

## 永磁同步电机自适应弱磁控制策略研究

薛大伟, 常九健, 王晓林

(合肥工业大学, 合肥 230009)

**摘要:** 针对传统PI控制器难以同时满足高速弱磁和低速弱磁电压反馈回路增益非线性变换的问题, 提出了一种自适应调节方案。通过分析解耦电压反馈式电流超前角控制回路中导致系统非线性的因素, 设计了反比函数转速调节器和模糊控制电流超前角调节器, 对弱磁工况下电压控制回路的非线性进行补偿, 设计了钳位抗饱和模块以解决电压反馈积分饱和问题。在此基础上, 采用粒子群优化算法, 对模糊控制器的模糊规则权值和比例因子进行离线优化。通过仿真和试验证明了自适应弱磁算法响应特性优于传统PI电压反馈控制算法。

**关键词:** 弱磁控制; 电压反馈控制; 自适应控制; 模糊控制; 粒子群优化

中图分类号: TM341 文献标志码: A DOI: 10.3969/j.issn.2095-1469.2024.05.12

## Research on Adaptive Flux-Weakening Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motors

XUE Dawei, CHANG Jiujian, WANG Xiaolin

(Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:** A self-adaptive adjustment scheme is proposed to address the problem that traditional PI controllers cannot simultaneously achieve nonlinear gain transformation in both high-speed and low-speed weak magnetic field voltage feedback loops. By analyzing the factors that lead to system nonlinearity in the decoupling-voltage-feedback current-lead-angle control loop, an inverse function speed regulator and a fuzzy control current lead angle regulator have been designed. These regulators compensate for the nonlinearity of the voltage control loop under weak magnetic field conditions. Additionally, a clamping anti-saturation module is developed to solve the issue of integral saturation in voltage feedback. On this basis, the particle swarm optimization algorithm is adopted to conduct offline optimization of the fuzzy rule weights and proportional factors in the fuzzy controller. Finally, simulation and experimental results show that the adaptive weak magnetic algorithm exhibits better response characteristics compared to traditional PI voltage feedback control algorithms.

**Keywords:** flux-weakening control; voltage feedback control; adaptive control; fuzzy logic control; particle swarm optimization

收稿日期: 2023-06-13 改稿日期: 2023-07-25 网络首发日期: 2024-05-30

基金项目: 安徽省新能源汽车暨智能网联汽车创新工程项目(IMIZX2019005): 面向智能网联汽车的全线控底盘开发及测试验证

参考文献引用格式:

薛大伟, 常九健, 王晓林. 永磁同步电机自适应弱磁控制策略研究[J]. 汽车工程学报, 2024, 14(5): 858-867.

XUE Dawei, CHANG Jiujian, WANG Xiaolin. Research on Adaptive Flux-Weakening Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motors[J]. Chinese Journal of Automotive Engineering, 2024, 14(5): 858-867. (in Chinese)



永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有高功率密度、高效率和良好的控制特性, 因此被广泛应用于电动汽车和其他电力系统中<sup>[1]</sup>。随着速度的增加, PMSM的电动势也会上升, 但永磁同步电机的电压受直流电压的限制。为了进一步扩展PMSM的速度范围, 需要一种弱磁控制策略。主流的弱磁控制策略按照控制类型可以分为前馈控制<sup>[2]</sup>、反馈控制<sup>[3]</sup>和混合控制<sup>[4]</sup>。

反馈弱磁控制方法具有鲁棒性好、参数适应性强等优点, 被广泛应用。许多研究人员致力于分析和改进该算法。为了解决反馈回路的非线性问题, 众多学者分析了电压幅度和电流超前角之间传递函数的静态增益, BOLOGNANI等<sup>[5]</sup>提出了一种动态改变反馈回路静态增益的自适应控制器, 以确保在整个工作范围内具有适当的电压裕量和带宽。BEDETTI等<sup>[6]</sup>在此基础上进行了改进, 设计了一种带显式转矩参考的转速调节器, 使转速环在整个工作范围内线性化, 在速度稳定状态下, 将弱磁控制与速度控制响应解耦。WANG Chao等<sup>[7]</sup>将电压参考调节器和电流参考调节器相结合, 消除了电流参考调节器与电压反馈控制器之间的冲突。JACOB等<sup>[8]</sup>考虑了磁饱和效应, 完善了电压反馈回路动力学理论, 虽然理论分析有所改进, 但控制器仍然是基于线性模型。HOANG等<sup>[9]</sup>和LIU Hesong等<sup>[10]</sup>既考虑了电机参数的非线性, 又考虑了变频器的非线性。

