

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2417304

基于差分进化算法的PMSM模糊反步控制*

黄伟 马家庆 陈昌盛 何志琴 吴钦木

(贵州大学电气工程学院 贵阳 550025)

摘要: 为了提升永磁同步电机的控制性能,针对模糊PID控制下永磁同步电机变速时超调较大,抗干扰性能差等问题,提出了一种基于差分进化算法的永磁同步电机模糊反步控制策略。首先,将模糊控制策略与反步控制理论相结合,对转速环和电流环的结构参数进行调整。接着,在此基础上用差分进化算法对模糊控制器中的结构参数进行优化。最后,通过仿真和实验对所提控制策略进行验证。实验结果表明,在所提控制策略下,电机突加负载时转速降落减小了1.78%;空载下,降速时转速超调量减小了22.9%、升速时转速超调量减小了3.5%,提升了系统的抗干扰能力。

关键词: 永磁同步电机;模糊控制;反步控制;差分进化算法

中图分类号: TM341;TN63 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8020

Fuzzy backstepping control of PMSM based on differential evolution algorithm

Huang Wei Ma Jiaqing Chen Changsheng He Zhiqin Wu Qinmu

(College of Electrical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

Abstract: In order to improve the control performance of permanent magnet synchronous motor, a fuzzy backstepping control strategy of permanent magnet synchronous motor based on differential evolution algorithm was proposed to solve the problems of large overshoot and poor anti-interference performance of permanent magnet synchronous motor when changing speed under fuzzy PID control. Firstly, the fuzzy control strategy is combined with the backstepping control theory to adjust the structural parameters of the speed loop and the current loop. Then, on this basis, the differential evolution algorithm is used to optimize the structural parameters in the fuzzy controller. Finally, the proposed control strategy is verified by simulation and experiment. The experimental results show that the speed drop of the motor is reduced by 1.78% under the proposed control strategy. Under no-load conditions, the overshoot of speed is reduced by 22.9% when the speed is lowered and 3.5% when the speed is raised, which improves the anti-interference ability of the system.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; fuzzy control; backstepping control; differential evolution algorithm

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)凭借其高功率密度、高转矩密度、宽调速范围等优势,已成为航空航天、轨道交通、新能源等领域的核心动力单元^[1]。传统PMSM控制系统通常采用PI控制,而PI控制是一种线性控制方法,在参数匹配的情况下有较好的控制效果^[2]。由于永磁同步电机是一个非线性、强耦合系统,使用传统的PI控制器在快速性和稳定性上存在较

大缺陷,不能满足控制系统的高性能要求^[3]。目前,许多研究人员提出了大量先进的控制策略,如模糊控制^[4-6]、滑模控制^[7-8]、模型预测控制^[9-11]、神经网络控制^[12-14]等。模糊控制不需要精确的数学模型、有很好的逼近特性,因此被广泛使用。相较于传统PI控制,在模糊控制下系统的响应速度和稳定性都有了很大提升,但也存在一些问题,例如PMSM在实际运行中受到各种外界干扰和工况变化影响时转速超调较大,抗干扰能力有待提升。针对上述问题,冯建鑫等^[15]提出基于改进扰动观测器的鲁棒自适应反步控

收稿日期:2024-11-07

* 基金项目:国家自然科学基金(62163006,52267003)、贵州省科技厅支撑计划项目(QKHZ[2021]G442, QKHZ[2022]G264, QKHZ[2023]G096, QKHZ[2023]G179)、贵州省科技厅计划项目(QKHCG-LH[2024]Z028)资助

制器,在自适应反步控制器中增加了鲁棒反馈项,并对扰动观测器进行了改进,明显减小了系统跟踪误差,有良好的抗扰性能,但其鲁棒反馈项设计难以实现对 PMSM 非线性的完全补偿。余莉等^[16]提出一种积分滑模控制器,并引入光滑、连续的新式饱和函数替代滑模控制器中的符号函数,使用模糊控制对滑膜趋近率中参数进行自适应调节,以提高系统的抗扰动性能和鲁棒性,但其模糊论域及初始参数的设定过于依赖专家经验,参数匹配能力欠佳。王伟然等^[17]提出一种永磁同步电机模糊自整定自适应积分反步控制方法,将 dq 轴电流误差积分项引入自适应反步控制器控制律中,构成自适应电流误差积分反步控制器,实现对 dq 轴电流给定的精确跟踪,提高 dq 轴电流控制系统对内部参数扰动的鲁棒性,但其控制器设计较为复杂。蒋捷等^[18]提出一种基于改进差分进化算法的永磁同步电机转速整定方法,选取误差绝对值与时间乘积的积分和控制量平方项的双指标加权值作为系统优化的目标函数,通过引入惩罚项来抑制系统超调,进行转速 PI 参数的优化设计,有效提升系统响应速度,降低超调量,但其抗干扰能力还有待提升。因此,PMSM 在综合性能的提升方面还需要深入研究^[19]。

