

DOI: 10.3969/j.issn.1671-024x.2025.06.009

基于双模糊的 PMLSM 变论域 PID 控制

彭军强, 蔡志浩, 于鸿彬
(天津工业大学 机械工程学院, 天津 300387)

摘要: 针对永磁同步直线电机(PMLSM)在运动过程中存在的参数易变化、易受负载突变干扰、非线性、耦合性强等不良特点,提出一种基于变论域模糊控制改进的变论域双模糊比例积分微分(PID)控制策略。在磁场定向永磁同步直线电机数学模型的前提下,结合变论域双模糊控制思想,将伸缩因子 α 引入模糊PID控制;利用模糊规则,构建输入模糊论域伸缩因子规则表,实现对伸缩因子的实时调整;改变模糊PID控制的输入模糊论域,得到自适应的PID控制输出参数,实现比例、积分、微分参数自调节,并通过MATLAB Simulink进行仿真。结果表明:与传统模糊PID控制和变论域三模糊PID控制相比,变论域双模糊PID控制系统的动态响应速度和鲁棒性都有所提高,在负载由200 N突变到600 N、动子速率由500 mm/s突变到1 000 mm/s的2种情形下变论域双模糊PID控制分别在0.021、0.022 s内调整至设定值,稳定状态下超调量分别小于0.06%和0.03%,优于传统模糊PID控制和变论域三模糊PID控制,显著增强了永磁同步直线电机对于复杂工作环境的适应能力。

关键词: 永磁同步直线电机;磁场定向;变论域双模糊控制;模糊规则;伸缩因子

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1671-024X(2025)06-0064-10

PID control based on double fuzzy PMLSM variable domain

PENG Junqiang, CAI Zhihao, YU Hongbin

(School of Mechanical Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

Abstract: Aiming at the undesirable characteristics of permanent magnet synchronous linear motors (PMLSM) in the process of motion, such as parameters easy to change, easy to be disturbed by sudden load changes, nonlinearity, strong coupling, etc., a variable-theoretic-domain double-fuzzy PID control strategy based on the improvement of variable-theoretic-domain fuzzy control is proposed. Under the premise of the mathematical model of magnetic field oriented PMLSM, combined with the idea of variable-theory-domain double fuzzy control, the expansion and contraction factors α is introduced into the fuzzy PID control; using fuzzy rules, the rule table of the input fuzzy-theory domain expansion and contraction factors is constructed to realize the real-time adjustment of the expansion and contraction factors; by changing the fuzzy theory domain of the fuzzy PID control inputs, the output parameters of the self-adaptive PID control are obtained, and the self-adjustment of proportional, integral, differential parameters are realized. Simulation is conducted using MATLAB Simulink. The results show that, compared with the traditional fuzzy PID control and variable domain tri-fuzzy PID control, the variable domain double-fuzzy PID control system exhibits improved dynamic response speed and robustness. In two scenarios—where the load suddenly changes from 200 N to 600 N, and the mover speed suddenly changes from 500 mm/s to 1 000 mm/s—the variable domain double-fuzzy PID control adjusts to the set values within 0.021 s and 0.022 s, respectively. Under steady-state conditions, the overshoots are less than 0.06% and 0.03%, respectively. It outperforms the traditional fuzzy PID control and the variable domain tri-fuzzy PID control, significantly enhancing the adaptability of PMLSM to complex operating environments.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor(PMLSM); magnetic field oriented; variable-theoretic domain double-fuzzy control; fuzzy rules; expansion and contraction factors

收稿日期: 2024-01-03

基金项目: 国家重点研发计划项目(2017YFB1104202)

通信作者: 彭军强(1976—),男,博士,讲师,主要研究方向为设备检测与控制、纺织机械动力学。E-mail: pengjunqiang@tiangong.edu.cn

永磁同步直线电机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)因为不需要转换装置便可以产生推力,取消了中间转换机构,从而具有较高的响应速度、结构简单^[1]、定位精度高^[2]等优点,在高精密仪器设备和工业领域中得到了广泛应用^[3]。PMLSM工作原理类似于旋转电动机,PMLSM初级绕组通入三相对称正弦交流电后,在初级与次级的空隙内形成气隙磁场,在忽视端部效应的前提下气隙磁场大概呈正弦分布。气隙磁场随着三相交流电的改变沿直线运动,所以也被称为行波磁场,与永磁体产生的励磁磁场相互作用时产生电磁推力,而定子是固定不动的,故动子在电磁推力的作用下作直线运动。但PMLSM没有中间传动机构,电机对动子和负载质量的变化敏感度较低,使电机很容易受外界参数和载荷的影响^[4]。此外,电机在无电枢电流情况下,动子铁芯和永磁体之间相互作用产生齿槽推力,形成齿槽效应。在PMLSM中,由于其磁场的敞开性,同时还存在严重的“端部效应”,即气隙磁场在端部产生畸变,从而造成推力波动,给整个系统控制带来干扰。

针对以上问题,许多国内外学者对PMLSM伺服控制系统进行研究^[5-6]。成熟的传统比例积分微分(PID)控制具有线性相关、结构简单、鲁棒性较好等优点,广泛应用于工业生产过程中^[7],是PMLSM伺服控制系统基本的策略和基础。孙华等^[8]提出把传统PID控制与模糊控制相融合,实现对直线电机的模糊PID控制,通过以往的专家经验建立模糊规则,实现在线调节PID控制参数,弥补模糊控制精度较低和PID控制不灵活、抗干扰能力弱等缺点,广泛应用于航空航天工业^[9]等高精度伺服系统控制当中。然而模糊PID控制规则是根据专家主观经验总结得出的,同时模糊控制器在误差很小时存在调节死区,可能导致系统振荡。为了解决模糊PID控制中的不足,李洪兴教授^[10]引入变论域模糊PID控制思想,因采用3个模糊控制器又可称作变论域三模糊PID控制;赵希梅等^[11]提出分段变论域模糊迭代学习控制方法;谢潜伟等^[12]、张发军等^[13]提出一种变论域模糊PID控制方法。变论域模糊控制思想的本质是参数自调节,即伸缩因子随着输出信号的变化自动调整。虽然变论域模糊PID控制改善了响应速度、控制精度和鲁棒性,但变论域对输入输出都进行了模糊控制,尽管总的控制规则不变,控制器结构和参数仍然过于庞大,规则本身也具有复杂和冗余性,在实际应用中可能导致在线调整时间过长、效率不高等问题^[14]。

