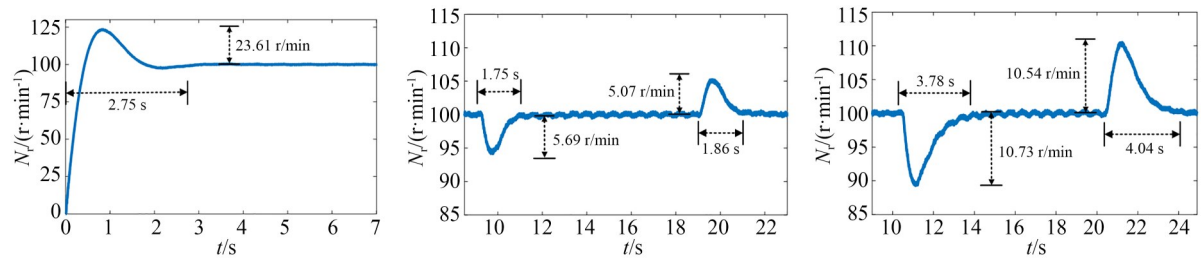


图 13 100 rpm 下 PI 控制方法阶跃响应及加减 1 N·m 和 1.5 N·m 负载实验结果

Fig. 13 PI control step response and experimental results of adding and subtracting 1 N·m and 1.5 N·m loads under 100 rpm

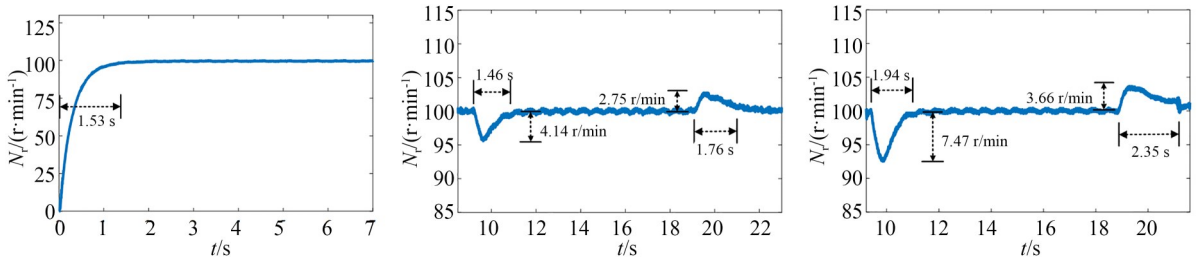


图 14 100 rpm 下复合控制方法阶跃响应及加减 1 N·m 和 1.5 N·m 负载实验结果

Fig. 14 Composite control step response and experimental results of adding and subtracting 1 N·m and 1.5 N·m loads under 100 rpm

表 2 突加负载数据对比

Tab. 2 Comparison of sudden load data

Control method	Recovery time/s	Fluctuation/rpm
	(1 N·m/1.5 N·m)	(1 N·m/1.5 N·m)
PI	1.75/3.78	5.69/10.73
Composite	1.46/1.94	4.14/7.47

表 3 突减负载数据对比

Tab. 3 Comparison of load shedding data

Control method	Recovery time/s	Fluctuation/rpm
	(1 N·m/1.5 N·m)	(1 N·m/1.5 N·m)
PI	1.86/4.04	5.07/10.54
Composite	1.76/2.35	2.75/3.66

5次、7次谐波分量分别由PI控制方法的 2.69×10^{-3} 、 2.53×10^{-3} 降低为 0.87×10^{-3} 、 0.86×10^{-3} ，谐波抑制率分别达到了67.66%和65.61%；图16中 q 轴电流的幅值及FFT分析结果进一步验证了复合控制方法抑制系统中电流谐波的有效性，仅加入谐波补偿算法时，将PI控制方法的6次脉动谐波由 2.04×10^{-3} 降低为 0.94×10^{-3} ，采用复合控制方法时进一步降低6次脉动谐波至 0.77×10^{-3} 。综上，本文提出的基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的复合控制方法可有效抑制系统中的电流谐波，提高系统的动态响应能力、鲁棒性和转速控制性能。

