

无速度传感器的异步电动机模糊自适应 PI 直接转矩控制*

温瀚斌 崔彦良

(兰州交通大学机电工程学院, 甘肃 兰州 730070)

摘要: 文章针对传统无速度传感器直接转矩控制转速不稳定、超调量大等问题做出两点改进。首先, 引入自耦 PI 对传统 MRAS 无速度传感器直接转矩控制进行改进, 该方法改善无传感器直接转矩控制调速性能、降低超调量、减小稳态误差; 其次, 针对直接转矩控制具有转矩脉动大、调速性能差等缺点, 提出变论域静态模糊自适应 PI 控制策略, 减小转矩脉动并改善调速性能, 大大提升了抗负载能力; 最后, 在 Matlab/Simulink 仿真环境下进行了仿真并进行分析, 证明了上述方法的有效性和可行性。结果表明, 相对于传统的无速度传感器直接转矩控制系统, 仿真结果显示减小了转速超调量, 缩短了转速上升中到达高速工况的响应时间, 提升了抗负载能力。

关键词: 直接转矩控制; 变论域; 自适应模糊控制; 模型参考自适应; 自耦 PI

中图分类号: TM343.2 **文献标识码:** A

DOI: [10.19287/j.mtmt.1005-2402.2024.04.003](https://doi.org/10.19287/j.mtmt.1005-2402.2024.04.003)

Speed sensorless fuzzy adaptive PI direct torque control of asynchronous motor

WEN Hanbin, CUI Yanliang

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, CHN)

Abstract: In order to solve the problem of speed instability and large overshoot of speed sensorless direct torque control. Firstly, auto-coupling PI is introduced to improve the speed regulation performance of sensorless direct torque control and reduce steady-state error. Secondly, the variable universe fuzzy adaptive PI control strategy is proposed to reduce the torque ripple and improve the speed regulation performance, aiming at the shortcomings of direct torque control such as large torque ripple and poor speed regulation performance. Finally, it is simulated under Matlab/Simulink and the validity and feasibility of the above are proved. The results show that the simulation results of direct torque control system show that the speed overshoot is reduced, the response time of speed rising to high speed is shortened, and the load resistance is improved.

Keywords: direct torque control; variable universe; adaptive fuzzy control; model reference adaptation; autocoupling PI

在异步电机多种控制策略中, 应用最广泛的两种控制策略是矢量控制和直接转矩控制。矢量控制通过控制转矩和磁链滞环来实现电机转矩和磁链的直接控制, 现如今, 矢量控制策略的实现常与西门子、罗克韦尔变频器结合, 但电机参数变化对电机的动静态性能影响较大, 难以达到控制要求。文献 [1] 采用矢量控制方法控制车辆异步电机, 控制效果良好。直接转矩控制则是通过控制电机定子电

流的 α - β 轴分量来控制电机的转矩和磁链。直接转矩控制的动态性能优于矢量控制, 并且控制精度高, 控制方法简单。

对于无速度传感器理论, 模型参考自适应系统 (model reference adaptive system, MRAS) 的应用更为广泛, 由于结构简单、算法简洁、与数字控制系统相结合实现相对容易, 并且已有文献证明 MRAS 系统稳定收敛。文献 [2] 设计了一种带有负

* 国家自然科学基金 (61863021); 兰州交通大学基础研究拔尖人才培养计划 (2022JC13)

载扰动补偿的改进型 MRAS 观测器，具有好的鲁棒性和动态性能。对于异步电机，文献 [3] 设计了一种关于定子磁链的滑模 MRAS 观测方法，更适用于直接转矩控制，同时进行仿真验证证明其具有更快的响应速度和良好的动静态性能。文献 [4] 设计了一种新型 MRAS 的 PMSM 无差拍电流预测控制，提高了其鲁棒性。文献 [5] 将 MRAS 方法加入 12 扇区直接转矩控制反步控制法中，获得了良好的控制性能。

以往，PID 控制算法常被用于电机控制领域，其中低速范围内控制精度较高，但动态调速性能及稳定性较差，转矩脉动大。为了克服以上缺点，需与其他控制方法相结合。近些年来，众多研究人员将模糊控制应用到直接转矩控制系统中。文献 [6-7] 中，研究者将模糊控制应用到永磁同步电机的矢量控制中，以此达到更好的调速性能。文献 [8] 针对永磁同步电机直接转矩控制中的转速环、转矩环和磁链环，提出了一种模糊控制器，实时调节 PID 参数的方法，获得了良好的调速性能。