针对上述不足,本文提出一种变论域双模糊PID控制策略,在此基础上建立新的模糊规则,即将输入

伸缩因子模糊化,在线调节伸缩因子以控制输入论域的收缩与膨胀,在省略输出论域变换环节的前提下,系统控制精度不仅没有下降反而有所提升,同时其对参数变化的鲁棒性适应能力也得到了有效增强^[15]。

1 PMLSM在d-q坐标系下的数学模型

假设忽略谐波与电路饱和,不考虑端部效应,可得到在d-q轴坐标系下的两相电压矩阵方程为^[16]:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 、 ψ_d 、 ψ_q 分别为电机直轴和交轴电压、电流、磁链; R_s 为电枢绕组的电阻; ω_e 为电机电角速度; P 为微分算子。故式(2)还可写成:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v L_q i_q \quad (4)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \frac{\pi}{\tau} v (L_d i_d + \psi_f) \quad (5)$$

式中: L_d 、 L_q 为电机d、q轴电感; v 为电机动子速度; ψ_f 为电机永磁体磁链; τ 为极距。

电磁推力方程为:

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} p [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (6)$$

式中: p 为电机极对数;当 $L_d = L_q$,采用 $i_d = 0$ 直接电压控制时,模型可简化为:

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} p \psi_f i_q \quad (7)$$

PMLSM动力学方程为:

$$F_e = M \frac{dv}{dt} + Bv + F_l \quad (8)$$

式中: M 为电机的等效质量; B 为黏滞摩擦力系数; F_l 为电机负载阻力。

综上可得PMLSM简化的数学模型,其传递函数结构框图如图1所示。

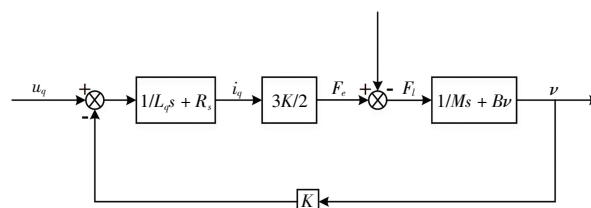


图1 PMLSM系统d-q轴简化模型

Fig.1 Simplified model of d-q axis of PMLSM system

2 变论域双模糊 PID 控制器的设计

2.1 变论域模糊 PID 控制器

模糊控制器的大致工作流程是先将输入量映射到输入论域上的模糊集合,然后借助量化因子 K_e 、 K_{ec} 将基本论域转换为模糊论域,运算之后得到模糊论域上的输出量,再利用比例因子 G_p 、 G_i 、 G_d 把输出模糊论域变换到实际的基本论域。假设一个模糊控制器的输入误差 e 、误差变化 ec 和输出控制量 u 的基本论域范围为 $[-l_{e_{\max}}, l_{e_{\max}}]$ 、 $[-l_{ec_{\max}}, l_{ec_{\max}}]$ 和 $[-l_{u_{\max}}, l_{u_{\max}}]$, 对应的模糊论域为 $[-n, n]$ 、 $[-n, n]$ 和 $[-l, l]$ 。由此可得到量化因子 K_e 、 K_{ec} 和比例因子 G_p 、 G_i 、 G_d 的表达式如下:

$$K_e = \frac{n}{|e_{\max}|} \quad (9)$$

$$K_{ec} = \frac{n}{|ec_{\max}|} \quad (10)$$

$$G_u = \frac{l}{|u_{\max}|} \quad (11)$$

式中: G_u 表示 G_p 、 G_i 、 G_d 的值。

变论域模糊 PID 控制器是在模糊 PID 控制的基础上对论域进行精度更高的控制。图 2 为模糊 PID 控制系统框图,输入量为误差 e 和误差变化率 ec ,分别与量化因子 K_e 和 K_{ec} 作为模糊控制器的输入变量,经过模糊化、模糊推理和去模糊化后,再分别与比例因子 G_p 、 G_i 、 G_d 相乘后,得到 PID 控制器的控制参数即比例、积分、微分的变化量 ΔK_p 、 ΔK_i 、 ΔK_d ^[17]。

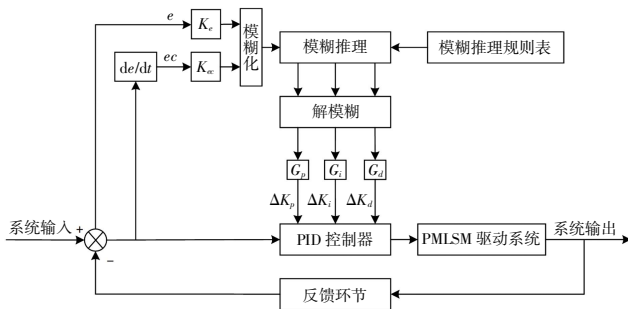


图 2 模糊 PID 控制系统框图

Fig.2 Block diagram of fuzzy PID control system

模糊 PID 控制虽然耐干扰性能和鲁棒性优于传统的 PID 控制,但由于其一方面没有积分环节,存在稳态误差,另一方面论域不会随着输出信号的变化自动伸缩,在误差很小时存在调节死区,此时去模糊化后输出为 0,而实际误差可能不等于 0,因此可能造成系统振荡。为克服上述问题,引入变论域模糊控制策略,在不改变总的控制规则的情况下,使模糊论域随误差和误差变化率的改变而进行相关变化^[18]。假设输入变量 x_i 的模糊论域为 $X_i = [-E_i, E_i]$ ($i = 1, 2$ 时分别为误差