为了解决弱磁中的一些非线性问题, 模糊逻辑控制器被学者们所采用。WANG Chao等<sup>[11]</sup>为了减少电压反馈控制器和速度控制器之间的耦合, 设计了模糊逻辑速度控制器, 该控制器在动态和稳态性能方面都有明显的提高。尽管模糊控制器具有明显的优势, 但是模糊规则的建立需要大量的专家经验, 并且很难评价模糊控制器的设计是否最优。XU Wei等<sup>[12]</sup>采用粒子群优化算法对控制参数进行自动优化, 该算法可以对参数的变化进行补偿。

本文首先以电压反馈式电流超前角控制的弱磁方案为例, 分析解耦了电压反馈回路中导致系统非线性的因素, 分别设计了转速调节因子和电流超前角调节因子, 实现了电压反馈回路增益线性化; 加入钳位积分抗饱和模块, 改善了电压反馈弱磁的动

态响应性能; 同时, 为改善模糊控制器设计过程中关键控制参数选取偏经验化的问题, 采用粒子群算法对所设计的模糊控制器的比例因子和模糊规则权重进行优化。最后通过仿真与试验证明了自适应弱磁算法的有效性。

## 1 永磁同步电机弱磁控制

### 1.1 永磁同步电机数学模型

PMSM在d、q坐标系下的定子电压电流方程如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

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

式中:  $u_d$ 和 $u_q$ 为PMSM定子直轴和交轴电压;  $i_d$ 和 $i_q$ 为PMSM定子直轴和交轴电流;  $R_s$ 为电机相电阻;  $L_d$ 和 $L_q$ 分别为PMSM定子直轴和交轴电感;  $\psi_f$ 为永磁体磁链;  $\omega_e$ 为电机电角速度;  $T_e$ 为电磁转矩;  $p$ 为电机极对数。

### 1.2 永磁同步电机弱磁控制原理

电机运行时需受到逆变器输出和电机额定电流电压的约束, 可表示为:

$$\begin{cases} |u_s|^2 = u_d^2 + u_q^2 \leq U_m^2 \\ |i_s|^2 = i_d^2 + i_q^2 \leq I_m^2 \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $I_m$ 为电流极限;  $U_m (U_{dc} / \sqrt{3})$ 为SVPWM调制电压极限。

当电机在较高速度稳态运行时, 定子电压在式(1)中以反电动势为主导, 电阻项和电流导数项可以忽略, 相电压方程简化为:

$$\begin{cases} u_d \approx -\omega_e L_q i_q \\ u_q \approx \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (4)$$

代入式(3)可得电压极限圆方程:

$$(-L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2 \leq \left( \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \omega_e} \right)^2 \quad (5)$$

