

六相直线感应电机模糊间接矢量控制

张振宇, 汪光森, 王康, 王志伟

(海军工程大学 舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 武汉 430033)

摘要: 针对直线电机运行于复杂环境条件下, 系统建模准确度不高, 参数难以整定的问题, 提出了一种适用于六相直线感应电机的模糊间接矢量控制方法; 在同步旋转坐标系下对六相直线电机建模, 并阐述了间接矢量控制的原理; 将模糊控制算法应用于间接矢量控制中的速度环, 根据位移和速度的偏差直接模糊调节给定电磁力, 使得参数的整定不再依赖准确的系统模型, 且参数调节更为简单; 通过对隶属函数分区和采用中心法清晰化, 减小了模糊控制算法的计算量, 从而能够满足实时计算的要求; 将所提算法在数字信号处理器 (DSP) 中实现, 并在半实物仿真平台上验证, 结果表明所提算法投入后, 位移和速度误差减小都超过了 65%, 能够实现电机速度和位移的准确控制, 且通用性好。

关键词: 六相直线电机; 感应电机; 模糊控制; 间接矢量控制; 硬件在环

Fuzzy Logic and Indirect Vector Control of the Six-Phase Linear Induction Motor

ZHANG Zhenyu, WANG Guangsen, WANG Kang, WANG Zhiwei

(National Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System,
Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: It is difficult to establish an accurate system model or tuning parameters when the linear motor works in a complex environment. To solve this problem, a fuzzy logic and indirect vector control method for the six-phase linear induction motor is proposed in this paper. The six-phase linear motor model in the synchronous rotating coordinate system is built, and the indirect vector control method is detailed introduced. The fuzzy logic control algorithm instead of the position loop is used in indirect vector control. The method adjusts electromagnetic force fuzzily according to the speed and position error, making the tuning of the parameter independent of the accurate system model, and the adjustment of the parameter is simpler. By dividing the membership function into different areas and using a center method, the calculation amount of the fuzzy logic control algorithm is reduced, which can better satisfy the requirement of the real-time calculation. The algorithm is implemented on the Digital Signal Processor (DSP) and verified on the hardware-in-loop simulation platform. The results show that the proposed algorithm can achieve accurate control of motor speed and position, and has good universality.

Keywords: six phase linear motor; induction motor; fuzzy control; indirect vector control; hardware in the loop

0 引言

直线电机是一种无需中间转换结构, 直接将电能转化为直线运动机械能的电磁传动装置^[1], 因其结构简单、可靠性高、控制性能好, 在轨道交通、矿井提升、电梯驱动、飞机弹射等多种场合有着广泛应用^[2-3]。在电机应用于复杂场景时, 如电机运行于水中, 由于水体运动的复杂性, 而且可能受到一些非线性的、时变的、无法预测的外部干扰, 因此往往难以建立电机与水体系统的准确模型。工程上常用的比例-积分-微分 (PID, proportional integral derivative) 控制等, 参数的整定需要准确的系统模型, 在这类场景下, 往往需要多次尝试进行参数的整定, 较为复杂耗时,

且控制精度不高, 适应性也较差^[4]。

模糊控制是一种建立在自然语言控制规则、模糊逻辑推理基础上的控制算法, 它将被控对象看成一个“黑箱”, 通过由操作经验、表述知识等转换成的“模糊规则”, 实现对被控对象的控制^[5], 因此无需准确的数学模型, 很适合复杂、非线性、时变的控制系统^[6]。模糊控制经过多年的发展, 目前已经在炼钢、化工、家用电器等多个领域应用。在电机控制方面, 相关研究也有很多。如文献 [7] 利用模糊神经网络的非线性逼近能力构建了电机的逆系统, 从而实现了对原系统更好的解耦。文献 [8] 利用模糊控制原理为电机最大再生制动力分配系数, 从而提高了再生制动能

收稿日期: 2022-12-09; 修回日期: 2023-01-14。

基金项目: 国家自然科学基金(61902422); 国家重点实验室基金(202124E080)。

作者简介: 张振宇(1994-), 男, 博士研究生。

汪光森(1969-), 男, 博士, 教授, 博士生导师。

通讯作者: 王康(1991-), 男, 博士, 助理研究员。

引用格式: 张振宇, 汪光森, 王康, 等. 六相直线感应电机模糊间接矢量控制[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(10): 108-114.

量的利用率。模糊控制算法也可以与其他先进算法结合, 更好的用于对电机的控制。文献 [9] 将模糊控制算法与滑模控制结合, 通过模糊控制算法调节滑模增益, 提高了滑模控制的抗扰能力, 并削弱了抖振的问题。文献 [10] 采用模糊控制算法取代模型参考自适应算法的 PI 调节器, 对电机转速估算, 使得算法能够更好适应负载的波动。文献 [11] 采用模糊控制算法调节有限集预测代价函数中权重系数, 有效地抑制了转矩和磁链脉动。