和误差变化率),输出变量 y 的模糊论域为 $Y = [-U, U]$,论域 X_i 和 Y 随着 x_i 和 y 的变化而变化,可得到:

$$X_i(x_i) = [-\alpha_i(x_i)E_i, \alpha_i(x_i)E_i] \quad (12)$$

$$Y(y) = [-\beta(y)U, \beta(y)U] \quad (13)$$

式中: $\alpha_i(x_i)$ 和 $\beta(y)$ 为基于函数设计的伸缩因子,有许多函数可以满足伸缩因子的定义,但是具体选择哪种伸缩因子则需要依据特定的控制对象来决定。获取伸缩因子主要有以下 2 种方法。

(1) 基于函数形式的伸缩因子:

$$\alpha(x) = 1 - \lambda e^{-kx^2} \quad (14)$$

$$\alpha(x) = \left(\frac{|x|}{E} \right)^\tau + \varepsilon \quad (15)$$

$$\beta(t) = k \sum_{i=1}^n p_i \int_0^t e_i(\tau) d\tau + \beta(0) \quad (16)$$

$$\beta(x, y) = \left(\frac{|x|}{E} \right)^{\tau_1} \left(\frac{|y|}{EC} \right)^{\tau_2} + \varepsilon \quad (17)$$

式中: $0 < \lambda < 1$; $k > 0$; $\tau < 1$; ε 为很小的正数; $0 < \alpha(x) < 1$; k 、 p_i 为可调比例常数; n 为控制器维数;一般取 $\beta(0) = 0$; $\tau_1 > 0$; $\tau_2 < 1$ 。伸缩因子 $\alpha(x)$ 和 $\beta(t)$ 结构简单,相应的控制算法也较容易实现。然而,它也面临 2 个主要挑战:首先是函数参数的确定问题,尽管函数模型限定了参数的可接受范围,但在实际的模糊控制器设计中,参数的选择会直接决定论域收缩或膨胀的程度,进而对系统的控制效果产生影响,如果参数的选择不恰当,可能导致变论域模糊控制的效果不如常规模糊控制;其次是输入论域和输出论域的收缩或膨胀如何协调的问题,误差 e 、误差变化 ec 和控制量 u 之间需要保持一定的协调关系,如果伸缩因子的选择不能保证这种协调,可能会降低系统的控制精度。要解决上述问题,需要综合考虑实际系统的需求和参数选择,以找到合适的伸缩因子。

(2) 基于模糊推理的伸缩因子:之前的分析指出,虽然使用函数表达式准确描述控制过程中论域的收缩和膨胀较为复杂,但可以通过模糊语言来描述,因此伸缩因子可以通过模糊推理来确定。图 3 为变论域模糊控制器的结构示意图,其中伸缩因子 α_1 、 α_2 和 β 是由模糊控制器 I 根据误差 e 和误差变化 ec 的变化趋势通过模糊推理方法获得的,这些伸缩因子随后被用于调整模糊控制器 II 的输入输出论域,从而提高对被控对象的控制精度。这种形式的伸缩因子可以根据实际控制需求和系统特性进行调整,通过模糊推理来获取更适应控制过程的伸缩因子。

变论域模糊控制在模糊控制的基础上对伸缩因子 α 和 β 进行模糊控制,增加 2 个模糊控制器^[19],故实

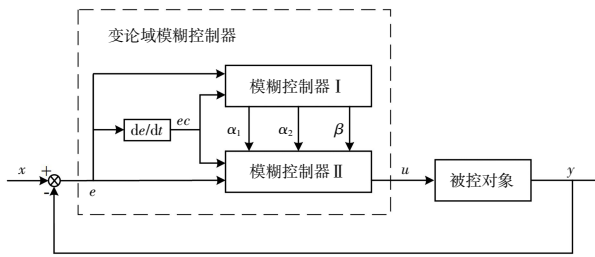


图 3 变论域模糊控制器的结构示意图

Fig.3 Schematic structure of variable theory domain fuzzy controller

质上是变论域三模糊 PID 控制器，变论域三模糊 PID 控制器的结构框图如图 4 所示。

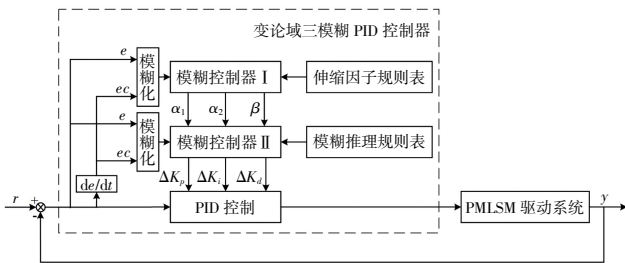


图 4 变论域三模糊 PID 控制结构框图

Fig.4 Block diagram of variable theory domain tri-fuzzy PID control structure

该控制器输入变量为误差 e 和误差变化率 ec ，经过模糊控制器 I 得到的伸缩因子 α, β 与 e 和 ec 一起作为模糊控制器 II 的输入，输出为 3 个 PID 控制参数的变化量 $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$ ，再与 PID 3 个初始值 $\Delta K_{p0}, \Delta K_{i0}, \Delta K_{d0}$ 相加得到新的 PID 控制参数，经过驱动系统得到新的 e 和 ec ，实现 PID 参数的自调整。