根据式(3)与式(5), 可在d、q坐标系下画出电压极限圆与电流极限圆, 如图1所示。

当电机转速 $\omega$ 由 $\omega_1$ 上升至 $\omega_2$ 时, 随着转速上

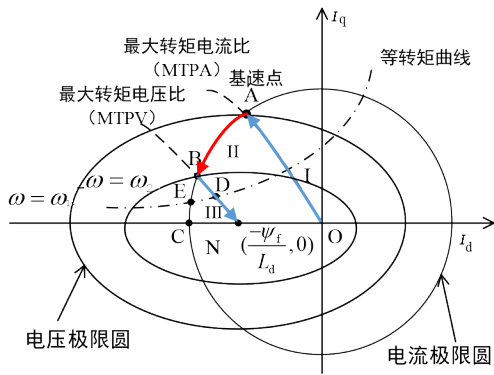


图1 电压极限圆与电流极限圆

升, 电压极限圆逐渐缩小, 电机的运行点被限制在电压极限圆和电流极限圆的共同范围内, 需要增加负向 d 轴电流以削弱永磁体磁场, 以提升电机转速。

## 2 电压反馈回路分析

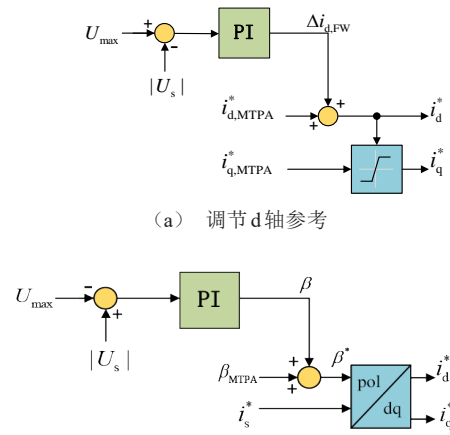
### 2.1 传统PI电压反馈式电流超前角弱磁控制策略

弱磁工作时, 通过产生一个脱离最大转矩电流比 (MTPA) 轨迹的电流矢量, 可以满足电压限制且具有较低电流矢量幅值的条件。较高的 d 轴电流分量或位于 MTPA 轨道左侧的电流超前角会减弱磁通值, 从而降低稳态电压幅值, 使电压幅值小于电压极限, 从而达到所需转矩双曲线与参考电压椭圆的交点。

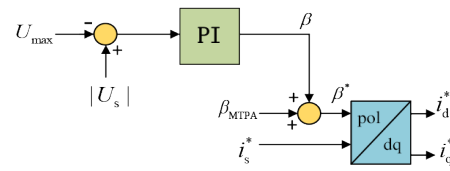
传统的PI电压反馈弱磁控制是将电流调节器输出的电压  $|U_s|$  与逆变器能输出的最大值  $U_{max}$  做差, 经PI控制器反馈到弱磁回路中, 通过产生弱磁电流从而实现电机转速的提升, 常用的电压反馈弱磁的控制变量有调节 d 轴电流参考和调节电流超前角 [13-16], 其原理分别如图 2a 和图 2b 所示。

第 1 种策略是利用电压差经PI控制器输出 d 轴电流的负分量  $\Delta i_{d, FW}$ , 对 MTPA 控制策略产生的 d 轴电流参考  $i_{d, MTPA}^*$  进行补偿, 该策略较简单, 对转矩影响小。

第 2 种策略是通过PI控制器调节电机定子电流矢量与 d 轴电流之间的超前角  $\beta$ , 再与 MTPA 控制策略产生的电流相角  $\beta_{MTPA}$  相加从而得到 d、q 轴电流参考值, 该策略可以实现恒定转矩场和弱磁通场



(a) 调节 d 轴参考



(b) 调节电流超前角

图2 电压反馈弱磁控制变量

之间的平滑切换, 在极限状态下具有良好的稳定性, 并且具有较小的电流抖动, 但在弱磁过程中对转矩影响较大。如果要在电动汽车上实现较好的动力学控制则需要精确控制电机的转矩, 需额外构建转矩观测器对弱磁区域的转矩进行修正。

通过设计适当的电压控制环传递函数, 可以指定稳定性和环路带宽的最大化, 反过来意味着可以在电压控制回路中减小电压裕度, 从而在稳定的转速下提供更高的转矩。因此, 本文选取电压反馈式电流超前角方案进行研究, 传统的PI电压反馈式电流超前角弱磁控制系统结构如图3所示。

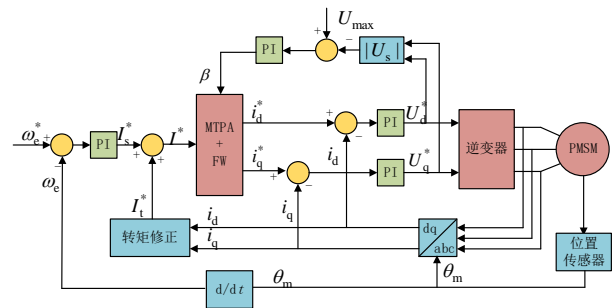


图3 传统PI电压反馈式电流超前角弱磁控制

### 2.2 稳态小信号分析

电机工作在弱磁工况时电流运行点位于电压极限圆上。在某一稳态工作点的邻域内采用小信号分析, 给电流超前角一个小信号增量  $\hat{\beta}$ , 则定子电压矢量幅值可以用一个稳态值加一个小信号 [5] 表示为:

$$|U_s| = \sqrt{(\bar{U}_d + \hat{U}_d)^2 + (\bar{U}_q + \hat{U}_q)^2} \approx U_{\max} + |\hat{U}| \quad (6)$$