模糊控制也较多的应用于电机控制中的速度环。文献 [12] 在转速环中采用模糊自适应 PI 控制算法, 改善了传统 PID 响应速度慢、超调大等问题。文献 [13] 以转速的偏差及其变化率作为模糊控制算法的输入, 以参考电流值作为输出, 提出了一种基于速度环模糊参数自适应的 PID 算法, 该算法相比于传统的 PID 具有更好的鲁棒性。文献 [14] 将分数阶积分与分数阶微分引入模糊控制器中, 设计了一种模糊分数阶 PID 转速外环控制器, 提高了电机系统的控制性能。文献 [15] 提出了一种变论域自适应模糊 PID 复合控制策略, 并将其应用到基于矢量控制的永磁同步伺服系统的速度环中, 提高了系统的鲁棒性和抗扰能力。但模糊控制在用于速度环时, 多是通过调节 PID 参数来改善系统的动态性能, 由于 PID 参数较多, 使得模糊规则较为复杂, 调试也较为耗时。

为了实现电机在复杂环境条件下的准确控制, 本文将模糊控制算法应用于六相直线电机间接矢量控制的速度环, 以位移和速度的偏差为输入, 经过模糊推理直接得到反馈电磁力, 避免了复杂系统的建模和对 PID 参数的整定, 且相比于模糊调节 PID 参数的方法, 只有一个模糊输出量, 控制规则更少。另外通过对隶属函数、模糊控制规则的优化选取, 并采用隶属函数分区和中心法, 减小了计算量, 从而实现了算法的实时计算。最后通过仿真和半实物仿真平台对所提算法进行了验证, 结果表明所提算法能够实现位移和速度对参考值的良好跟踪, 且通用性好, 能够实现复杂环境下直线电机的准确控制。

本文后续章节安排为, 第一节介绍了六相直线感应电机的建模过程, 以及间接矢量的控制方法。第二节阐述了模糊控制算法及其与电机控制算法的结合, 第三节展示了仿真及半实物仿真平台的验证效果, 最后第四节对全文进行了总结。

1 六相直线感应电机间接矢量控制

1.1 六相直线感应电机模型

本文被控对象为六相直线感应电机, 六相绕组为半对称结构, 两套绕组互差 30° 电角度。绕组联结方式如图 1 所示^[16]。

在电机模型建立前, 作如下的假设: 1) 忽略空间谐波的影响; 2) 忽略铁芯磁滞和铁心损耗; 3) 忽略频率和温度变化对绕组电阻的影响; 4) 由于初级绕组极数较多且转子运动速度较低, 忽略边端效应。在自然坐标系下, 六相直线电机的磁链和电压方程可以表示为^[17]:

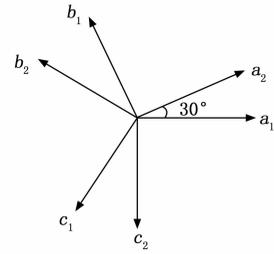


图 1 直线电机初级绕组分布

$$\begin{aligned}\psi_s &= L_s i_s + L_{sr} i_r \\ \psi_r &= L_r i_r + L_{rs} i_s\end{aligned}\quad (1)$$

$$\begin{aligned}u_s &= R_s i_s + p\psi_s \\ u_r &= R_r i_r + p\psi_r\end{aligned}\quad (2)$$

式中, ψ_s 、 ψ_r 为定子和转子磁链, L_s 、 L_r 为定子和转子的自感矩阵, L_{sr} 、 L_{rs} 为定转子的互感矩阵, u_s 、 u_r 为定子和转子电压向量, i_s 、 i_r 为定子和转子电流向量, R_s 、 R_r 为定子和转子电阻矩阵, p 为微分算子。

由于六相电机的数学模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统, 考虑通过坐标变换, 将两个三相分别变换到同步旋转坐标系中, 实现解耦控制。在同步旋转坐标系下, 磁链方程为^[18]:

$$\begin{aligned}\psi_{sd1} &= L_s i_{sd1} + L_m i_{sd2} + L_m i_{rd1} + L_m i_{rd2} \\ \psi_{sq1} &= L_s i_{sq1} + L_m i_{sq2} + L_m i_{rq1} + L_m i_{rq2} \\ \psi_{sd2} &= L_m i_{sd1} + L_s i_{sd2} + L_m i_{rd1} + L_m i_{rd2} \\ \psi_{sq2} &= L_m i_{sq1} + L_s i_{sq2} + L_m i_{rq1} + L_m i_{rq2} \\ \psi_{rd1} &= L_m i_{sd1} + L_m i_{sd2} + L_r i_{rd1} + L_m i_{rd2} \\ \psi_{rq1} &= L_m i_{sq1} + L_m i_{sq2} + L_r i_{rq1} + L_m i_{rq2} \\ \psi_{rd2} &= L_m i_{sd1} + L_m i_{sd2} + L_m i_{rd1} + L_r i_{rd2} \\ \psi_{rq2} &= L_m i_{sq1} + L_m i_{sq2} + L_m i_{rq1} + L_r i_{rq2}\end{aligned}\quad (3)$$

式中, L_m 为激磁电感, L_s 为同步坐标系下初级绕组漏感, L_r 为同步坐标系下次级绕组漏感。下标 d 表示 d 轴分量, 下标 q 表示 q 轴分量, 下标 1 和 2 用于区分两套三相绕组。