模糊直接转矩系统转速误差 e 和误差变化率 e_c 会随着系统持续运行而减小，然而上述研究都忽略了这一特性，从而使得 Fuzzy 规则并未被充分利用，导致系统运行速度变慢，调速性能变差。针对此问题，部分研究者引入伸缩因子概念，将变论域 Fuzzy PID 应用于电机控制。文献 [9] 将其引入 PMSM 的矢量控制中，并加入樽海鞘群智能算法，通过仿真证明该策略在工程上具有较好的实用性和控制性能。

基于 MRAS 的无速度传感器理论对参数具有一定的依赖性，而其中的 PI 增益参数通常由试凑法取得，缺乏协调控制的思想。针对此问题，本文将自耦 PI 概念引入 MRAS，通过引入速度因子 Z_c 统一整定 PI 参数，降低了选取不同 PI 参数的不确定性。同时为了改善调速性能，将转速环的模糊 PI 控制策略改进为变论域模糊 PI 控制，提升了电机无速度传感器转速的响应速度，提高了电机调速精度。

同时，本文将模糊 PI 控制应用于转速环当中，大大减小了转矩脉动，提升了控制性能。同时，针对模糊规则利用率低的问题，将模糊 PI 控制改进为变论域模糊 PI 控制，提高系统的响应速度和鲁棒性，减小转矩脉动。

基于此，结合实际工程应用背景，针对上述所提研究策略搭建模型并进行仿真分析，仿真结果验证了上述方法的可行性。

1 直接转矩控制系统

1.1 两相静止坐标系下 DTC 数学模型

异步电机在调速时需要电压、电流和频率的协调控制，而输出变量有转速、磁通等独立变量，这些变量之间又相互影响，是一个强耦合的多变量系统。再加上磁饱和因素、电磁惯性和机械惯性对异步电机系统的影响，造成其模型具有多阶非线性的特点，在建立异步电机数学模型（图 1）时，需做以下假设：

- (1) 绕组相互间以 120° 均匀分布，忽略谐波影响。
- (2) 不考虑频率和温度的影响。
- (3) 不计铁芯损耗。
- (4) 自感互感恒定，不考虑磁路饱和。

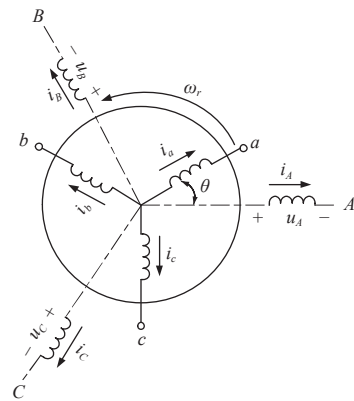


图 1 三相异步电机数学模型

为了优化系统的控制性能，需要在不同坐标系下对电机模型进行分析， α - β 两相静止坐标系下的异步电机数学模型如下。

(1) 电压方程

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中：下标为 α 表示两相坐标系下 α 轴的物理量分量；下标为 β 表示两相坐标系下 β 轴的物理量分量；下标为 s 表示定子侧的物理量；下标为 r 表示转子侧的物理量； $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 分别表示静止坐标系下两相定子电压； $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 分别表示两相定子电流； $u_{r\alpha}$ 、 $u_{r\beta}$ 分别表示两相转子电压； $i_{r\alpha}$ 、 $i_{r\beta}$ 分别表示两相转子电流； R_s 为定子电阻； R_r 为转子电阻； L_s 、 L_r 、 L_m 分别表示定子电感、转子电感和定转子互感。

(2) 磁链方程

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中： ψ_{sa} 、 ψ_{sb} 表示两相定子磁链； ψ_{ra} 、 ψ_{rb} 表示两相转子磁链。

(3) 转矩平衡方程

$$T_e = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3)$$

式中： T_e 表示电磁转矩； T_L 表示负载转矩； J 表示转动惯量； n_p 表示磁极对数； ω_r 表示转子转速。

1.2 直接转矩控制系统结构

直接转矩控制系统的基本组成包括电压型逆变器、电流和电压变换器、磁链和转矩计算模块、磁链和转矩调节模块以及开关信号选择单元。首先测出逆变器输出的定子电压和定子电流，经过坐标变换转换成 α - β 坐标系下的定子电压和定子电流，再利用磁链计算模块算出磁链矢量的投影，转矩计算模块算出转矩值，将磁链矢量投影进入磁链自控制单元进行定子磁链区段判断，得出开关信号，转矩值经转矩调节单元后，得到转矩控制信号来控制转矩大小的调控，开关信号和转矩控制信号共同控制逆变器桥臂的导通，使定子磁链轨迹沿圆形运动。