2.2 变论域双模糊 PID 控制器

对于上述变论域三模糊 PID 控制，假设模糊控制器 II 输入变量误差 e 和误差变化率 ec 的论域伸缩因子为 α_1 和 α_2 ，用量化因子 K_e 和 K_{ec} 分别除以 α_1 和 α_2 就可以对输入模糊论域进行变换。根据之前的分析可知，初始模糊论域的收缩或膨胀程度与伸缩因子的大小有关，该因子对系统的控制性能起着重要作用。因此，在设计变论域模糊控制器时伸缩因子的选取至关重要。考虑到基于函数形式的伸缩因子存在较高不确定性，本文选择通过模糊推理来确定伸缩因子。

对于输出模糊论域伸缩因子 β ，从式 (16) 和式 (17) 可以看出，它由 e 和 ec 共同来确定，模型比较复杂；同时 β 控制的是变化量 $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$ 的输出论域，模糊规则和 $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$ 随 e, ec 变化的规则相似，对 β 进行模糊控制的规则数量较多而且具有不确定性。此外，伸缩因子 β 还需与输出比例因子相乘，而比例因

子直接控制 PID 的 3 个增益参数，若 β 选择不当，会对系统控制的性能和稳定造成比较大的影响。

基于以上考量，本文取消对输出变量的模糊论域进行变换，忽略变论域三模糊 PID 控制结构框图中的 β 即可得到变论域双模糊 PID 控制的结构框图。用变论域双模糊 PID 控制替代之前复杂的变论域三模糊 PID 控制，着重于对输入模糊论域的伸缩因子 α_1 和 α_2 进行模糊控制。输入模糊论域收缩与膨胀示意图如图 5 所示。图 5 中 NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB 分别表示负大、负中、负小、零、正小、正中、正大，当 e 和 ec 减小时收缩模糊论域，增大时膨胀模糊论域。

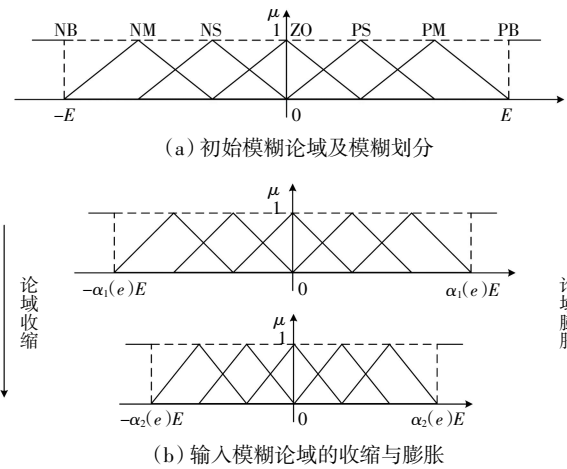


图 5 变论域示意

Fig.5 Schematic Diagram of Variable Universe

以误差 e 为例，假设误差 e 的初始模糊论域为 $[-E, E]$ ，随着控制系统的运行，误差 e 逐渐减小，往 μ 轴靠近。如果继续采用初始的模糊论域进行模糊推理，由于初始模糊论域的范围对于减小后的误差 e 来说不够精细，很容易造成在误差很小时控制器输出为 0，影响系统控制精度和性能。要想实现更高精度的控制，模糊论域必须进行实时调节，即在误差减小时模糊论域范围缩小，模糊规则密度加大；误差增大时模糊论域范围扩大，模糊规则密度减少。误差 e 的初始模糊论域 $[-E, E]$ 经过伸缩之后变为 $[-\alpha_1(e)E, \alpha_1(e)E]$ ，其中 $\alpha_1(e)$ 是与误差 e 相关的函数。

2.3 双模糊控制规则设计

考虑以往的专家经验和模糊控制的性能，将控制器 II 中误差 e 和误差变化率 ec 的模糊集合划分为 $\{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB\}$ ，其中变量 NB 和 PB 采取高斯型隶属函数，其余变量选择三角形隶属函数；由于伸缩因子 $0 < \alpha(x) < 1$ ，因此控制器 I 伸缩因子 α_1 和 α_2 的模糊集合采用 $\{ZO, PS, PM, PB\}$ ，所有变量均为

高斯型隶属函数。

在模糊控制器设计中,模糊规则通常以表格形式展现,称为模糊控制规则表,该规则表的构建核心是基于误差及其变化率来调整输出控制量^[18]。本文控制系统对象为永磁直线同步电机,制定模糊控制规则时需平衡稳定性和响应速度,限制超调并确保系统稳定。对于上面所设计的模糊控制器 II,在基于实际速度环 PID 调试经验和确保系统性能前提下,模糊规则遵循的基本原则是:

(1) 当速度误差 e 较大时,为了缩短系统响应时间并提高跟踪性能, ΔK_p 取较大值,同时 ΔK_d 取较小值, ΔK_i 一般取为 0,防止 ΔK_p 过大引起超调量增加。

(2) 当误差 e 处于中等大小时,宜选用较小的 ΔK_p 值保证较少的超调量,为缩短曲线的上升时间,保证一定的响应速度, ΔK_i 、 ΔK_d 要取适中的值。

(3) 当误差 e 趋近于 0 或较小时,为降低系统的稳态误差,一般可取 ΔK_p 、 ΔK_i 为较大的值。当误差变化率 ec 较小时,取 ΔK_d 为适中值,减小系统振荡;当误差变化率 ec 较大时, ΔK_d 取较小值,提高系统稳定性。

综上所述,为使 PMLSM 系统的速度环具有反应迅速、超调量少、安定时间短、稳态误差小等优点,根据所提出的调试准则,制定了 ΔK_p 、 ΔK_i 、 ΔK_d 的模糊控制规则表^[20],这里以 ΔK_p 举例,如表 1 所示。