电压方程为:

$$\begin{aligned}u_{sd1} &= p\psi_{sd1} - \omega_s \psi_{sq1} + R_s i_{sd1} \\ u_{sq1} &= p\psi_{sq1} + \omega_s \psi_{sd1} + R_s i_{sq1} \\ u_{sd2} &= p\psi_{sd2} - \omega_s \psi_{sq2} + R_s i_{sd2} \\ u_{sq2} &= p\psi_{sq2} + \omega_s \psi_{sd2} + R_s i_{sq2} \\ u_{rd1} &= p\psi_{rd1} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{rq1} + R_r i_{rd1} \\ u_{rq1} &= p\psi_{rq1} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rd1} + R_r i_{rq1} \\ u_{rd2} &= p\psi_{rd2} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{rq2} + R_r i_{rd2} \\ u_{rq2} &= p\psi_{rq2} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rd2} + R_r i_{rq2}\end{aligned}\quad (4)$$

式中, ω_e 为同步旋转角速度, ω_r 为转子旋转角速度。

电磁力方程为:

$$F_c = \beta L_m [(i_{sq1} + i_{sq2})(i_{rd1} + i_{rd2}) - (i_{sd1} + i_{sd2})(i_{rq1} + i_{rq2})]\quad (5)$$

式中, F_c 表示电磁力, $\beta = \pi/\tau$ 为波长系数, τ 为电机极距。

1.2 间接矢量控制算法

电机采用间接矢量控制, 主要原因是本文所研究的直

线电机，工作时间较短，对响应速度要求较高，间接矢量控制采用开环磁通控制，属于前馈控制的思想，具有响应速度快的优点^[19-20]。当采用转子磁场定向，即令 d 轴与转子磁链的方向重合，磁链的 q 轴分量为 0，即：

$$\begin{aligned} \psi_{rd} &= \psi_r \\ \psi_{rq} &= p\psi_{rq} = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

转子绕组电压为 0，根据式 (4) 与式 (6)，得到：

$$\begin{aligned} i_{rd1} &= i_{rd2} = \frac{-p\psi_r}{R_r} \\ i_{rq1} &= i_{rq2} = \frac{-\omega_s\psi_r}{R_r} \end{aligned} \quad (7)$$

式中， ω_s 为滑差频率， $\omega_s = \omega_e - \omega_r$ 。

根据式 (3)、式 (6) 和式 (7)，可以求出转子磁链和滑差频率如下：

$$\psi_r = \frac{L_m R_r (i_{sd1} + i_{sd2})}{R_r + p(L_m + L_r)} \quad (8)$$

$$\omega_s = \frac{L_m R_r (i_{sq1} + i_{sq2})}{\psi_r (L_m + L_r)} \quad (9)$$

根据式 (3) 和式 (5)，得到电磁力的表达式：

$$F_e = \frac{2\beta\psi_r L_m (i_{sq1} + i_{sq2})}{(L_m + L_r)} \quad (10)$$

对电机的两个三相采用相同的控制策略，其中一个三相的间接矢量控制算法原理如图 2 所示。图中上标 * 代表给定值。 x 、 v 、 a 为位移、速度和加速度。ACMR 为电流励磁分量调节器，ACTR 为电流转矩分量调节器。 F_p 为前馈力，由给定的速度和加速度决定， F_f 为反馈力，由速度环计算得到。

整个控制过程为：通过给定励磁电流 i_{sd}^* ，由式计算给定的转子磁链 ψ_r^* ，根据速度和位移偏差，由速度环计算出反馈力 F_f^* ，由给定速度和加速度计算出前馈力 F_p^* ，反馈力与前馈力相加得到命令力 F_e^* 。通过式和计算给定转矩电流 i_{sq}^* 以及滑差频率 ω_s ，将给定的电流与实际电流比较，通过电流调节器计算出所需电压，转换到三相静止坐标系后，通过 PWM 调制实现对逆变器的控制，进而控制电机。位移传感器的数据经过微分后得到速度，进而得到转子角频率 ω_r ，与滑差频率 ω_s 相加得到同步旋转角速度 ω_e ，积分后得到磁场旋转角度 θ ，用于坐标变换。

2 模糊控制算法

由图 2 可知，给定的命令电磁力包括前馈力和反馈力

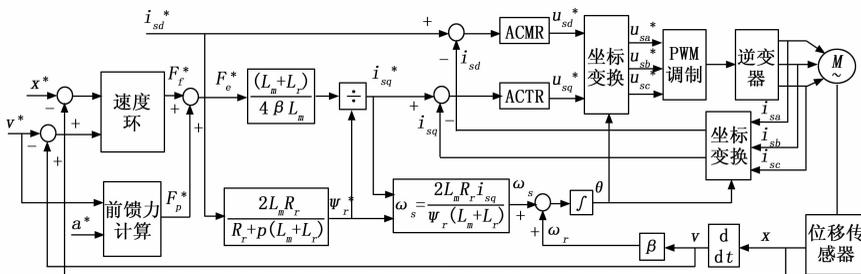


图 2 间接矢量控制的基本原理图

两个部分，对于反馈力的计算，传统上一般采用 PID 控制的方法，但是 PID 参数的整定依赖于准确的系统模型，且较为复杂。因此考虑在原有间接矢量控制的基础上，将模糊控制用于速度环，避免了复杂的系统建模和参数整定过程。模糊控制算法的原理如图 3 所示^[21]。