直接转矩控制等效结构图如图2所示。

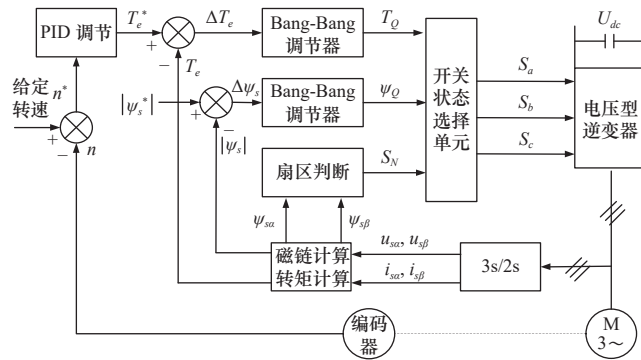


图2 直接转矩控制等效结构图

2 自耦PI无速度传感器

2.1 MRAS无速度传感器

对于电机实际应用中，反馈信息的精确性影响着控制效果。若使用的编码器或机械速度传感器时，则该信息的可靠性降低，从而影响控制效果。基于此引入了无传感器控制技术来基于机器模型估计速度。然而，对于直接转矩控制系统来说，很难找到

合适的定子磁链估计和速度估计方法，因此本文采用转子磁链参考模型和可调模型。基于参考模型和可调模型之间的比较来估计系统变量。获取这两个模型之间的误差驱动产生估计速度的自适应机制。参考模型表示如下：

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{ra} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{sa} - R_s i_{sa}) dt - \sigma L_s i_{sa} \right] \\ \hat{\psi}_{rb} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (v_{sb} - R_s i_{sb}) dt - \sigma L_s i_{sb} \right] \end{cases} \quad (4)$$

式中： $\hat{\psi}_{ra}$ 、 $\hat{\psi}_{rb}$ 表示两相静止坐标系下参考模型的转子磁链估计； σ 为漏磁系数， $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 。

可调模型表示如下：

$$\begin{cases} \tilde{\psi}_{ra} = \frac{T_r}{1 + T_r s} \left(-\omega_r \tilde{\psi}_{rb} + \frac{L_m}{T_r} i_{sa} \right) \\ \tilde{\psi}_{rb} = \frac{T_r}{1 + T_r s} \left(\omega_r \tilde{\psi}_{ra} + \frac{L_m}{T_r} i_{sb} \right) \end{cases} \quad (5)$$

式中： $\tilde{\psi}_{ra}$ 、 $\tilde{\psi}_{rb}$ 表示两相静止坐标系下可调模型的转子磁链估计； T_r 为转子电磁时间常数， $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ 。

参考磁链中的磁链估计和可调节模型之间磁链估计的误差用于控制适当的自适应机制，该自适应机制产生估计速度，磁链误差表示如下：

$$\begin{cases} \gamma_\alpha = \hat{\psi}_{ra} - \tilde{\psi}_{ra} \\ \gamma_\beta = \hat{\psi}_{rb} - \tilde{\psi}_{rb} \end{cases} \quad (6)$$

根据Popov超稳定性定律，可以得到观测转速表达式为

$$\hat{\omega}_r = K_P \int_0^t (\hat{\psi}_{ra} \tilde{\psi}_{rb} - \hat{\psi}_{rb} \tilde{\psi}_{ra}) + K_I (\hat{\psi}_{ra} \tilde{\psi}_{rb} - \hat{\psi}_{rb} \tilde{\psi}_{ra}) \quad (7)$$

2.2 自耦PI算法

对于传统MRAS无速度传感器中PI控制增益多使用试凑法，即根据经验试凑出合适的参数。传统PID控制器中， K_P 、 K_I 、 K_D 三个控制参数相互独立，缺少协调性，由此导致调节困难，文献[10]提出自耦PID(auto-coupling PID, AC-PID)算法，通过引入速度因子 Z_c 统一表示PID控制器的增益参数，紧密结合PID控制器中比例、积分、微分环节去控制信号，增强了其物理环节的协同性。这种控制算法对于后期系统的调试工作进行了极大的简化，也改变了如今PID控制器中参数皆为独立的现状，具有很高的研究价值。当期望为定值时，可以得到自耦PID控制律^[10]为