表 1 ΔK_p 模糊规则表

Tab.1 ΔK_p fuzzy rule table

ec	e						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NM
ZO	PM	PS	NS	ZO	ZO	NS	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	PS	NS	NM	NM	NB	NB
PB	NS	ZO	NM	NM	NB	NB	NB

对于模糊控制器 I,主要作用是根据输入变量 e 、 ec 的变化输出对应的伸缩因子 α 和 β ,由于考虑 β 使计算过于复杂且效果并不是很好,故本文重点考虑 α ,得到伸缩因子 α 后用量化因子分别除以对应的 α 以满足模糊控制器 II 的要求。基本原理为:当误差和误差变化率减小时,模糊控制器 II 的输入模糊论域也要随之变小来保证论域划分的精确度,此时可以采用较小的 α 值,使其经过映射后依然停留在初始的模糊论域中,变相地减小模糊论域,保证系统的控制精度。同

理,当误差和误差变化率增大时,选择较大的 α 值,在一定程度上相对增大模糊论域。本文选取输入变量 e 、 ec 和输出变量 α 的模糊集合都为 {ZO,PS,PM,PB},且变量隶属函数都采用高斯型隶属函数。基于上述分析制定伸缩因子 α_1 和 α_2 模糊控制规则表,分别如表 2、表 3 所示。

表 2 α_1 模糊规则表

Tab.2 Table of fuzzy rules for α_1

ec	e			
	ZO	PS	PM	PB
ZO	ZO	ZO	PS	PM
PS	PS	PS	PM	PM
PM	PM	PM	PB	PB
PB	PM	PB	PB	PB

表 3 α_2 模糊规则表

Tab.3 Table of fuzzy rules for α_2

ec	e			
	ZO	PS	PM	PB
ZO	PS	PS	PS	ZO
PS	ZO	ZO	ZO	ZO
PM	PS	PS	PM	PB
PB	PM	PS	PS	PB

模糊控制器 I 和模糊控制器 II 的模糊推理和去模糊化都选择 Mamdani 推理-重心法^[21],最后经过系统运行后得到一组新的 PID 控制参数值 K_p 、 K_i 、 K_d 。

3 系统仿真及分析

3.1 系统仿真框图和控制仿真模块

综合上述控制策略和模糊规则建立 PMLSM 变论域模糊 PID 控制系统如图 6 所示,其中速度环的控制策略可以换成模糊 PID 控制、变论域双模糊 PID 控制以及变论域三模糊 PID 控制,实现 3 种策略的对比。

模糊 PID 控制、变论域双模糊和变论域三模糊 PID 控制的仿真模块分别如图 7—图 9 所示。

通过 MATLAB Simulink 进行仿真。仿真使用的 PMLSM 型号为 1FN3100-3NC00-0BA1,其主要参数为: $R = 2.6 \Omega$, $L_d = L_q = 30.4 \text{ mH}$, $\tau = 15 \text{ mm}$, $P = 2$, $M = 7.3 \text{ kg}$, $\psi_f = 0.173 \text{ Wb}$, $B = 2 \text{ N}\cdot\text{m/s}$, PWM 周期 $T = 10^{-4} \text{ s}$ 。量化因子 $K_{e_1} = 1$, $K_{ec_1} = 3.3 \times 10^{-4}$, $K_{e_2} = 1$, $K_{ec_2} = 3 \times 10^{-4}$, 比例因子 $G_p = 200$, $G_i = 100$, $G_d = 1$, 初始 PID 参数 $\Delta K_{p0} = 500$, $\Delta K_{i0} = 200$, $\Delta K_{d0} = 2$ 。补偿控制器中函数设置为: $f(u) = 10^{-3}e + 10^{-3}ec$ 。