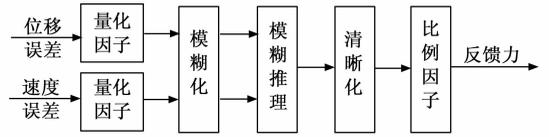


图 3 模糊控制的基本原理图

算法的原理为：以位移和速度误差作为输入，经量化因子放大，再通过隶属函数模糊化，按照预先设定的模糊控制规则进行模糊推理，将推理的结果采用中心法进行清晰化，并通过比例因子放大，得到反馈电磁力作为输出。由于仅有两个输入和一个输出，因此整个模糊控制算法计算量较小。

输入和输出论域选定范围为 $[-5, 5]$ ，这样可以使隶属函数的解析表达式更加简洁。量化因子的选择则要根据运行工况下的最大偏差来确定，本文选定速度偏差范围为 $[-0.5, 0.5]$ ，位移偏差范围为 $[-0.05, 0.05]$ ，因此速度误差对应的量化因子设定为 10，位移误差对应的量化因子设定为 100。由于实际工况存在一定的干扰，实际误差可能会超出该误差范围，对于这种情况，则按照最大误差处理。例如对于位移误差为 0.06 m/s 的情况，则按照位移误差为 0.05 m/s 处理。对于比例因子的确定，则要根据实际的工况进行调节。在实验前，可以根据经验对比例因子设定一个大致范围，实验时，再根据调节效果适当增大或减小比例因子，相比于 PID 需要整定 3 个参数，该方法更为简单。

2.1 隶属函数与模糊控制规则

隶属函数一般采用三角形或者高斯型，考虑到计算量，采用三角形隶属函数，且仅使用 5 个模糊子集 $\{NB NS ZO PS PB\}$ ，分别代表负大、负小、零、正小、正大。采用的三角形不完全相同，因为在输入量较大时，调节较为粗糙，在输入量较小时，调节更为精细。输入隶属函数的形式如图 4 所示。

输出隶属函数形式如图 5 所示。

隶属函数形式较为简单，其表达式都是线性函数，因此计算量很小。且由于隶属函数都是关于 0 轴对称的，因此实际仅需存储横轴正半部分的函数，对于负半轴的计算，直接取绝对值，即可求出相应的隶属度，因此函数存储可以减少一半。

为了实现较好的控制效果，需要制定合适的模糊控制规则。本文所制定的模糊控制规则如表 1 所示。

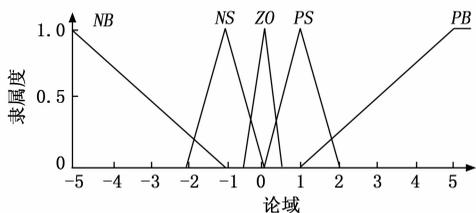


图 4 输入隶属函数示意图

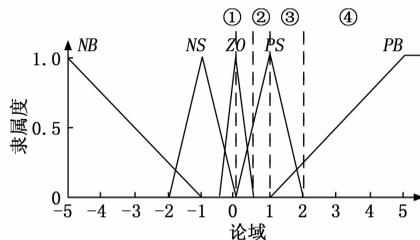


图 6 隶属函数分区示意图

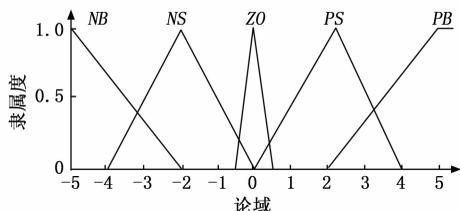


图 5 输出隶属函数示意图

表 1 模糊控制的规则

e	ec				
	NB	NS	ZO	PS	PB
NB	PB	PB	PS	PS	ZO
NS	PB	PS	PS	ZO	ZO
ZO	PB	PS	ZO	NS	NB
PS	ZO	ZO	NS	NS	NB
PB	ZO	NS	NS	NB	NB

表中: e 表示位移误差, ec 表示速度误差。

模糊控制规则遵循: 当速度和位移误差同为负时, 说明实际速度和位移小于参考值, 给定的电磁力偏小, 此时应当增大电磁力, 且误差越大, 补偿力的绝对值应当越大; 当速度和位移误差同为正时, 说明实际速度和位移大于参考值, 给定电磁力偏大, 此时应当减小电磁力, 且误差越大, 补偿力的绝对值应当越大; 当速度和位移误差不同正负号时, 此时应当根据二者误差大小确定补偿力的正负以及合适的值。总体而言模糊规则数目较少, 实现较为简单。

2.2 近似推理与清晰化

由表 1 可知, 一共有 25 条模糊控制规则, 如果每次计算都调用 25 条规则进行推理, 计算量很大, 因此考虑采用分区的方法^[22], 筛选出有效的控制规则, 从而减小计算量。输入隶属函数分区如图 6 所示。

鉴于隶属函数关于 0 轴对称的, 因此只对正半轴进行分区, 分区的依据是该区域内包含隶属函数的数目, 例如, 在①区有 ZO 和 PS 两个子集, 而②区只有 PS 一个子集。通过分区, 可以确认有效的模糊子集, 其余不含有有效模糊子集的控制规则不用考虑, 从而减小模糊推理计算量。

选择有效控制规则, 采用 Mamdani 算法进行推理^[23], 得到的结果需要经过清晰化, 转换为具体的数值。清晰化一般采用重心法, 但是重心法的计算量较大, 考虑采用文