$$u = \frac{Z_c^3 e_0 + 3Z_c^2 e_1 + Z_c e_2}{b_0} \quad (8)$$

式中： e_1 为跟踪误差； e_0 表示对 e_1 积分； e_2 表示对 e_1 微分； b_0 是通道增益的估计值， $b_0 \neq 0$ 。

在传统 MRAS 中，采用 PI 控制器得到观测转速，省去了微分环节。结合传统 PI 的控制率可以得到自耦 PI 的控制律为

$$u = \frac{Z_c^2 e_0 + 2Z_c e_1}{b_0} \quad (9)$$

自耦 PI 的整定规则^[11]为

$$K_P = Z_c^2, K_I = 2Z_c \quad (10)$$

式中： Z_c 为自适应速度因子。文献 [11] 给出了 ACPI 最小速度因子参考模型：

$$Z_{cm} = \frac{20\alpha}{T_r} \quad (11)$$

式中： $1 \leq \alpha < 10$ ； T_r 是系统过度到稳态所需要的稳态过度时间^[12]。

由于 ACPI 控制器没有微分环节，无需考虑自适应速度因子，因此其速度因子可为

$$Z_c = Z_{cm} \quad (12)$$

自耦 PI 不仅遵循了量纲匹配原则和协同控制的科学思想，而且相比于传统 PI 具有更强的鲁棒性。所以将自耦 PI 应用到模型参考自适应上进行转速估计。

据 MRAS 转速估计所到达的稳定时间可得， T_r 约为 0.15。

3 转速环变论域静态 Fuzzy PI 控制器

3.1 Fuzzy PI 控制器

针对上述异步电机无速度传感器转速波动，调速性能差等特点。设计模糊自适应 PI 控制器，其控制策略如图 3 所示。

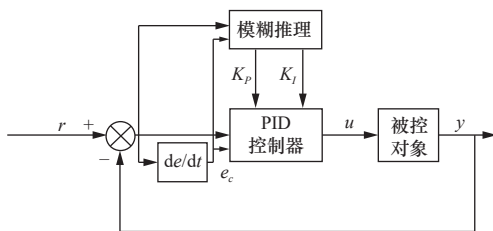


图 3 模糊控制策略图

在转速环由传统的 PI 控制变为带有伸缩因子的变论域模糊 PI 自适应技术自适应调节比例增益和积分增益，减小转矩脉动。控制器输入选择转速偏 e 和转速偏差变化率 e_c ，并基于此选取合适的隶属函数，由人为经验指导制定适当的模糊规则表，控制时据此推理，之后进行解模糊环节，将解模糊后所计算出的推理值作为整个模糊控制器的输出增益值，运算得到更新后的 K_P 、 K_I 作为该环节输出^[13]。

更新后的 K_P 、 K_I 表示为

$$\begin{cases} K_P = K_P^* + \Delta K_P \\ K_I = K_I^* + \Delta K_I \end{cases} \quad (13)$$

根据传统 Mamdani 型模糊理论作为模糊控制器。模糊控制器建立过程如下。

3.1.1 模糊化

设定标称转速 1 500 r/min，本文选择转速偏差 $e_{\omega t}$ 和偏差变化率 $ec_{\omega t}$ 为模糊控制输入，选取转速环 PI 控制增益 $\Delta K_{P\omega}$ 、 $\Delta K_{I\omega}$ 为控制输出。根据系统特性以及多次仿真经验综合考量，设定转速偏差 $e_{\omega t}$ 和转速偏差 $ec_{\omega t}$ 变化率的论域均为 $[-6,6]$ ，而在转速环 PI 控制器中，为了提升响应时间的同时限制积分饱和，设定控制参数 K_P 是 K_I 的 10 倍左右，根据多次仿真经验可得控制增益 $\Delta K_{P\omega}$ 和 $\Delta K_{I\omega}$ 的论域分别设置为 $[-10,10]$ 和 $[-1,1]$ 。确定输入量论域后需将转速偏差和偏差变化率由数字量转化为模糊量，通过伸缩因子将其量化到论域中，此过程则需通过选取适当的伸缩因子实现。若设真实偏差变化范围为 $[-x, x]$ ，模糊论域为 $[-h, h]$ ，则量化因子^[14] 选择为

$$k = \frac{x}{h} \quad (14)$$

其次确定论域上的模糊语言变量。在相应论域上用 {NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB} 描述输入变量的大小程度，其对应的中文为 {负大，负中，负小，零，正小，正中，正大}。隶属度函数的选取是根据输入变量的大致分布状况确定的^[15]，按照一般原则选取三角函数作为输入输出变量的隶属度函数。隶属度函数如图 4~图 6 所示。