本文提出了一种基于差分进化算法的 PMSM 模糊反步控制策略。首先,在模糊控制策略的基础上引入反步控制理论,将高阶系统分解成低阶子系统,根据李雅普诺夫判稳法使各阶子系统逐级稳定,从而使系统达到全局稳定。接着,利用差分进化算法的全局搜索能力和寻优特性使模糊控制器的结构参数达到最优,旨在减小系统变速时的转速超调、提高系统的抗干扰性能。最后,通过仿真和实验对所提控制策略进行验证。

1 PMSM 反步控制器设计

针对表贴式永磁同步电机,采用 $i_d = 0$ 的控制策略,其在 dq 轴下的数学模型为:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} \frac{n_p}{J} \psi_f i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{1}{J} T_L \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_d + n_p \omega_m i_q + \frac{1}{L} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L} i_q - n_p \omega_m i_d - \frac{n_p}{L} \psi_f \omega_m + \frac{1}{L} u_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: R_s 为定子电阻, i_d 、 i_q 为定子电流 dq 轴分量, n_p 为转子极对数, ψ_f 为转子磁链, J 为转子转动惯量, T_L 为负载转矩, B 为粘滞摩擦系数, ω_m 为转子机械角速度。

反步设计法的基本思想是将复杂的非线性系统分解成不超过系统阶数的子系统,然后为每个子系统设计部分 Lyapunov 函数和中间虚拟控制量,一直“后退”到整个系统,将其集成起来完成整个控制律的设计^[20]。具体设计步骤为:

第一步:定义误差变量,构造第一子系统。

$$\begin{cases} e_\omega = \omega_{ref} - \omega_m \\ e_q = i_{qref} - i_q \\ e_d = i_{dref} - i_d \\ e_{T_L} = \hat{T}_L - T_L \\ e_{R_s} = \hat{R}_s - R_s \end{cases} \quad (2)$$

式中: ω_{ref} 是给定电机转速, e_ω 是电机转速跟随误差; i_{qref} 是期望 q 轴电流, e_q 是 q 轴电流跟随误差; i_{dref} 是期望 d 轴电流, e_d 是 d 轴电流跟随误差; \hat{T}_L 是估计负载转矩, e_{T_L} 是负载转矩误差; \hat{R}_s 是估计定子电阻, e_{R_s} 是定子电阻误差。

构造第一子系统,对 e_ω 求导可得:

$$\dot{e}_\omega = -\dot{\omega}_m = -\frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} n_p \psi_f i_q - T_L - B \omega_m \right) \quad (3)$$

选取 Lyapunov 函数为 $V_1 = \frac{1}{2} e_\omega^2$, 引入参数 k_1 并求导得:

$$\dot{V}_1 = k_1 e_\omega \dot{e}_\omega = -k_1 e_\omega^2 - k_1 e_\omega \left[\frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} n_p \psi_f i_q - T_L - B \omega_m \right) - e_\omega \right] \quad (4)$$

由式(4)可知,将期望 q 轴电流 i_{qref} 设置为:

$$i_{qref} = \frac{2}{3n_p \psi_f} [T_L + B \omega_m + J k_1 e_\omega] \quad (5)$$

此时, $\dot{V}_1 = -k_1 e_\omega^2 \leq 0$, 即第一子系统渐近稳定。

第二步:设置 $i_{dref} = 0$, 将 i_{dref} 和 i_{qref} 设为第二子系统的虚拟控制量。若要保证系统全局稳定,各阶子系统都应保持稳定,故选取 Lyapunov 函数为:

$$V = V_1 + \frac{1}{2} k_2 e_q^2 + \frac{1}{2} k_3 e_d^2 + \frac{1}{2\beta_1} e_{T_L}^2 + \frac{1}{2\beta_2} e_{R_s}^2 \quad (6)$$

式中: k_2 、 k_3 分别是 d 、 q 轴电流误差反馈增益, β_1 、 β_2 分别是转矩误差和电阻误差自适应调整增益,且 k_2 、 $k_3 > 0$, β_1 、 $\beta_2 > 0$ 。

对式(6)求导得:

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + k_2 e_q \dot{e}_q + k_3 e_d \dot{e}_d + \frac{1}{2\beta_1} e_{T_L} \dot{e}_{T_L} + \frac{1}{2\beta_2} e_{R_s} \dot{e}_{R_s} \quad (7)$$