献 [24] 中的中心平均法, 其计算结果与重心法较为接近, 且计算量较小。中心平均法具体计算方法为:

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l \omega_l}{\sum_{l=1}^M \omega_l} \quad (11)$$

式中, \bar{y}^l 为第 l 个模糊子集的中心, 对于输出的模糊子集, 如图 5 所示, 对应的中心为: $\{NB \ NS \ ZO \ PS \ PB\} = \{-4 \ -2 \ 0 \ 2 \ 4\}$ 。 ω_l 为其高度, 即模糊子集的隶属度, 通过模糊推理得到, y 为清晰化的输出。这里需要注意的是, 当式 (11) 的分母为 0 时, 即隶属度整体为 0 时, 应当令输出为 0。

根据隶属函数和模糊控制规则, 我们可以得到模糊推理输出曲面, 如图 7 所示。

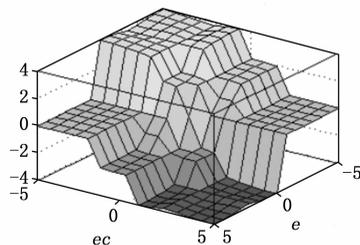


图 7 模糊推理输出曲面

图 7 中, e 和 ec 分别表示位移和速度误差, ΔF 为模糊推理的输出。从图中可知, 模糊推理输出曲面较为平滑, 且具有对称性, 与设定规则相符, 即 e 和 ec 同为负时, 实际速度和位移小于参考值, 给定的电磁力偏小, 因此输出的 ΔF 为正, 增大电磁力; e 和 ec 同为正, 则同理 ΔF 为负, 减小电磁力。且 e 和 ec 的绝对值越大, ΔF 的绝对值也越大。当 e 和 ec 不同号时, 则根据误差绝对值的大小来确定具体确定 ΔF 的正负和大小。另外, 当 e 和 ec 同为 0 时, ΔF 也为 0, 符合设定的规则。

3 仿真和硬件在环测试

3.1 仿真结果

为验证算法的正确性, 在 Simulink 中搭建了系统的仿真模型, 仿真模型主要由电源、逆变器、电机、负载、水动力和控制模块几个部分组成, 电源为整个系统提供能量, 逆变器将输入的直流电逆变为交流电, 供给电机, 电机动力推动负载加速运动, 水动力模块主要模拟水体环境, 控制模块主要是包含图 2 所示的控制算法的实现。整个系统可以模拟直线电机在水体环境下, 短时间内推动负载加速运行的工况。电机参数和控制参数如表 2 所示。

表 2 电机参数和控制参数表

参数	数值
定子电阻 R_s/Ω	0.041
转子电阻 R_r/Ω	0.047
激磁电感 L_m/mH	0.266
初级漏感 $L_{s\sigma}/\text{mH}$	0.493
次级漏感 $L_{r\sigma}/\text{mH}$	0.374
速度量化因子	10
位移量化因子	100
比例因子	80 000

为了充分说明算法的有效性, 首先给出模糊控制算法投入前, 即不加反馈力, 命令力直接等于前馈力的情况, 之后再投入模糊控制算法, 对比模糊控制算法投入前后的速度位移和命令力数据, 如图 8 所示。

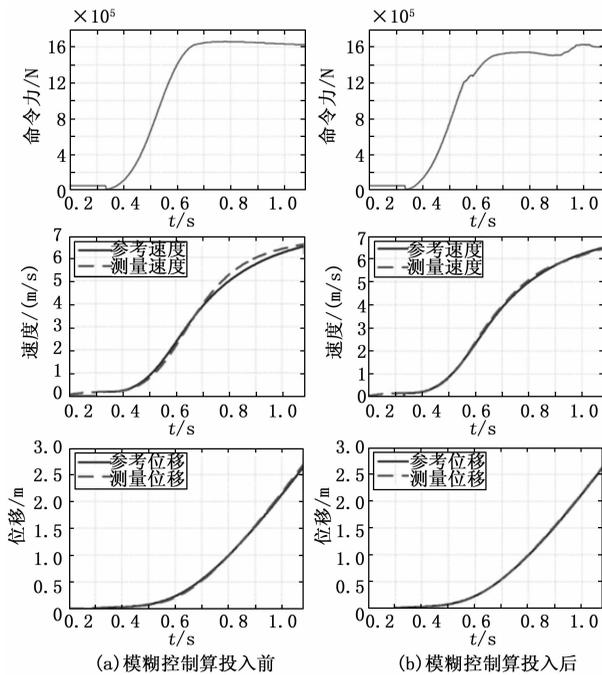


图 8 模糊算法投入前后仿真结果对比

从仿真结果可以看出, 模糊控制投入前, 速度位移跟踪效果较差, 电机运行后期, 速度明显偏高, 速度和位移都有较大的偏差, 最大速度误差达到 0.296 m/s, 位移误差为 0.054 m, 模糊控制投入后, 速度和位移误差大大减小, 最大速度误差仅为 0.098 m/s, 减小了 66.7%, 最大位移误差仅为 0.015 m, 减小了 72.2%。模糊控制投入后, 0.5 s 之前, 速度位移误差较小, 电磁力的调节也较小; 在 0.5 s 之后, 误差明显变大, 电磁力调节力度也增大, 速度和位移误差显著减小。从结果上看, 速度和位移已经能够准确的跟踪参考值, 且电磁力的调节较为平滑, 说明模糊控制算法的有效性。