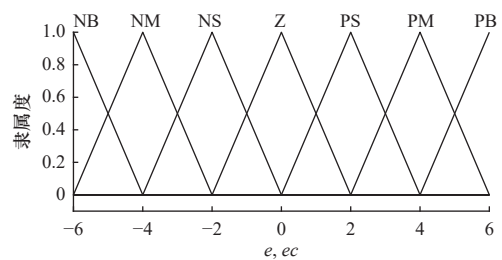


图 4 模糊输入隶属度函数

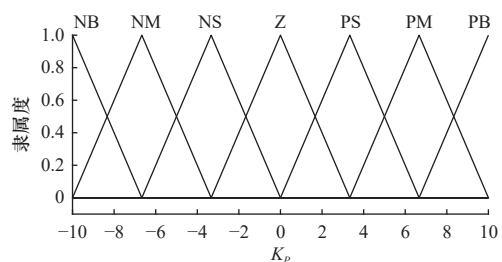


图 5 模糊输出 K_P 隶属度函数

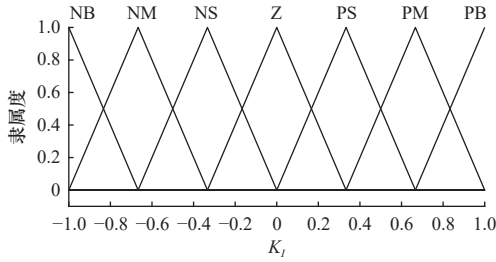


图6 模糊输出 K_I 隶属度函数

3.1.2 模糊推理（规则库）

模糊规则的建立很大一部分取决于人的经验，同时控制效果的好与坏也同样取决于模糊规则库的建立。一般用“IF...THEN...”语句对模糊化后的输入输出关系进行逻辑判断。对于异步电机来说，若转速偏差 $e_{\omega r}$ 较大，则需加大比例增益变化量 $\Delta K_{P\omega}$ 取值，以此缩短响应时间，同时需减小积分参数变化量 $\Delta K_{I\omega}$ 取值，以此减小超调量；若转速偏差 $e_{\omega r}$ 和转速偏差变化率 $ec_{\omega r}$ 的值处于居中水平，需要在维持一定的响应速度的前提下尽可能减小超调量，需减小比例参数变化量 $\Delta K_{P\omega}$ 的取值， $\Delta K_{I\omega}$ 都应取适中值；若转速偏差 $e_{\omega r}$ 较小，系统静态误差较大，需减小 $\Delta K_{P\omega}$ 和 $\Delta K_{I\omega}$ 的取值。根据上述逻辑，转速环 $\Delta K_{P\omega}$ 和 $\Delta K_{I\omega}$ 模糊规则分别见表1和表2。

表1 $\Delta K_{P\omega}$ 模糊规则表

$e_{\omega r}$	$ec_{\omega r}$						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PM	PM	PS	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NM	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NS	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NB	NB	NB

表2 $\Delta K_{I\omega}$ 模糊规则表

$e_{\omega r}$	$ec_{\omega r}$						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NM	NM	NS	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NM	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PM	PM	PB
PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

3.1.3 去模糊化

去模糊化是指将模糊推理后的输出变量语言值通过去模糊化这一过程转变为数字量，常用的去模糊化方法有最大隶属度法、加权平均法等。本文采用加权平均法对输出变量进行去模糊化。

3.2 变论域模糊 PI 控制器

变论域的实质就是在已经确定隶属度函数的条件下，将伸缩因子由原有的固定数字改变为可变的伸缩因子，从而使得初始论域能够随着误差同向变化，论域的改变同样也意味着模糊规则的使用率更高，系统性能得到优化，所以伸缩因子的设计则是至关重要的。选择伸缩因子有几种不同的方式：函数映射型伸缩因子、误差分级型伸缩因子以及模糊推理型伸缩因子。本文选取函数类型论域伸缩因子构造方法，所选取的函数必须满足5个条件，即协调性、单调性、正规性、对偶性和避零性^[16]。采用常用的函数模型作为输入输出变量的伸缩因子^[17]：

$$\begin{cases} \alpha(x) = 1 - \lambda \exp(-kx^2) \\ \beta(y) = k \sum_{i=1}^n p_i \int_0^t e_i(\tau) d\tau + \beta(0) \end{cases} \quad (15)$$