判稳方法与第一步同理,将式(2)代入式(7)中整理可得反步控制律为:

$$\begin{cases} u_d = L(k_3 e_d - n_p \omega_m i_q) + e_{R_s} i_d \\ u_q = L(k_2 e_q + n_p \omega_m i_d) + (e_{R_s} - k_1) i_q + \\ \quad n_p \psi_f \omega_m + \frac{2(k_1 - 1)}{3n_p \psi_f} e_{T_L} \\ \hat{T}_L = \beta_1 \left(\frac{1}{J} e_\omega + \frac{2}{3n_p \psi_f} k_1 e_q \right) \\ \hat{R}_s = \frac{\beta_2}{L} (i_d e_d + i_q e_q) \end{cases} \quad (8)$$

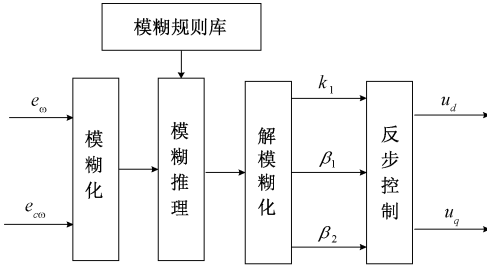
2 模糊反步控制器设计和优化

2.1 模糊反步控制器设计

模糊反步控制器由模糊控制器和反步控制器两部分共

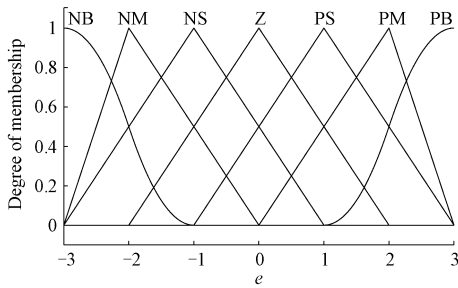
同构成,模糊控制器是一种利用模糊数学的基本思想和理论的控制方法,它基于模糊集合论、模糊语言变量和模糊逻辑推理,其工作原理主要包含模糊化、模糊推理、反模糊化3个步骤。

将PMSM控制系统中模糊控制器的输出作用到反步控制器,使系统受到扰动时能较快恢复到原运行状态,增强系统抗干扰能力。传统模糊反步控制器结构如图1(a)所示。本文将转速误差 e_ω 和转速误差变化率 $e_{c\omega}$ 作为模糊控制器的输入,自适应增益 k_1, β_1, β_2 作为模糊控制器的输出。



(a) 传统模糊反步控制器原理图

(a) Principled diagram of traditional fuzzy backstepping controller



(b) e_ω 的隶属度函数图像

(b) Membership function image of e_ω

图1 传统模糊反步控制器及隶属度函数图

Fig.1 Traditional fuzzy backstepping controller and membership function diagram

定义模糊控制输入输出均为负大(NB)、负中(NM)、负小(NS)、零(ZO)、正小(PS)、正中(PM)、正大(PB)。以 k_1 为例,设计模糊规则如表1所示。 e_ω 的隶属度函数如图1(b)所示,其他隶属度函数与之类似。

表1 k_1 模糊控制规则

Table 1 Fuzzy control rules of k_1

e_ω	$e_{c\omega}$						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PS	PS	PS	PS	PM	PM
NM	PB	PS	PS	PS	PS	PM	PS
NS	PS	ZO	ZO	ZO	PS	PM	PS
ZO	ZO	ZO	NM	NB	NM	ZO	PS
PS	PS	PS	PS	PS	NS	NS	PM
PM	PM	PS	PS	PS	ZO	ZO	PB
PB	PM	PM	PM	PM	PS	PS	PB

2.2 差分进化算法优化模糊反步控制器

差分进化算法从一个随机产生的初始种群开始,通过把种群中任意两个个体的向量差与第3个个体求和来产生新个体。然后,将新个体与当代种群中相应的个体相比较,如果新个体的适应度优于当前个体的适应度,则在下一代中就用新个体取代旧个体,否则仍保存旧个体。通过不断地进化,保留优良个体,淘汰劣质个体,引导搜索向最优解逼近,整体结构上与其他进化类似,由变异、交叉和选择3个基本操作构成。标准差分进化算法主要包括以下4个步骤:

步骤1) 随机初始化种群。

在 n 维空间中随机生成满足约束条件的 M 个个体:

$$\mathbf{x}_{ij}(0) = rand_{ij}(0,1)(\mathbf{x}_{ij}^U - \mathbf{x}_{ij}^L) + \mathbf{x}_{ij}^L \quad (9)$$

式中: \mathbf{x}_{ij}^U 和 \mathbf{x}_{ij}^L 分别为第 j 个染色体的上界和下界; $rand_{ij}(0,1)$ 为 $[0,1]$ 之间的随机数。