3.2 硬件在环测试结果

为进一步验证算法的可行性, 搭建了半实物仿真平台,

如图 9 所示。



图 9 半实物仿真平台

图 9 中, 上位机即带有 Labview 软件的笔记本电脑, 用户可以通过在界面中输入指令和参数, 通过串口下发给主控制器, 执行不同的运行工况。另外, 上位机可以存储主控制器上传的故障和状态数据。主控制器主要包括数字信号处理器 (DSP, digital signal processor) 芯片以及若干光电转换板, 用于将指令和参数通过串口通信同时发送给两个底层控制器, 并接收底层控制器上传的故障和状态信息。两个底层控制器和主控制器具有相同的硬件组成, 每个底层控制器负责执行一个三相的控制算法, 包括图 2 所示的控制算法、模糊控制算法和相关的故障判定等。算法主要在 DSP 芯片中执行, 由于本文设计的模糊算法计算量小, 执行时间较短, 不会影响实时控制效果。两个底层控制器通过接口箱与仿真机连接, 接口箱包含若干光电转换板, 主要用于信号的转换和适配。底层控制器发送 IGBT 驱动信号到仿真机, 同时也采集仿真机中电机模型的位置、电压、电流等状态信号。仿真机包含电机、逆变器和水动力、负载等模型, 用来模拟实际的系统运行状态^[25]。控制参数仍采用表 2 中参数, 在半实物仿真平台上的测试结果如图 10 所示。

由图 10 可知, 半实物仿真平台的测试结果与仿真结果基本吻合, 模糊控制算法投入前, 速度和位移都有较大的偏差, 最大速度误差为 0.187 m/s, 位移误差为 0.096 m, 模糊控制投入后, 速度和位移误差大大减小, 最大速度误差仅为 0.064 m/s, 减小了 65.8%, 位移误差仅为 0.004 m, 减小了 99.6%, 速度和位移能够较好跟踪参考值, 且电磁力调节较为平滑, 验证了模糊间接矢量控制算法的有效性。

为进一步验证算法的通用性, 更改参考速度和位移, 并将负载调整为原来的 1/2, 新工况的硬件在环测试得到结果如图 11 所示。

由图 11 可知, 工况改变后, 前馈力明显偏大, 使得速度和位移的误差很大, 相比于图 10, 最大速度误差由 0.187 m/s 增大到 0.281 m/s, 位移误差由 0.096 m 增大到 0.183 m, 但模糊控制投入后, 速度和位移误差显著减小, 最大速度误差

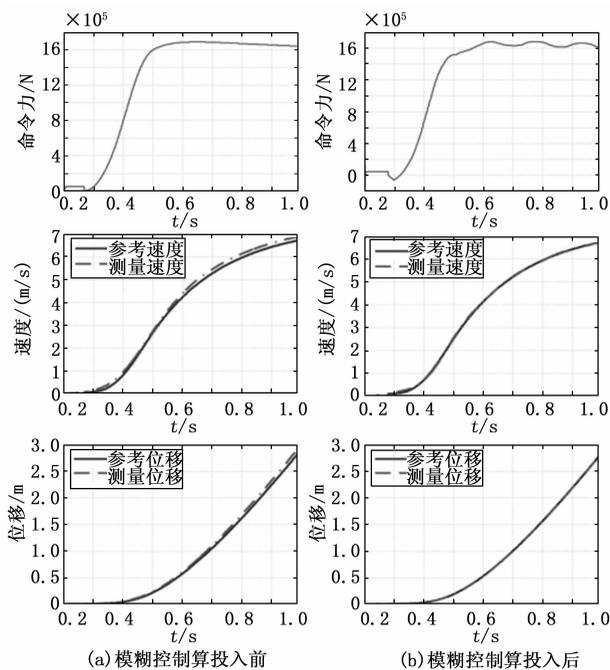


图 10 半实物仿真平台的测试结果

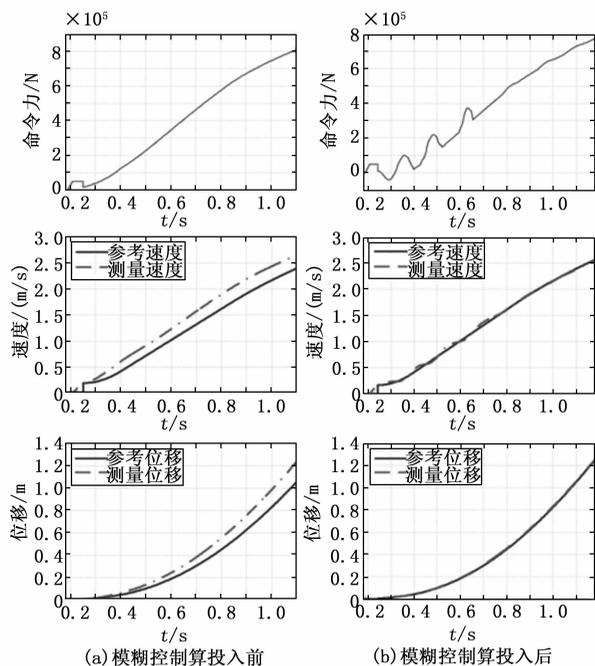


图 11 工况改变后的测试结果

仅为 0.051 m/s, 减小了 81.6%, 相比于图 10, 最大误差更小, 误差减小的比例也更多, 而位移误差为 0.017 m, 减小了 90.7%, 相比于图 10, 最大误差稍大, 误差减小比例略小, 但速度和位移能够准确跟踪参考曲线, 电磁力调节稍有波动, 但基本平滑, 验证了算法的调节能力以及算法的通用性。