式中： $\lambda \in (0, 1)$ ； k 为比例常数， $k > 0$ ； $\beta(0)$ 为初值。

对于输入变量 e 、 e_c 量化因子的伸缩因子， k 的取值主要取决于控制系统的灵敏性要求， k 值越小，系统响应越慢。 λ 的取值主要取决于控制系统的精确度要求。根据经验选取：

$$\alpha_e(x) = 1 - 0.66 \exp(-0.5x^2) \quad (16)$$

$$\alpha_{ec}(x) = 1 - 0.62 \exp(-0.5x^2) \quad (17)$$

对于输出变量 ΔK_P 、 ΔK_I 比例因子的伸缩因子，需要综合考虑 ΔK_P 、 ΔK_I 对控制系统性能的影响。 ΔK_P 随误差单调变化， ΔK_I 随误差单调反变化。根据经验选择伸缩因子如下：

$$\beta_p = 3|e| \quad (18)$$

$$\beta_I = \frac{1}{|e| + 0.65} \quad (19)$$

改进后的转速环变论域静态模糊控制器结构如图7所示。

3.3 变论域静态模糊 PI 控制器

由3.2可知转速环变论域模糊 PI 控制器为

$$T_e^* = K_{P\omega}(\omega^*(t) - \omega(t)) + K_{I\omega} \int_0^t (\omega^*(s) - \omega(s)) ds \quad (20)$$

式中：控制增益 $K_{P\omega}$ 、 $K_{I\omega}$ 由变论域模糊控制自适应调整。由式(3)可知，当转速 ω_r 达到期望值 ω_r^* ，

即转速偏差调整为零后，电磁转矩 T_e 随之达到其期望值 T_e^* ，由此可设计如下转速环变论域静态模糊 PI 控制器：

$$T_e^* = K_{P\omega}(\omega^*(t) - \omega(t)) + K_{I\omega} \int_0^t (\omega^*(s) - \omega(s)) ds + T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r^*}{dt} \quad (21)$$

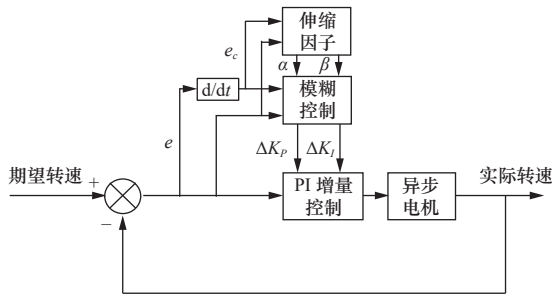


图7 转速环变论域模糊PI控制器结构图

当转速偏差不为零时，变论域模糊 PI 控制起作用，驱动转速偏差为零，使得转速 ω_r 达到期望转速 ω_r^* ；当转速偏差为零时，定制控制起作用，使得电磁转矩 T_e 达到期望值。

4 仿真验证

为验证所提控制方法的有效性，本文以三相异步电机作为研究对象，利用 Matlab/Simulink 建立仿真模型，对本文所提方法进行仿真验证。

电机在负载扰动及转速突变情况下，电机空载启动，给定初始转速为 400 r/min，在 0.35 s 施加 50 N·m 的负载，在 0.4 s 时加速至 1 500 r/min。将有感实际转速与 ACPI-MRAS 观测转速进行对比，得到两种转速观测方法对比图，如图 8 所示。

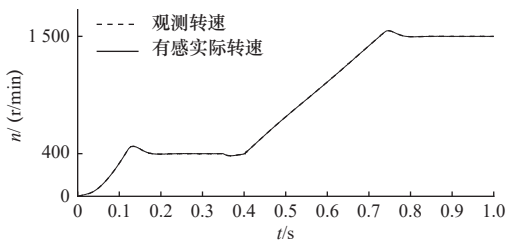


图8 观测方法与实际转速对比图

将 ACPI-MRAS 观测转速作为转速环输入，再将转速环 PI 改进为变论域静态模糊 PI 控制器，得到不同控制方法下的转速图像对比，如图 9 和图 10 所示。

由图 9 可以看出，低速工况下传统 PI 控制下的 MRAS 无速度传感器转速波动较大，超调量约为 10%，响应时间为 0.15 s；在传统模糊 PI 控制下

的 MRAS 无速度传感器转速超调量为 5%，响应时间也为 0.15 s；而在转速环改进为变论域静态模糊 PI 控制后，转速超调量为 2.25%，响应时间依旧为 0.15 s。高速工况下传统 PI 控制下的 MRAS 无速度传感器超调量较大，约为 3.67%，在传统模糊 PI 控制下的 MRAS 无速度传感器转速超调量为 2.3%，且在 0.84 s 达到稳态；而在转速环改进为变论域静态模糊 PI 控制后，转速超调量为 1.67%，在 0.78 s 达到稳态。