3.2 启动性能测试实验

在电机其余参数保持不变的前提下,动子速率 v 、电磁推力 F_e 、三相电流、 d 轴和 q 轴电流曲线如图 10 所示。

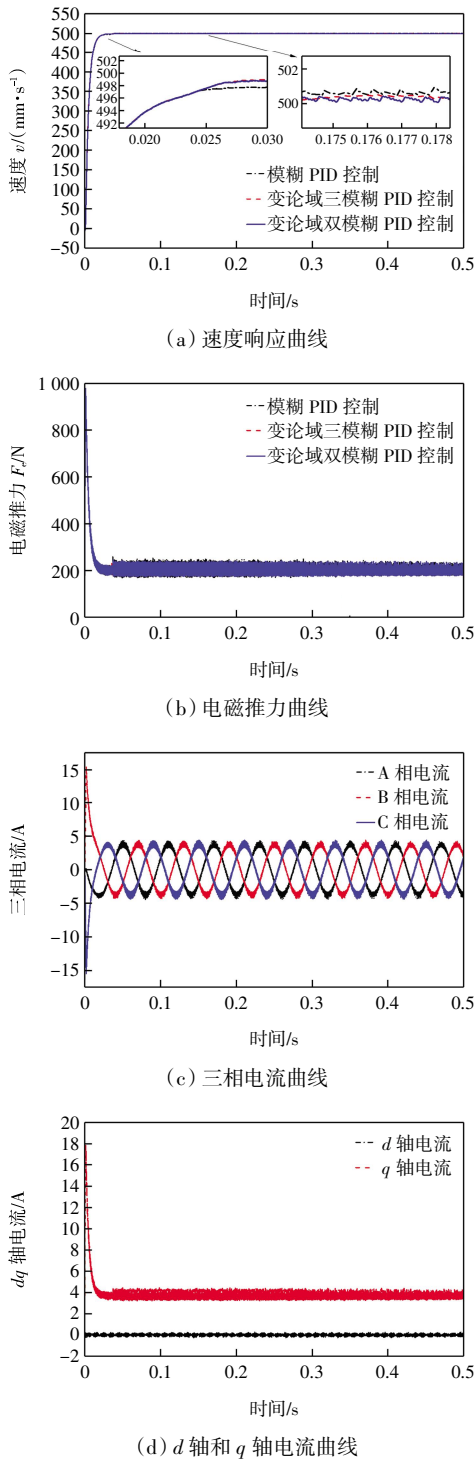


图 10 启动性能测试仿真结果

Fig.10 Simulation results of startup performance test

图 10(a)所示的速度响应曲线表明,在参数保持不变的条件下,变论域模糊控制系统展现出优秀的响

应性能。与传统的模糊 PID 控制相比,变论域双模糊和三模糊 PID 控制在前期的速度响应上更为迅速,分别大约快了 0.22%和 0.25%。尽管变论域三模糊 PID 控制的速度响应略优于变论域双模糊 PID 控制,但这主要是基于更复杂的模糊规则和更高的计算量。在稳态条件下,变论域双模糊 PID 控制的平均超调量为 0.051%,稳态误差几乎为 0,而模糊 PID 控制和变论域三模糊 PID 控制的平均超调量分别为 0.130%和 0.084%,这说明变论域双模糊 PID 控制策略能改善 PMLSM 的稳定性。由图 10(b)可知,变论域双模糊 PID 控制中电磁推力的震荡和超调量都要明显小于其余 2 种控制策略。此外,从图 10(c)中可以清晰地观察到,变论域双模糊 PID 控制策略下获得的三相电流曲线在正弦度方面表现出与模糊 PID 控制相似的特性,甚至在某些方面更为优秀,进一步证实了其在提高 PMLSM 动态性能方面的有效性。

3.3 负载突变实验

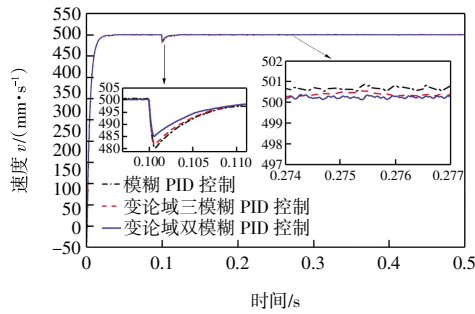
给定速率 $v = 500$ mm/s,电机负载 F_l 在 0.1 s 从 200 N 突变到 600 N,仿真得到的动子速率、电磁推力 F_e 、三相电流、 d 轴和 q 轴电流曲线如图 11 所示。

由图 11(a)可以观察到,当负载在 0.1 s 内发生变化时,3 种控制策略下的速度均出现了下降。在给定速度和负载突变的情况下,采用变论域双模糊 PID 控制的速度能够迅速恢复到给定值或原有值,对外界干扰的敏感度较低,其速度下降幅度约为 3.01%,而变论域三模糊 PID 控制和模糊 PID 控制的速度下降幅度分别为约 3.74%和 3.99%。此外,变论域双模糊 PID 控制在 0.021 s 内即可调整至设定值,表现出迅速的响应能力。在电机稳定运行阶段,变论域双模糊 PID 控制的稳定性良好,超调量小于 0.06%,稳态误差较小,而另外 2 种控制策略的超调量分别在 0.10%和 0.14%左右。图 11(b)显示了变论域双模糊 PID 控制下电磁推力的快速响应,能在 0.001 s 内迅速适应设定值,且波动小,调节时间短,这进一步证明了该控制系统具备卓越的鲁棒性。

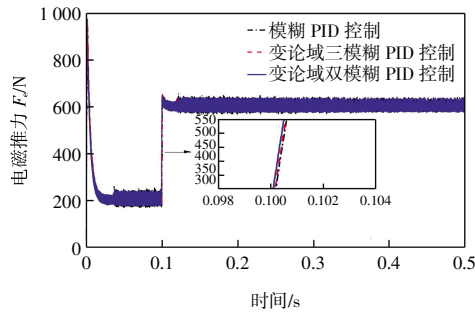
3.4 速度突变实验

给定电机负载 $F_l = 200$ N,速率 v 在 0.1 s 从 500 mm/s 突变到 1 000 mm/s,得到的动子速率、电磁推力 F_e 、三相电流、 d 轴和 q 轴电流曲线如图 12 所示。

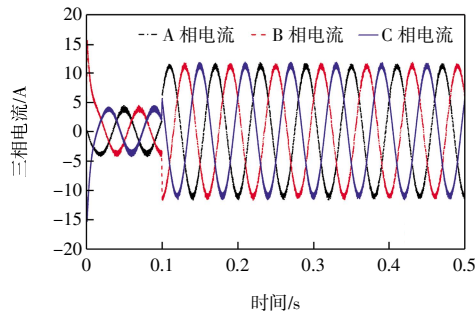
图 12(a)中的速度曲线展示了 3 种控制策略在面对速度急剧变化时的响应能力。在给定负载和速度突变的情况下,变论域双模糊 PID 控制能够在 0.022 s 内迅速将速度调整到设定值,其响应速度显著快于其他