4 结束语

本文将模糊控制算法与间接矢量控制结合, 用于复杂

环境条件下六相直线感应电机的控制, 通过将模糊控制算法应用于速度环, 避免了对复杂系统建模及 PID 参数的整定, 由于模糊控制仅包含两个输入和一个输出, 因此模糊规则较为简单, 且调试时仅调节比例因子, 能够大幅节省参数整定时间。在模糊控制器设计时, 通过对模糊控制规则的优化选取、对隶属函数分区和采用中心法进行清晰化, 减小了算法的计算量, 确保了实时控制。最后, 通过仿真和半实物仿真平台对所提算法验证, 结果表明在模糊算法投入后, 位移和速度误差减小都超过了 65%, 速度和位移能够准确的跟踪参考值, 且能够适用不同的负载工况, 验证了算法的准确性和通用性。后期考虑将该算法应用到实际的装置中。

参考文献:

- [1] 韩一, 聂子玲, 朱俊杰, 等. 考虑动态边端效应的六相直线感应电机数学模型及矢量控制 [J]. 电机与控制学报, 2019, 23 (3): 9-17.
- [2] LI J Q, LI W L, DENG G Q, et al. Continuous-behavior and discrete-time combined control for linear induction motor-based urban rail transit [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52 (7): 1-5.
- [3] 孙兴法, 聂子玲, 朱俊杰, 等. 基于低阶串行双扩展卡尔曼滤波的永磁直线同步电机无速度传感器控制策略 [J]. 电工技术学报, 2018, 33 (12): 2685-2694.
- [4] 童文秀, 王武. 移相全桥动态模型及自适应模糊 PID 控制器设计 [J]. 电气技术, 2015, (8): 15-18, 39.
- [5] 张镭, 谢玮, 姜珊. 基于模糊控制的双闭环直流可逆调速系统的设计 [J]. 计算机测量与控制, 2018, 26 (5): 86-89, 101.
- [6] TAO C W, WANG C M, CHANG C W. A design of a DC-AC inverter using a modified ZVS-PWM auxiliary commutation pole and a DSP-based PID-like fuzzy control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (1): 397-405.
- [7] 朱焯秋, 顾志伟. 基于模糊神经网络逆系统的五自由度无轴永磁同步电机自抗扰控制 [J]. 电机与控制学报, 2021, 25 (2): 72-81.
- [8] 李聪波, 易茜, 胡芮, 等. 基于模式模糊识别的电动车双电机系统再生制动控制 [J]. 计算机集成制造系统, 2020, 26 (4): 871-881.
- [9] 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.
- [10] MEI Y, SUN K, SHI Y C. 2-D fuzzy logic based MRAS scheme for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor drives with cyclic fluctuating loads [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2015, 1 (1): 85-91.
- [11] 史涔激, 马红如, 陈卓易, 等. 永磁同步电机模糊代价函数预测转矩控制 [J]. 电机与控制学报, 2022, 26 (1): 1-8.
- [12] 雷金莉. 无刷直流电机模糊 PI 控制系统设计 [J]. 现代电子技术, 2012, 35 (6): 161-163.
- [13] 尹洪桥, 易文俊, 李璀璨, 等. 基于速度环模糊参数自适应

PID 载无刷直流电机控制系统研究 [J]. 兵工学报, 2020, 41 (S1): 30-38.

[14] 党选举, 彭慧敏, 姜 辉, 等. 基于模糊分数阶 PID 的开关磁阻电机直接瞬时转矩控制 [J]. 振动与冲击, 2018, 37 (23): 104-110.

[15] 崔家瑞, 李 擎, 张 波, 等. 永磁同步电机变论域自适应模糊 PID 控制 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33 (S1): 190-194.

[16] 黄垂兵, 许 金, 马伟明, 等. 分段供电六相圆筒式直线感应电动机数学模型 [J]. 国防科技大学学报, 2016, 38 (6): 18-23.

[17] 耿乙文, 鲍 宇, 王 昊, 等. 六相感应电机直接转矩及容错控制 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36 (21): 5947-5956.

[18] 屈 鲁, 谢 卫, 卢颖娟. 六相感应电机的矢量控制研究 [J]. 电机与控制应用, 2012, 39 (5): 33-36.

[19] 李卫超, 胡 安, 马伟明, 等. 新型长定子直线感应电机闭环控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30 (S1): 226-231.

[20] 张会娟, 姚艳艳, 刘建娟, 等. 基于矢量控制的永磁同步电机控制方法研究 [J]. 计算机测量与控制, 2021, 29 (1): 77-81.

[21] 杨 伟, 邓程城, 徐 乐. 基于模糊 Smith 预估的直驱风电机组变桨距控制器研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44 (1): 65-70.