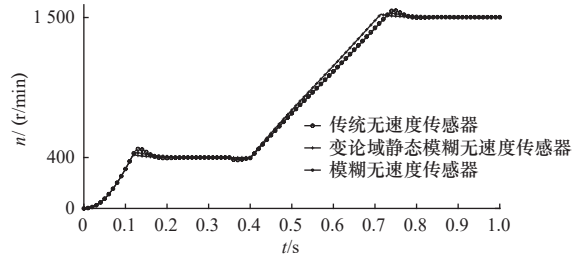


图9 三种控制方法转速对比

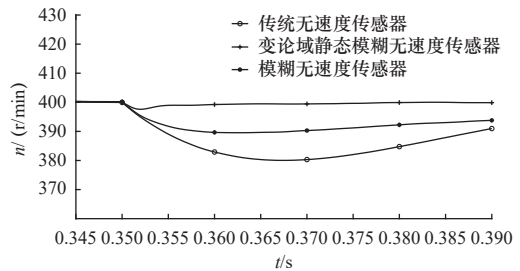


图10 施加负载后三种控制方法抗负载能力对比

结合图 10 可得，在 0.35 s 施加 50 N·m 时，传统无速度传感器的转速在 0.05 s 内恢复，且转速动态降落为 5%；传统模糊 PI 控制下的转速在 0.05 s 内恢复，且转速动态降落为 2.5%；而变论域静态模糊无速度传感器转速在 0.01 s 内即可恢复速度，转速动态降落值为 0.37%。由此可见，施加负载时变论域静态模糊 PI 的 MRAS 无速度传感器直接转矩控制方法大大提升了抗负载能力。

由图 11 可以得出，定子磁链在改进后没有发生改变，在转速变化过程中，控制良好且磁链波动小，一直为 0.8 Wb。

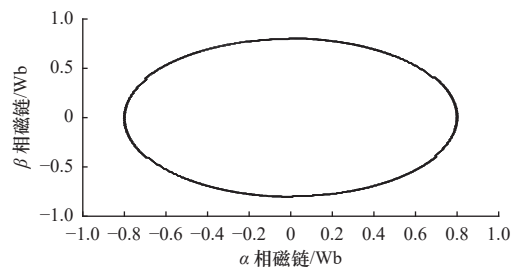


图11 传统观测方法与改进后观测两相磁链图

由图12和图13可得,高速工况下转速环传统PI无速度传感器转矩脉动大且不平稳,在施加负载后,转速环传统PI无速度传感器转矩波动最大值为 $60\text{ N}\cdot\text{m}$,波动最小值为 $44\text{ N}\cdot\text{m}$,差值为 $16\text{ N}\cdot\text{m}$;而改进为变论域静态模糊PI无速度传感器后,转矩波动最大值为 $55\text{ N}\cdot\text{m}$,波动最小值为 $47.5\text{ N}\cdot\text{m}$,差值为 $7.5\text{ N}\cdot\text{m}$ 。由此可得,相较于传统PI无速度传感器转矩,改进后方法转矩波动减小了53.1%;且由于转矩均值都为 $50\text{ N}\cdot\text{m}$,转速环传统PI无速度传感器转矩波动转矩标准差为 $11.02\text{ N}\cdot\text{m}$;而改进为变论域静态模糊PI无速度传感器后,转矩波动标准差为 $2.52\text{ N}\cdot\text{m}$ 。因此,相较于传统PI无速度传感器转矩,改进后方法转矩脉动平稳性提升了77.1%,在转速上升及高速工况稳定期间电磁转矩更加平稳,转矩脉动更小。

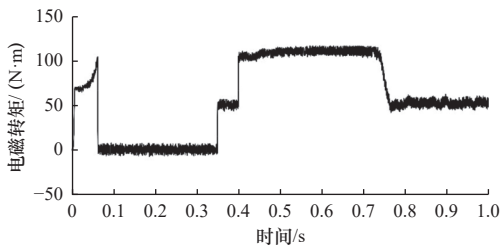


图12 转速环传统PI无速度传感器转矩

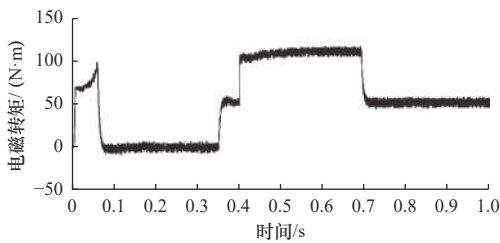


图13 转速环变论域静态模糊PI无速度传感器转矩

本文在转速环加入变论域静态模糊控制,减小了转速超调量和缩短了响应时间,减小了转矩脉动,仿真结果表明本文所提方法有效可行。

5 结语

本文针对无速度传感器异步电机直接转矩控制系统PI控制增益不协调,调速精度较差、转矩脉动大等特点做出两点改进,将传统MRAS无速度传感器改进为自耦PI无速度传感器,改善调速性能,减小超调量,进而提出变论域模糊PI控制方法取代传统的转速环PI控制,进一步改善调速性能。