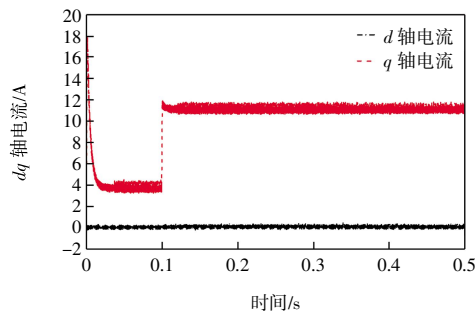
(a) 速度响应曲线



(b) 电磁推力曲线



(c) 三相电流曲线



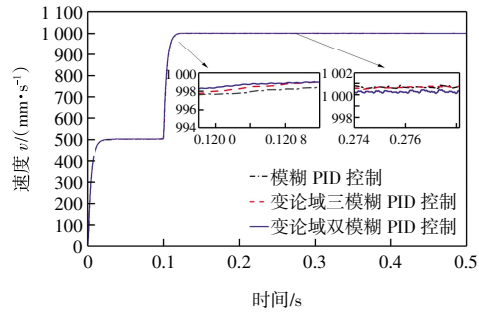
(d) d 轴和 q 轴电流曲线

图 11 负载突变实验仿真结果

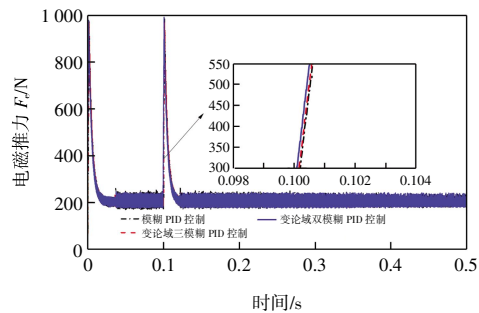
Fig.11 Simulation results of load mutation experiments

2 种控制方法,且上升时间更短。在稳定状态下,变论域双模糊 PID 控制的速度误差较小,超调量控制在 0.03%以内,波动幅度很小。相比之下,变论域三模糊 PID 控制和模糊 PID 控制的超调量分别约为 0.06%和 0.07%。图 12(b)的分析进一步表明,在速度突变时,变论域双模糊 PID 控制下的电磁推力反应迅速,能够在

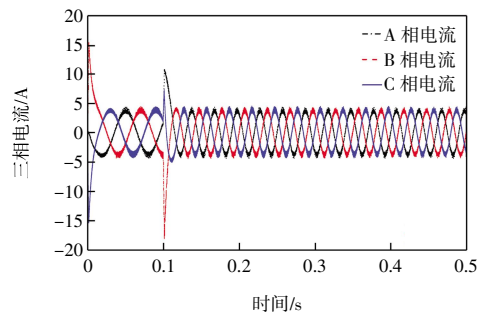
很短的时间内达到较高的值,并在 0.016 s 内达到稳定状态,为电机提供足够的转矩以应对速度突变。



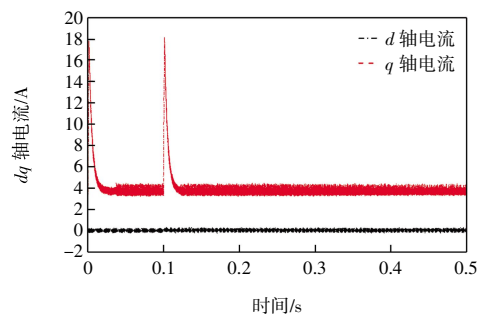
(a) 速度响应曲线



(b) 电磁推力曲线



(c) 三相电流曲线



(d) d 轴和 q 轴电流曲线

图 12 速度突变实验仿真结果

Fig.12 Simulation results of velocity mutation experiments

4 结 论

本文在 $i_d = 0$ 控制方法的 PMLSM 数学模型基础

上, 在 PMLSM 系统控制环中提出一种变论域双模糊 PID 控制策略, 在变论域思想的基础上设计了一种伸缩因子自调节机构, 在不增加模糊规则的前提下, 建立伸缩因子 α_1 和 α_2 模糊规则表, 通过实时调整输入模糊论域来适应误差 e 和误差变化率 ec 的变化, 舍弃计算量大和模糊规则复杂伸缩因子 β , 实现比例、积分、微分参数自调节。通过 MATLAB Simulink 进行仿真, 对比不同模糊 PID 控制算法下所得到的速度和电磁推力曲线, 得出以下结论:

(1) 与传统模糊 PID 控制和变论域三模糊 PID 控制相比, 在不对输出模糊论域进行变换时, 变论域双模糊 PID 控制系统具有更好的响应、抗干扰能力, 同时鲁棒性较好, 能够满足 PMLSM 高速、高精度的控制要求。

(2) 在负载由 200 N 突变到 600 N、动子速率由 500 mm/s 突变到 1 000 mm/s 的 2 种情形下, 变论域双模糊 PID 控制分别在 0.021、0.022 s 内调整至设定值, 稳定状态下超调量分别小于 0.06% 和 0.03%, 优于传统模糊 PID 控制和变论域三模糊 PID 控制, 显著增强了永磁同步直线电机对于复杂工作环境的适应能力。

参考文献:

- [1] CUI F R, SUN Z L, XU W, et al. Comparative analysis of bilateral permanent magnet linear synchronous motors with different structures[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2020, 4(2): 142-150.
- [2] 蒋朝阳, 李岩, 段宇, 等. 基于 MEMS 与压电陶瓷钎焊的微型超声电机[J]. 微纳电子技术, 2023, 60(8): 1256-1264.
JIANG C Y, LI Y, DUAN Y, et al. Micro ultrasonic motor based on MEMS and piezoelectric ceramic brazing[J]. Micronanoelectronic Technology, 2023, 60(8): 1256-1264(in Chinese).
- [3] 周湛清, 刘立辉, 耿强. 基于虚拟矢量的双三相永磁同步电机预测电流控制策略[J]. 天津工业大学学报, 2023, 42(5): 67-74.
ZHOU Z Q, LIU L H, GENG Q. Predictive current control strategy of dual three-phase permanent magnet synchronous motor based on virtual vector[J]. Journal of Tiangong University, 2023, 42(5): 67-74(in Chinese).
- [4] 许孝卓, 祝贺, 吴中华, 等. 基于状态约束的 PMLSM 固定时间控制策略研究[J]. 电子测量技术, 2023, 46(2): 59-66.
XU X Z, ZHU H, WU Z H, et al. Research on fixed-time control strategy of PMLSM based on state constraints[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(2): 59-66(in Chinese).
- [5] ULLAH N, BASIT A, KHAN F, et al. Design and optimization of complementary field excited linear flux switching machine with unequal primary tooth width and segmented secondary[J]. IEEE Access, 2019, 7: 106359-106371.
- [6] LIU Y C, GAO J, ZHONG Y B, et al. Extended state observer-based IMC-PID tracking control of PMLSM servo systems[J]. IEEE Access, 2021, 9: 49036-49046.
- [7] 耿强, 李亮, 周湛清. 基于转矩前馈补偿的双永磁电机系统转速同步控制[J]. 天津工业大学学报, 2022, 41(3): 55-61.
GENG Q, LI L, ZHOU Z Q. Speed synchronization control of Dual-PMSM system based on torque feedforward compensation[J]. Journal of Tiangong University, 2022, 41(3): 55-61(in Chinese).
- [8] 孙华, 张涛. 永磁同步直线电机的模糊 PID 控制及仿真试验[J]. 机床与液压, 2011, 39(5): 108-110.
SUN H, ZHANG T. Fuzzy PID control and simulation experiment on permanent magnet linear synchronous motor[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2011, 39(5): 108-110(in Chinese).
- [9] ISMAGILOV F R, VAVILOV V E, GUSAKOV D V. Line-start permanent magnet synchronous motor for aerospace application[C]//2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference(ESARS-ITEC). Nottingham, UK: IEEE, 2019: 1-5.
- [10] 李洪兴. 从模糊控制的数学本质看模糊逻辑的成功: 关于“关于模糊逻辑似是而非的争论”的似是而非的介入[J]. 模糊系统与数学, 1995, 9(4): 1-14.
LI H X. Viewing the success of fuzzy logic from the mathematical essence of fuzzy control: Specious involvement in “the specious controversy about fuzzy logic”[J]. Fuzzy Systems and Mathematics, 1995, 9(4): 1-14(in Chinese).
- [11] 赵希梅, 金鸿雁. 永磁直线同步电机伺服系统的分段变论域模糊迭代学习控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(23): 9-15.
ZHAO X M, JIN H Y. Segmented variable universe fuzzy iterative learning control for permanent magnet linear synchronous motor servo system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(23): 9-15(in Chinese).
- [12] 谢潜伟, 刘军. 永磁同步直线电机的变论域模糊 PID 控制[J]. 微电机, 2013, 46(12): 75-77.
XIE Q W, LIU J. Variable universe fuzzy PID control of permanent magnet linear synchronous motor[J]. Micromotors, 2013, 46(12): 75-77(in Chinese).
- [13] 张发军, 林辉, 李林子, 等. 提高直线电机运动柔顺性的变

- 论域模糊 PID 控制方法[J]. 世界科技研究与发展, 2016, 38(4): 804-808.
- ZHANG F J, LIN H, LI L Z, et al. Method of variable universe fuzzy PID control to improve flexibility of permanent magnet synchronous linear motor[J]. World Sci-Tech R & D, 2016, 38(4): 804-808(in Chinese).
- [14] MOHAMMED A N, GHONEIM G A. Fuzzy-PID speed controller model-based indirect field oriented control for induction motor[C]//2020 International Conference on Computer, Control, Electrical, and Electronics Engineering (ICCCEEE). Khartoum, Sudan: IEEE, 2021: 1-6.
- [15] SHI N, CHEN Z W, NIU M, et al. State-of-charge estimation for the lithium-ion battery based on adaptive extended Kalman filter using improved parameter identification[J]. Journal of Energy Storage, 2022, 45: 103518.
- [16] 熊渊琳, 方宝英. 基于 TSK 型递归模糊神经网络的永磁直线同步电机位置控制研究[J]. 机电工程, 2019, 36(4): 413-417.
- XIONG Y L, FANG B Y. Position control of PMLSM based on TSK-type recurrent fuzzy neural network[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2019, 36(4): 413-417 (in Chinese).
- [17] 余平, 孙文旭, 修向前, 等. 基于蓝宝石衬底生长 GaN 的立式 HVPE 控制系统设计[J]. 微纳电子技术, 2022, 59(5): 458-464.
- YU P, SUN W X, XIU X Q, et al. Design of vertical HVPE control system for growing GaN based on sapphire substrate[J]. Micronanoelectronic Technology, 2022, 59(5): 458-464(in Chinese).
- [18] 陈晓敏, 樊立萍. PEMFC 的变论域模糊参数自调整 PID 控制[J]. 沈阳化工大学学报, 2022, 36(3): 269-275.
- CHEN X M, FAN L P. Control of PEMFC based on variable-universe self-tuning fuzzy PID[J]. Journal of Shenyang University of Chemical Technology, 2022, 36(3): 269-275(in Chinese).
- [19] LI M X, YANG G L, LI X Q, et al. Variable universe fuzzy control of adjustable hydraulic torque converter based on multi-population genetic algorithm[J]. IEEE Access, 2019, 7: 29236-29244.
- [20] ULLAH K, GUZINSKI J, MIRZA A F. Critical review on robust speed control techniques for permanent magnet synchronous motor (PMSM) speed regulation[J]. Energies, 2022, 15(3): 1235.
- [21] ALMEIDA R S, DA S F V, VIANNA S S V. Combining the bow-tie method and fuzzy logic using Mamdani inference model[J]. Process Safety and Environmental Protection, 2023, 169: 159-168.

本文引文格式:

- 彭军强, 蔡志浩, 于鸿彬. 基于双模糊的 PMLSM 变论域 PID 控制[J]. 天津工业大学学报, 2025, 44(6): 64-73.
- PENG J Q, CAI Z H, YU H B. PID control based on double fuzzy PMLSM variable domain[J]. Journal of Tiangong University, 2025, 44(6): 64-73(in Chinese).

(责任编辑:孙广宇)