步骤2) 变异。

从群体中随机选择3个个体 $\mathbf{x}_{p_1}, \mathbf{x}_{p_2}$ 和 \mathbf{x}_{p_3} 进行变异操作:

$$\mathbf{h}_{ij}(t+1) = \mathbf{x}_{p_1j}(t) + F(\mathbf{x}_{p_2j}(t) - \mathbf{x}_{p_3j}(t)) \quad (10)$$

式中: $i \neq p_1 \neq p_2 \neq p_3, \mathbf{x}_{p_2j}(t) - \mathbf{x}_{p_3j}(t)$ 为差异化向量, F 为缩放因子; p_1, p_2, p_3 为随机整数。

步骤3) 交叉。

为了增加群体的多样性,需进行交叉操作:

$$\mathbf{v}_{ij}(t+1) = \begin{cases} \mathbf{h}_{ij}(t+1), & rand_{ij} \leq CR \\ \mathbf{x}_{ij}(t), & rand_{ij} > CR \end{cases} \quad (11)$$

式中: $rand_{ij}$ 为 $[0,1]$ 之间的随机小数; CR 为交叉因子, $CR \in [0,1]$ 。

步骤4) 选择。

为了确定 $\mathbf{x}_i(t)$ 是否成为下一代种群成员,需按照贪婪准则将试验向量 $\mathbf{v}_i(t+1)$ 和目标向量 $\mathbf{x}_i(t)$ 对目标函数进行比较:

$$\mathbf{x}_i(t+1) = \begin{cases} \mathbf{v}_i(t+1), f(\mathbf{v}_i(t+1)) < f(\mathbf{x}_i(t)) \\ \mathbf{x}_i(t), f(\mathbf{v}_i(t+1)) \geq f(\mathbf{x}_i(t)) \end{cases} \quad (12)$$

由于模糊控制规则和隶属度函数的设计依赖专家经验,并且模糊控制表的量化层级有限,导致模糊控制器的控制精度受到一定限制。

利用差分进化算法,随机初始化参数($k_{e\omega}, k_{e_{c\omega}}, k_{k_1}, k_{\beta_1}, k_{\beta_2}$)后通过不断寻优,最终得到较好的输出参数。基于差分进化算法的模糊反步控制器的原理图如图2所示,为了使输出参数达到最优,需要选择合适的适应度函数,以达到减小系统超调、增强系统抗干扰能力的目的。这里将转速误差、超调量共同构成适应度函数,如下:

$$J = \int_0^t a |te_\omega(t)| dt + bM_p \quad (13)$$

式中: a 为一定时间内时间与转速误差乘积绝对值积分的权重系数, b 为转速超调量的权重系数。

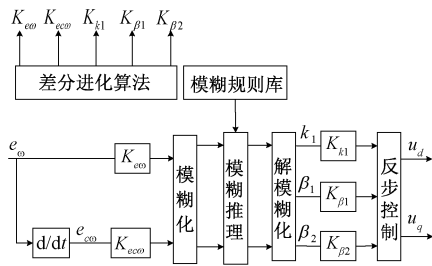


图 2 基于差分进化算法的模糊反步控制器原理图

Fig. 2 Principle diagram of fuzzy backstepping controller based on DE

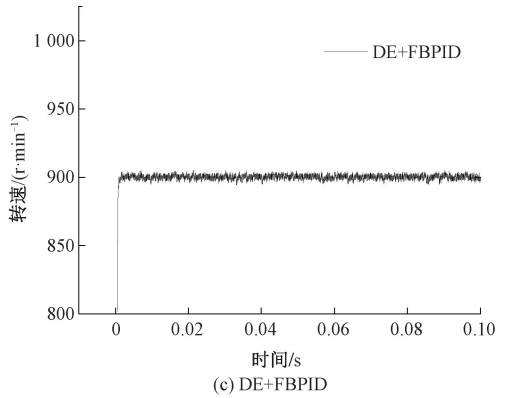


图 3 电机带负载转速波形

Fig. 3 Motor speed waveform with load

3 仿真和实验

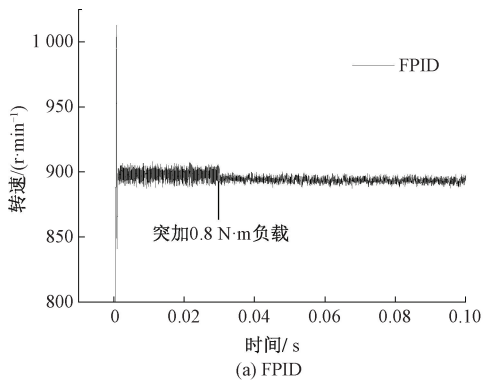
3.1 仿真分析

为验证方案可行性,在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型,PMSM 参数如下:额定电压 $U=220\text{ V}$,额定电流 $I=4.2\text{ A}$,定子电阻 $R_s=0.901\ \Omega$,定子电感 $L_s=6.552\text{ mH}$,极对数 $n_p=4$ 。分别采用模糊 PID 控制(FPID)、模糊反步控制(FBPID)、基于差分进化算法的模糊反步控制(DE+FBPID),观察并记录 PMSM 在不同控制策略、不同工况下的转速波形。