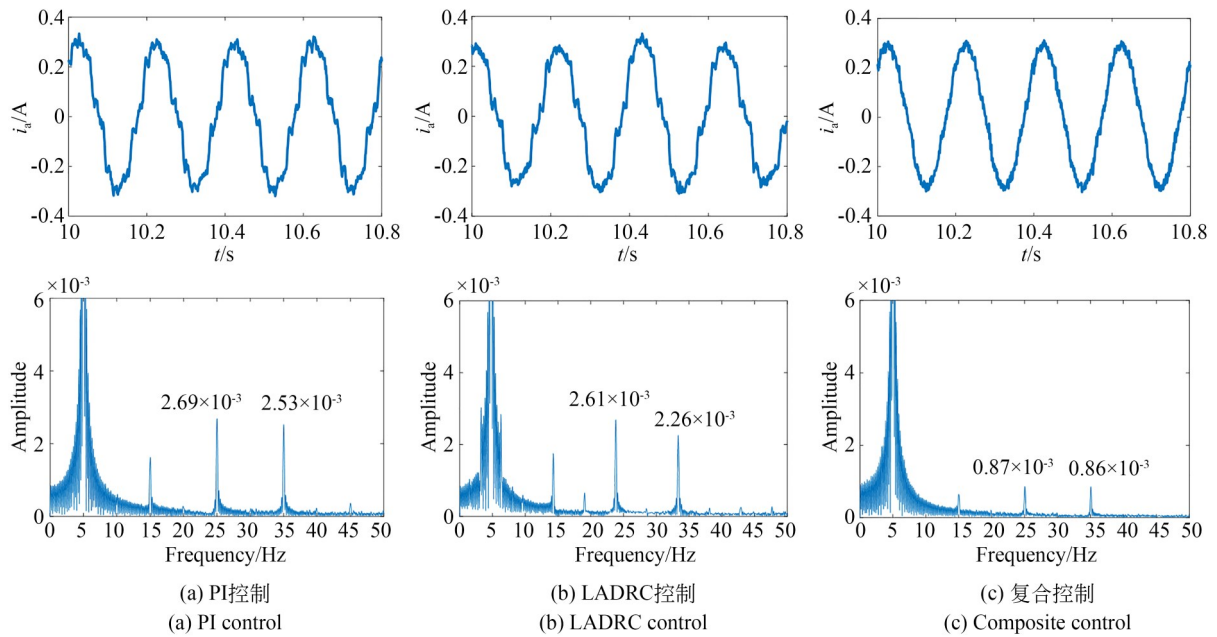
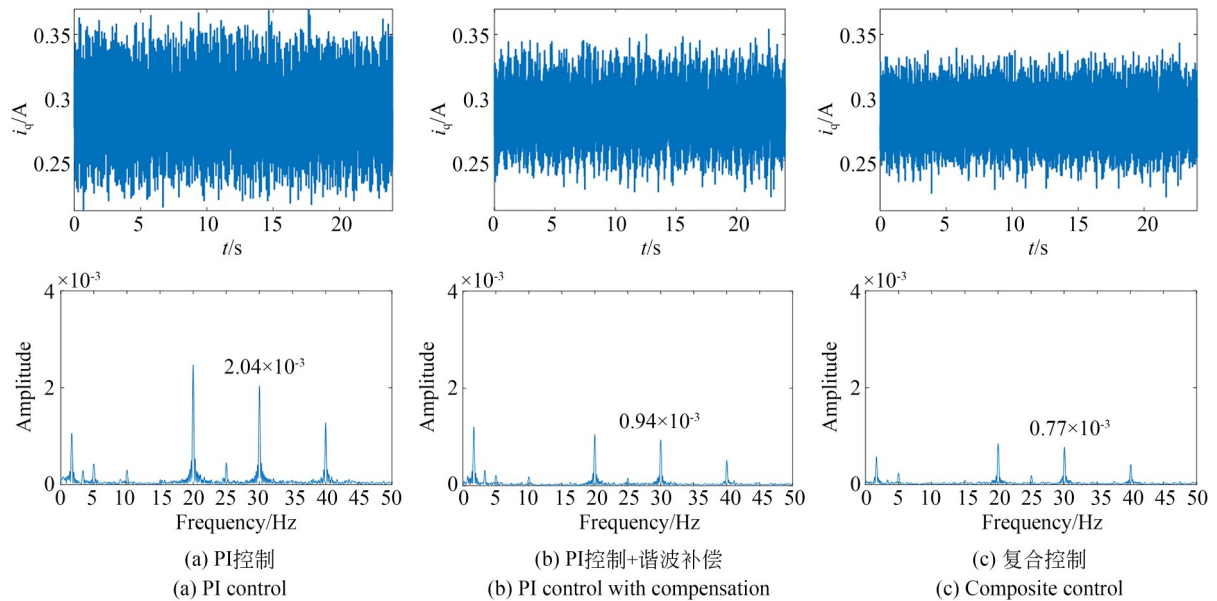