[22] 刘福才, 韩会山, 陈 丽. 基于 DSP 的异步电机模糊控制系统编程实现 [J]. 电机与控制学报, 2006, 10 (1): 18-22.

[23] 崔红芬, 杨 波, 蒋 叶, 等. 基于模糊控制和 SOC 自恢复储能参与二次调频控制策略 [J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47 (22): 89-97.

[24] 王立新. 模糊系统与模糊控制教程 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.

[25] 赵凯辉, 陈特放, 张昌凡, 等. IPMSM 非奇异快速终端滑模无速度传感器转矩控制 [J]. 仪器仪表学报, 2015, 36 (2): 294-303.

(上接第 107 页)

[4] 唐晓刚, 杨广雨, 郇 浩, 等. 面向机械臂的永磁同步电机 RBF 网络磁场矢量控制系统 [J]. 北京理工大学学报, 2022, 42 (10): 1089-1096.

[5] 卢雪红, 邵亚军. 基于 STM32 智能小车自主循迹避障系统设计与功能实现 [J]. 世界有色金属, 2021, 586 (22): 165-168.

[6] 龚振洲, 魏 浩, 范思源, 等. 15 MA Z 箍缩装置真空磁绝缘传输线损失电流的电路模拟 [J]. 物理学报, 2022, 71 (10): 356-364.

[7] 王永清, 刘 欢, 王硕南, 等. 基于 1N4148 玻封二极管的低成本光电计数电路设计 [J]. 河北大学学报 (自然科学版), 2021, 41 (4): 443-448.

[8] 傅 闯, 叶运铭, 汪娟娟, 等. 基于 D 分割法的 LCC-HVDC 系统控制器参数整定方法 [J]. 电力系统自动化, 2022, 46 (13): 139-150.

[9] 孟 柳, 章回炫, 范 涛. 永磁同步电机静止参数辨识及电流环控制器自动参数整定 [J]. 兵工学报, 2021, 42 (10): 2114-2122.

[10] 王 蕾, 周楚建, 张泽琳, 等. 考虑层间停光的废旧机械零件多区域多层激光熔覆路径规划 [J]. 机械工程学报, 2021, 57 (15): 211-221.

[11] 吴 强, 刘夫云, 胡汝凯, 等. 基于 CAD/CAE 集成的机械零件性能优化方法研究 [J]. 机械强度, 2021, 43 (6): 1504-1509.

[12] 李晓田, 邹博文, 王安麟. 适应多工况的工程机械液压元件载荷集总参数动态响应模型 [J]. 西安交通大学学报, 2021, 55 (5): 56-64.

[13] 王素琴, 陈太钦, 张 峰, 等. 面向复杂机械零件形貌测量的高精度三维重建方法 [J]. 红外与激光工程, 2022, 51 (7): 330-340.

[14] 覃雄臻, 莫易敏, 覃佳亮, 等. 实际工况下判定螺栓联接松动失效的 FEM 研究 [J]. 机械设计与制造, 2022, 375 (5): 99-102.

[15] 白科研, 沈小燕, 李东升. 高强度螺纹联接防松用传感器功能化弹性垫圈的研究 [J]. 现代制造工程, 2022, 506 (11): 103-107.

[16] 钟 庆, 熊 能, 王 钢, 等. 基于电压暂降监测数据分析的配电网故障定位 [J]. 电力电容器与无功补偿, 2021, 42 (2): 97-102.

[17] 张亚超, 郑 峰, 舒胜文, 等. 考虑多重不确定性的电-气-交通网络耦合系统数据驱动鲁棒优化调度 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41 (13): 4450-4462.

[18] 颜湘武, 张伟超, 崔 森, 等. 基于虚拟同步机的电压源逆变器频率响应时域特性和自适应参数设计 [J]. 电工技术学报, 2021, 36 (S1): 241-254.

[19] 周 杨, 张俊勃. 适用于孤岛微电网的电压型虚拟同步发电机自适应惯性控制与频率恢复控制 [J]. 南方电网技术, 2022, 16 (1): 127-136.

[20] 曾云辉, 罗李平, 汪志红, 等. 一类具阻尼项的三阶非线性中立型泛函微分方程的振动性和渐近性 [J]. 振动与冲击, 2021, 40 (8): 19-27.

[21] 霍振阳, 张静娜, 黄健飞. 多项 Caputo 分数阶随机微分方程的 Euler-Maruyama 方法 [J]. 计算数学, 2022, 44 (3): 354-367.

[22] 张永超, 王光杰, 李宏杰, 等. 基于吸收边界条件的瞬变电磁法三维矢量有限元快速正演 [J]. 地球物理学报, 2021, 64 (3): 1106-1118.

[23] 陈永堂, 王 琦. 带 Neumann 边界条件的延迟泛函偏微分方程线性 θ -方法的稳定性 (英文) [J]. 应用数学, 2022, 35 (1): 137-146.

[24] 钱露露, 娄 鹏, 冯 金, 等. 星型轮系人字齿轮传动系统三维有限元建模和模态特性分析 [J]. 机械传动, 2022, 46 (9): 109-117, 170.

[25] 赵 旭, 张 浩, 曾 涛, 等. 压电相含量和聚合物性能参数对 1-3 型压电复合材料压电性能影响的有限元模拟 [J]. 机械工程材料, 2021, 45 (6): 99-102.