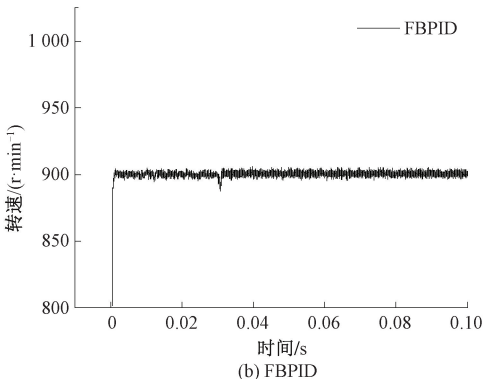
工况一:在 $0\sim 0.1\text{ s}$ 给定电机 900 r/min 的转速指令,在 0.03 s 时突加 $0.8\text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载。如图 3 所示,电机启动时,模糊 PID 控制下的转速超调量为 12.4% ,而模糊反步控制和基于差分进化算法的模糊反步控制下能无超调跟踪给定转速。突加负载后,模糊 PID 控制下存在 3 r/min 的转速降落,模糊反步控制下转速超调量为 1.4% ,经 0.001 s

后又恢复到给定转速,而基于差分进化算法的模糊反步控制下无转速超调和转速降落。可见,相较于模糊 PID 控制和模糊反步控制,基于差分进化算法的模糊反步控制具有更强的抗干扰性能。

工况二:在 $0\sim 0.04\text{ s}$ 给定电机 900 r/min 的转速指令, $0.04\sim 0.07\text{ s}$ 给定电机 300 r/min 的转速指令, $0.07\sim 0.1\text{ s}$ 给定电机 1200 r/min 的转速指令,如图 4 所示。



(a) FPID



(b) FBPID

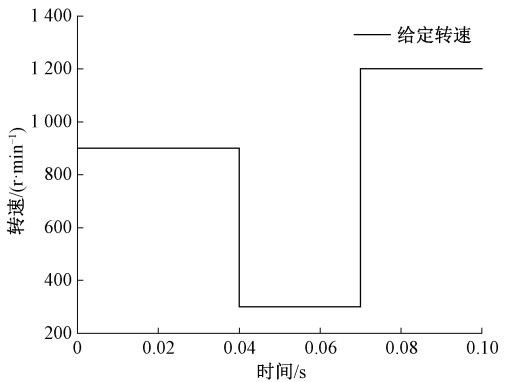


图 4 给定电机转速

Fig. 4 Given motor speed

如图 5 所示,在降速和升速时,模糊 PID 控制下存在较大的转速超调,而模糊反步控制和基于差分进化算法的模糊反步控制下无转速超调,具体性能指标如表 2 所示。

3.2 实验分析

分别采用模糊 PID 控制、模糊反步控制、基于差分进化算法的模糊反步控制,比较 3 种控制策略下的转速波形。搭建 PMSM 伺服系统实验平台如图 6 所示,实验平台采用 DSP28335 为主控芯片,通过示波器采集实验数据并导入到 PC 机端上位机进行保存,实验工况与仿真工况相对应。

给定电机 900 r/min 的转速指令,待电机运行一段时间后,突加 $3.6\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载,如图 7 所示,具体性能指标如表 3 所示。