图 15 相电流及 FFT 分析结果

Fig. 15 Phase current and FFT analysis results

图 16 q 轴电流及 FFT 分析结果Fig. 16 q -axis current and FFT analysis results

7 结 论

针对永磁同步电机系统中电流谐波脉动、外部力矩扰动等因素导致速度控制性能下降的问题,本文设计了一种基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的复合控制方法。首先,结合模糊控制与滑模控制在抑制滑模抖振的同时兼顾系统的

动态响应性能和抗扰动能力;此外,谐波电压补偿器能够有效削弱系统中的电流谐波,降低转速脉动。实验结果表明,采用该复合控制方法跟踪阶跃速度指令时调节时间短且速度响应无超调;相比于PI控制方法,突加 $1.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 力矩扰动时最大转速波动值减小 30.38% ,转速恢复调节时间缩短 48.68% ;同时,将相电流中的5次、7次谐波

分量分别降低为 0.87×10^{-3} 和 0.86×10^{-3} , q 轴电流中的 6 次谐波分量降低为 0.77×10^{-3} 。基于模糊滑模控制及谐波电压补偿器的复合控制方法可有效提高永磁同步电机控制系统的响应速度和抗扰动能力,削弱由电流谐波导致的转矩脉动,提高系统的转速控制精度。

参考文献:

- [1] YUE F F, LI X F, ZHANG S. Robust adaptive integral sliding mode control for two-axis optoelectronic tracking and measuring system based on novel nonlinear extended state observer[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2023, 72: 7008511.
- [2] QU D X, DU Y Y, LI X. PMSM sensorless control of manipulator joints based on improved pulsating high frequency signal injection method[C]. 2024 14th Asian Control Conference (ASCC), 2024.
- [3] CAO H Y, DENG Y T, LI H W, *et al.* Generalized active disturbance rejection with reduced-order vector resonant control for PMSM current disturbances suppression[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(5): 6407-6421.
- [4] 夏先齐, 张葆, 李贤涛, 等. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机低速滑模控制[J]. *光学精密工程*, 2019, 27(12): 2628-2638.
XIA X Q, ZHANG B, LI X T, *et al.* Low speed sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended state observer[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2019, 27(12): 2628-2638. (in Chinese)
- [5] SUN X D, CAO J H, LEI G, *et al.* A composite sliding mode control for SPMSM drives based on a new hybrid reaching law with disturbance compensation[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, 7(3): 1427-1436.
- [6] 魏宗恩, 邓永停, 乔延婷, 等. 基于高斯过程的参数辨识及永磁同步电机模型电流预测控制策略[J]. *光学精密工程*, 2023, 31(4): 479-490.
WEI Z E, DENG Y T, QIAO Y T, *et al.* Gaussian process-based parameter identification and model current predictive control strategy of PMSM[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2023, 31(4): 479-490. (in Chinese)
- [7] QU K N, CHENG C W, HUA W. Speed fluctua-

作者贡献声明:

刘子闻:负责算法实现及论文撰写;
李洪文:提供研究资源及项目指导;
刘京:提出研究思路及论文修改指导;
邓永停:统筹研究方向及整体把控;
刘秀峰:负责实验设计及结果验证。

- tion suppression of PMSM based on repetitive active disturbance rejection control[C]. 2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). November 5-8, 2023, Zhuhai, China. IEEE, 2023: 1073-1077.
- [8] XU W, WU J. Fixed-time stabilization of the disturbed PMSM system Via adaptive method [C]. 2022 41st Chinese Control Conference (CCC). July 25-27, 2022, Hefei, China. IEEE, 2022: 317-322.
- [9] ZHANG X T, JIANG Q. Research on sensorless control of PMSM based on fuzzy sliding mode observer[C]. 2021 IEEE 16th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). August 1-4, 2021, Chengdu, China. IEEE, 2021: 213-218.
- [10] YANG T, DENG Y T, LI H W, *et al.* Fast integral terminal sliding mode control with a novel disturbance observer based on iterative learning for speed control of PMSM [J]. *ISA Transactions*, 2023, 134: 460-471.
- [11] HE M Y, HE J H, CHENG G Y. Robust nonlinear servo control of permanent magnet synchronous motor based on finite-time extended state observer [C]. 2024 43rd Chinese Control Conference (CCC). July 28-31, 2024, Kunming, China. IEEE, 2024: 3042-3047.
- [12] 刘京, 李洪文, 邓永停. 基于扰动观测器的永磁同步电机电流环自适应滑模控制[J]. *光学精密工程*, 2017, 25(5): 1229-1241.
LIU J, LI H W, DENG Y T. Current adaptive sliding mode control based on disturbance observer for permanent magnet synchronous motor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(5): 1229-1241. (in Chinese)
- [13] SUN G H, MA Z Q, YU J Y. Discrete-time fractional order terminal sliding mode tracking control for linear motor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(4): 3386-3394.