参 考 文 献

- [1] 杨蒙蒙, 邓三星, 赵志峥, 等. 基于矢量控制车辆交流异步电机控制系统分析[J/OL]. 机械设计与制造: 1-8. [2023-09-25]. <https://doi.org/10.19356/j.cnki.1001-3997.20230905.023>.
- [2] 吕德刚, 刘站卓, 徐翔. 带负载扰动补偿的永磁同步电机改进MRAS观测器控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(6): 46-54.
- [3] Daoudi S E, Lazrak L, Ouanjli N E, et al. Sensorless fuzzy direct torque control of induction motor with sliding mode speed controller[J]. Computers & Electrical Engineering, 2021, 96: 107490.
- [4] 张懿, 徐斌, 魏海峰, 等. 新型模型参考自适应的PMSM无差拍电流预测控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 157-167.
- [5] Ouanjli N E, Mahfoud S, Al-Sumaiti A S, et al. Improved twelve sectors DTC strategy of induction motor drive using Backstepping speed controller and P-MRAS stator resistance identification-design and validation[J]. Alexandria Engineering Journal, 2023, 80: 358-371.
- [6] 梅善瑜, 陶为戈, 侯虎. 永磁同步电机模糊控制和前馈补偿研究[J/OL]. 中国测试: 1-6 [2023-09-25]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/51.1714.TB.20230420.1445.006.html>.
- [7] 周立, 苏美霞, 王杰. 永磁同步电机模糊多矢量模型预测控制[J]. 电气工程学报, 2022, 17(4): 181-192.
- [8] 陈昱昊, 郑宾. 基于模糊PI控制的永磁同步电机矢量控制性能研究[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(7): 75-81.
- [9] 金爱娟, 冯雅茹, 李少龙. 基于改进樽海鞘群算法的PMSM变论域模糊控制[J]. 包装工程, 2022, 43(13): 264-274.
- [10] 曾喆昭, 刘文珏. 自耦PID控制器[J]. 自动化学报, 2021, 47(2): 404-422.
- [11] 曾喆昭, 陈泽宇. 论PID与自耦PID控制理论方法[J]. 控制理论与应用, 2020, 37(12): 2654-2662.
- [12] 黄利容, 曾喆昭, 章祺昊. 永磁同步电机调速系统的自耦PID控制策略研究[J]. 机械科学与技术: 1-6. [2023-09-25]. <https://doi.org/10.13433/j.cnki.1003-8728.20230246>.
- [13] 杜涛, 曾国辉, 黄勃, 等. 基于蝗虫优化算法变论域模糊PI的PMSM矢量控制[J]. 现代制造工程, 2021(4): 1-5, 11.
- [14] 张新荣, 康龙, 唐家朋, 等. 基于变论域模糊多参数自整定PID控制的智能挖掘机轨迹跟踪[J]. 中国公路学报, 2023, 36(2): 240-250.
- [15] 陈萌, 谷立臣, 杨彬, 等. 变转速液压调速系统转速模糊控制实验研究[J]. 现代制造工程, 2017(10): 120, 125-128.
- [16] 尚俊杰, 曹太强, 林轩, 等. 一种新型车载充电DC-DC变换器的变论域模糊PI预测控制[J/OL]. 电源学报: 1-14 [2023-09-25]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230619.1552.008.html>.
- [17] 孙立新, 刘明立, 高春艳, 等. 自适应伸缩因子的变论域模糊控制的AGV纠偏[J]. 现代制造工程, 2022(10): 21-26.

第一作者/通信作者: 温瀚斌, 男, 1999年生, 硕士研究生, 研究方向为电机控制、网络化控制。E-mail: 2322791472@qq.com

(编辑 曲书瑶)

(收修改稿日期: 2023-12-15)

文章编号: 20240404

如果您想发表对本文的看法, 请将文章编号填入读者意见调查表中的相应位置。