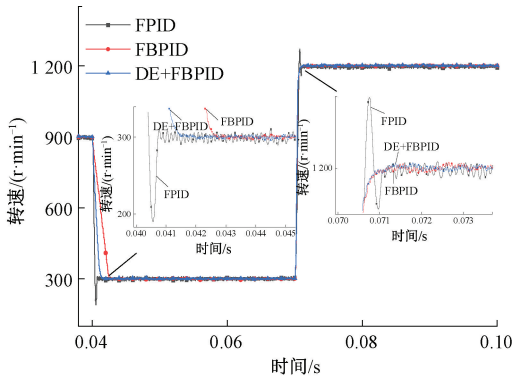


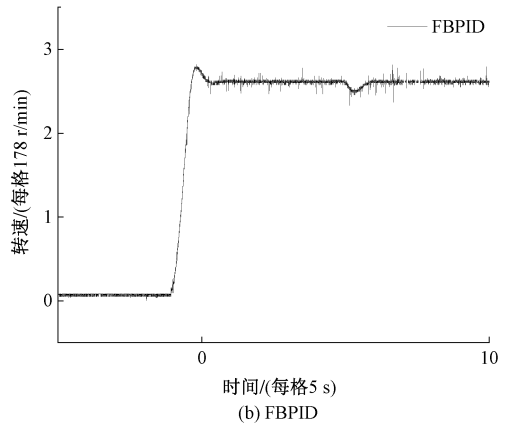
图5 电机空载调速波形

Fig. 5 Motor no-load speed regulation waveform

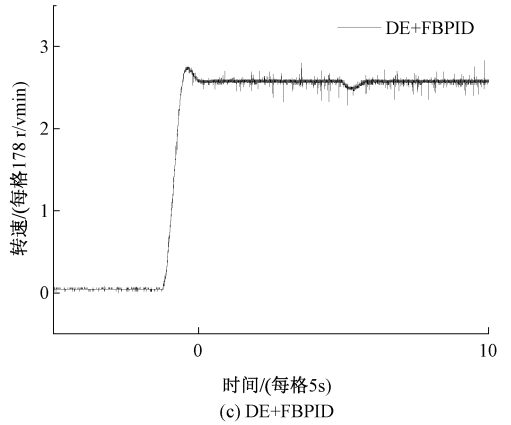
表2 电机空载调速仿真数据

Table 2 Simulation data of motor no-load speed regulation

控制策略	调节时间/ms (降速/升速)	超调量/% (降速/升速)
FPID	0.77/1.08	36.7/5.9
FBPID	2.59/1.25	0.0/0.0
DE+FBPID	1.45/1.16	0.0/0.0



(b) FBPID



(c) DE+FBPID

图7 电机带负载转速波形

Fig. 7 Motor speed waveform with load

表3 电机带负载实验数据

Table 3 Experimental data of motor with load

控制策略	调节时间/s	超调量/%	突加负载转速降/($r \cdot \min^{-1}$)
FPID	1.67	14.4	43
FBPID	1.31	10.8	40
DE+FBPID	1.20	10.0	27

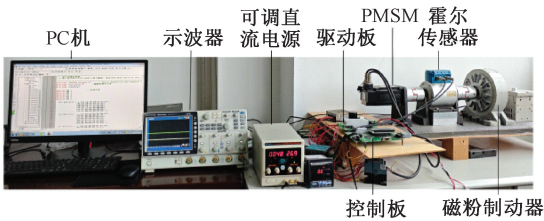
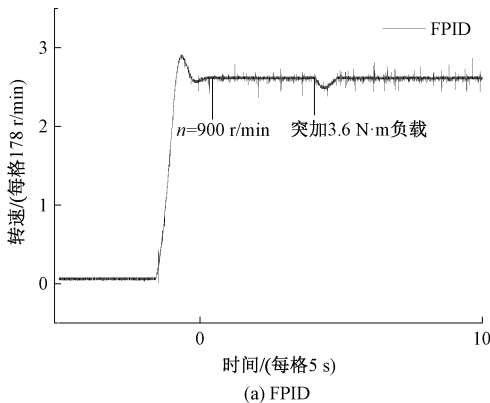


图6 PMSM实验平台

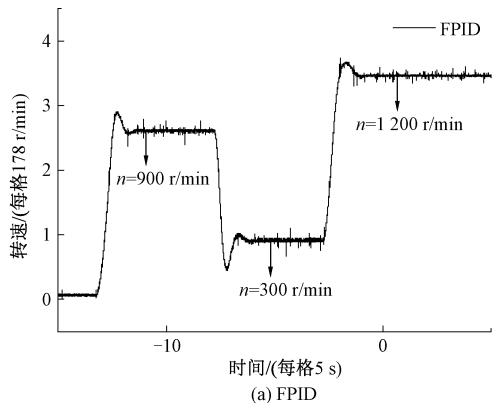
Fig. 6 PMSM experimental platform

给定电机 900 r/min 的转速指令,运行一段时间后先降速到 300 r/min,再升速到 1 200 r/min,如图 8 所示,具体性能指标如表 4 所示。