- [14] CHUN CHEUNG K H, HALIM D, BUTICCHI G, *et al.* Analysis of cogging torque of a PMSM drive and its mitigation *via* hybrid static-active filtering and proportional-integral control [C]. 2024 *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. September 1-4, 2024, Torino, Italy. IEEE, 2024: 1-6.
- [15] ZHANG Z J, LI J, CHEN J B, *et al.* Research on Dead-Time compensation of inverter based on fuzzy adaptive PI control [C]. 2019 *Chinese Automation Congress (CAC)*. November 22-24, 2019, Hangzhou, China. IEEE, 2019: 5664-5668.
- [16] XIAO H W, HE Y J, DENG Q R, *et al.* A novel compensation strategy to asymmetric dead time based on three level inverter [C]. 2019 *IEEE Sustainable Power and Energy Conference (iSPEC)*. November 21-23, 2019, Beijing, China. IEEE, 2019: 295-299.
- [17] WU Q H, CAI Y Q, ZHANG R L. Optimization control of PMSM based on fuzzy control and inverter dead-time compensation [C]. 2023 *3rd International Conference on Electronic Information Engineering and Computer Science (EIECS)*. September 22-24, 2023, Changchun, China. IEEE, 2023: 5-10.
- [18] 沈梦圆, 谢芳, 张文雨. 基于电压谐波注入算法的PMSM转矩脉动抑制研究[J]. 机床与液压, 2023, 51(24): 54-59.
SHEN M Y, XIE F, ZHANG W Y. Research on torque ripple suppression of PMSM based on voltage harmonic injection algorithm [J]. *Machine Tool & Hydraulics*, 2023, 51(24): 54-59. (in Chinese)
- [19] 廖勇, 甄帅, 刘刃, 等. 用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 119-127.
LIAO Y, ZHEN S, LIU R, *et al.* Torque ripple suppression of permanent magnet synchronous motor by the harmonic injection [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(21): 119-127. (in Chinese)
- [20] 张顺杰, 周士贵, 张津硕, 等. 反向弧转子齿转矩脉动抑制[J]. 微电机, 2024, 57(5): 50-56, 66.
ZHANG S J, ZHOU S G, ZHANG J S, *et al.* Reverse arc rotor tooth torque pulsation suppression [J]. *Micromotors*, 2024, 57(5): 50-56, 66. (in Chinese)
- [21] WANG T G, ZHU X Y, XIANG Z X, *et al.* Cogging torque reduction of a V-Shaped PM vernier motor from perspective of airgap permeance [C]. 2020 *IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD)*. October 16-18, 2020, Tianjin, China. IEEE, 2020: 1-2.
- [22] ADASE L A, ALSOFYANI I M, LEE K B. Predictive torque control with simple duty-ratio regulator of PMSM for minimizing torque and flux ripples [J]. *IEEE Access*, 2019, 8: 2373-2381.
- [23] 燕罗成, 廖勇, 陈静怡. 基于梯度下降法的PMSM转矩脉动抑制策略[J]. 电力电子技术, 2019, 53(9): 18-20.
YAN L C, LIAO Y, CHEN J Y. Torque ripple suppression of PMSM based on gradient descent optimization [J]. *Power Electronics*, 2019, 53(9): 18-20. (in Chinese)
- [24] 程勇, 李思卿, 李森豪. 永磁同步电机干扰观测复合滑模控制技术[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(3): 39-46, 64.
CHENG Y, LI S Q, LI S H. Compound sliding mode control technology of permanent magnet synchronous motor based on disturbance observation [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(3): 39-46, 64. (in Chinese)

作者简介:



刘子闻(2001—),女,吉林吉林人,硕士研究生,主要从事机电系统精密控制方面的研究。E-mail: liuzw0407@163.com

通讯作者:



李洪文(1970—),男,四川乐至人,中国科学院长春光学精密机械与物理研究所研究员,博士生导师,主要从事地基大型望远镜精密跟踪控制及总体技术。E-mail: lihongwen@ciomp.ac.cn