通过上述转速波形的对比,可以看出,相较于传统模糊 PID 控制,所提控制策略增强了系统的抗干扰能力,减小了系统的转速超调。在仿真中,所提控制策略表现出较好的



(a) FPID



(a) FBPID

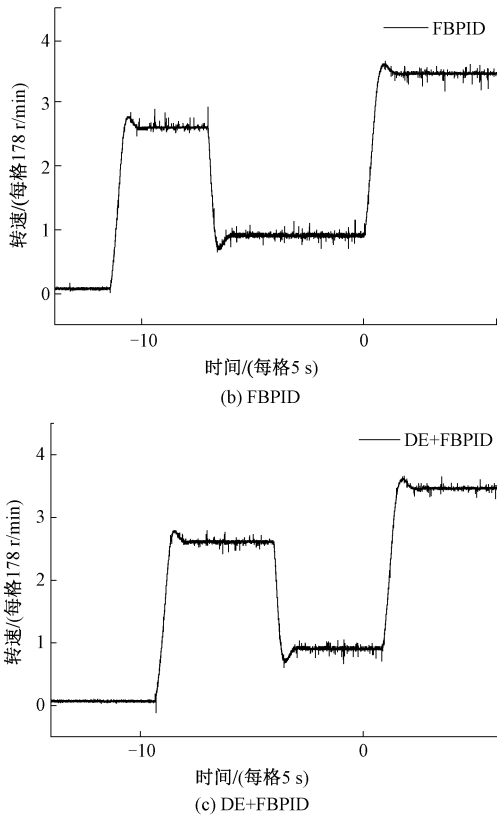


图 8 电机空载调速波形

Fig. 8 Motor no-load speed regulation waveform

表 4 电机空载调速实验数据

Table 4 Experimental data of motor no-load speed regulation

控制策略	调节时间/s (降速/升速)	超调量/% (降速/升速)
FPID	1.41/1.52	45.4/5.9
FBPID	0.89/1.32	23.7/2.5
DE+FBPID	0.88/1.30	22.5/2.4

控制性能,几乎可以实现无超调跟踪给定转速,突加一定负载时无转速降落;在实验中,3种控制策略下的转速波形相较于仿真波形较差,所提控制策略下系统出现了转速超调,突加负载时有了明显转速降落。分析原因如下:1)仿真中的模型是基于理想状态下搭建的,而实验过程中电机运行时受到的干扰较多,如电机运行时平台振动、机械摩擦带来的干扰;2)实验设备采用的传感器精度有限,相关算法有待改进。

4 结 论

模糊控制器下 PMSM 变转速时系统会产生震荡,导致系统超调过大,除此之外,模糊控制器的性能在很大程度上取决于模糊规则的制定,而模糊规则过于依赖专家经验,导致模糊控制器的自适应能力相对有限,抗干扰性能较差。本文所提控制策略首先在模糊控制策略的基础上引入了反

步控制理论,通过预测和适应性调整来克服外部干扰和变化,接着利用差分进化算法,自动调整模糊规则中的自适应参数,使得控制器在受到扰动时能够更快地达到稳定状态。通过仿真和实验可知,所提控制策略减小了 PMSM 变速时的转速超调,增强了系统的抗干扰能力。

参考文献

- [1] 马伟明,王东,程思为,等.高性能电机系统的共性基础科学问题与技术发展前沿[J].中国电机工程学报,2016,36(8):2025-2035.
MA W M, WANG D, CHEN S W, et al. Common basic scientific problems and development of leading-edge technology of high performance motor system [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(8): 2025-2035.
- [2] 胡勤丰,陈威振,邱攀峰,等.适用于连续加减速的永磁同步电机模糊增益自调整 PI 控制研究[J].中国电机工程学报,2017,37(3):907-915.
HU Q F, CHEN W ZH, QIU P F, et al. Research on fuzzy gain self-tuning gain PI control for accelerating and decelerating based on permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(3): 907-915.
- [3] ZHAO K H, YIN T H, ZHANG CH F, et al. Robust model-free nonsingular terminal sliding mode control for PMSM demagnetization fault [J]. IEEE Access, 2019, 7: 15737-15748.
- [4] 于艳君,崔明恺,陈叹辞,等.基于模糊自适应转速调节器的绕组切换型电机控制[J].中国电机工程学报,2022,42(23):8708-8718.
YU Y J, CUI M K, CHEN T C, et al. Winding switching motor control based on fuzzy adaptive speed regulator [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(23): 8708-8718.
- [5] 吴新兵,章玮,谈方成.一种永磁同步电机增量式模糊控制方法[J].微特电机,2024,52(7):44-50.
WU X B, ZHANG W, TAN F CH. A control method based on incremental fuzzy logic controller [J]. Small & Special Electrical Machines, 2024, 52(7): 44-50.
- [6] 魏杰杰.基于模糊 PI 的永磁同步电机弱磁控制策略[J].电工技术,2023(16):11-15.
WEI J J. Weakening control strategy for permanent magnet synchronous motor based on fuzzy PI [J]. Electric Engineering, 2023(16): 11-15.
- [7] 禹聪,康尔良.永磁同步电机模糊滑模速度控制器设计[J].电机与控制学报,2022,26(7):98-104.
YU C, KANG ER L. Design of fuzzy sliding mode speed controller for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(7): 98-104.

- [8] 刘洋,马家庆,吴钦木,等.同步BUCK电路中的新型非奇异终端滑模控制性能研究[J].电子测量技术,2024,47(15):1-7.
LIU Y, MA J Q, WU Q M, et al. Performance study of a new non-singular terminal sliding mode control in synchronous BUCK circuits[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(15): 1-7.
- [9] 赵昕博,刘慧博.基于扩展电压矢量的三矢量模型预测电流控制策略[J].电子测量技术,2024,47(12):91-99.
ZHAO X B, LIU H B. Three-vector model prediction current control strategy based on extended voltage vectors [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(12): 91-99.
- [10] 汪凤翔,柯哲涵,柯栋梁,等.基于强跟踪扩展卡尔曼观测器的三电平逆变器永磁同步电机无模型预测电流控制[J].中国电机工程学报,2023,43(22):8910-8922.
WANG F X, KE ZH H, KE D L, et al. Model-free predictive current control of three-level inverter-fed PMSM based on strong tracking extended Kalman observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8910-8922.
- [11] 王艳阳,胡海林,杨杰,等.永磁同步电机模糊自适应低开关频率模型预测电流控制[J].国外电子测量技术,2024,43(6):191-200.
WANG Y Y, HU H L, YANG J, et al. Fuzzy adaptive low switching frequency model predictive current control of permanent magnet synchronous motor[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2024, 43(6): 191-200.
- [12] 康尔良,蔡松昌.永磁同步电机自构式模糊神经网络控制器设计[J].电机与控制学报,2023,27(3):92-101.
KANG ER L, CAI S CH. Design of self-constructing fuzzy neural network controller for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(3): 92-101.
- [13] LI B X, ZHAO X. Neural network-based adaptive sliding mode control for T-S fuzzy fractional order systems [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2023, 70(12): 4549-4553.
- [14] 梁国伟,康忠健.永磁同步电机变结构模糊神经网络控制策略[J].组合机床与自动化加工技术,2024(7):83-88.
LIANG G W, KANG ZH J. Deformable fuzzy neural network control algorithm of PMSM [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2024(7): 83-88.
- [15] 冯建鑫,巩建雄,李昊阳,等.基于改进扰动观测器的永磁同步电机鲁棒自适应控制[J].吉林大学学报(工学版),2024,11(4):1-8.
FENG J X, GONG J X, LI H Y, et al. Robust adaptive control of permanent magnet synchronous motor based on improved disturbance observer [J]. Journal of Jilin University(Engineering and Technology Edition), 2024, 11(4): 1-8.
- [16] 余莉,陈琦.基于模糊滑模控制的PMSM矢量控制系统[J].自动化与仪表,2024,39(2):65-70.
YU L, CHEN Q. PMSM vector control based on fuzzy sliding mode control[J]. Automation & Instrumentation, 2024, 39(2): 65-70.
- [17] 王伟然,吴嘉欣,张懿,等.永磁同步电机模糊自整定自适应积分反步控制[J].电工技术学报,2020,35(4):724-733.
WANG W R, WU J X, ZHANG Y, et al. Fuzzy self-tuning adaptive integral backstepping control for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 724-733.
- [18] 蒋捷,张兴华.基于改进差分进化算法的PMSM转速PI参数整定[J].电力电子技术,2020,54(9):39-43.
JIANG J, ZHANG X H. PI parameters tuning based on differential evolution algorithm for speed loop of PMSM[J]. Power Electronics, 2020, 54(9): 39-43.
- [19] 席隆兴,敖邦乾,马家庆,等.PMSM自适应分数阶滑模控制器设计[J].电子测量技术,2024,12(4):1-7.
XI L X, AO B Q, MA J Q, et al. Design of a PMSM adaptive fractional order sliding mode controller[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 12(4): 1-7.
- [20] 战家治,崔皆凡.基于神经网络的两相混合式步进电机反步控制[J].电机与控制应用,2022,49(1):28-33,55.
ZHAN J ZH, CUI J F. Backstepping control of two-phase hybrid stepping motor based on neural network [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(1): 28-33,55.

作者简介

黄伟,硕士研究生,主要研究方向为交流电机控制。

E-mail:3428132250@qq.com

马家庆(通信作者),博士,副教授,硕士生导师,主要研究方向为交流电机矢量控制及电力电子器件能量传递效率等。

E-mail:357287962@qq.com