式中： $\bar{U}$ 、 $\hat{U}$ 分别为某一工作点的稳态电压值和小信号增量。

将式(6)中电压幅值的小信号项线性化得：

$$|\hat{U}| \approx \left. \frac{\partial |U_s|}{\partial \beta} \right|_{\beta=\bar{\beta}} \times \hat{\beta} \quad (7)$$

式(7)中在电机工作点将导数项展开得到：

$$\left. \frac{\partial |U_s|}{\partial \beta} \right|_{\beta=\bar{\beta}} = \frac{1}{2|U_{\max}|} \left( 2U_d \frac{\partial U_d}{\partial \beta} + 2U_q \frac{\partial U_q}{\partial \beta} \right) \Big|_{\beta=\bar{\beta}} \quad (8)$$

将式(1)代入式(8)得：

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial |U_s|}{\partial \beta} \right|_{\beta=\bar{\beta}} = \frac{1}{2|U_{\max}|} & [ 2(R_s I_s \cos \beta - \omega_c L_q I_s \sin \beta) \times \\ & (-R_s I_s \sin \beta - \omega_c L_q I_s \cos \beta) + \\ & 2(R_s I_s \sin \beta + \omega_c L_d I_s \cos \beta + \omega_c \psi_f) \times \\ & (R_s I_s \cos \beta - \omega_c L_d I_s \sin \beta) ] \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)即某一转速稳态运行时电流超前角对调节电压矢量的稳态增益。对于车用大功率永磁电机而言，相电阻相对较小，电阻上分得的电压也比较小，忽略电阻项以简化计算，则式(9)可简化为：

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial |U_s|}{\partial \beta} \right|_{\beta=\bar{\beta}} = \frac{\omega_c^2}{|U_{\max}|} & \times [ (L_q I_s \sin \beta)(L_q I_s \cos \beta) \\ & - (L_d I_s \cos \beta + \psi_f)(L_d I_s \sin \beta) ] \end{aligned} \quad (10)$$

针对式(10)，进一步探讨该增益方程。由于速度项只出现在前面系数的分子上，可以整体分离，并单独考虑其对于反馈回路增益变化的影响。在某一速度稳态下，当 $I_s$ 确定后， $\beta$ 必可根据电压极限和电流值计算得到，所以式(10)内的变量并非都为独立变量。对方程进行求解，并将增益归一化后得到电压控制回路在额定电流幅值下的静态增益曲线，如图4所示。

可以看到，在恒转矩区域和非深度弱磁区域，电压反馈回路的增益随着电流超前角的增加而增加，且斜率逐渐增大。在电流超前角到达2.8 rad左右时出现转折，之后随着电流超前角继续增大，电压反馈回路的增益开始迅速下降。整个过程体现了

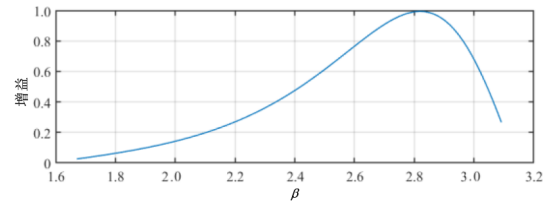


图4 电压控制回路在额定电流幅值下的静态增益

较大的非线性，传统的控制系统难以同时满足高速弱磁和低速弱磁电压反馈回路增益非线性变换的问题。

如果调节控制系统使低速弱磁区域具有良好的动态响应特性，当电机转速继续升高，反馈增益将上升10倍以上，过大的增益会导致弱磁控制回路动态响应失稳，电流超前角产生严重的震荡。深度弱磁时电压和电流的抖动也将被极大地放大，不仅需要更强的滤波，同时，也需要预留较大的电压裕度来保持系统稳定。

电压裕度并不是设置得越大越好，过大的电压裕度是以损失稳态转矩输出能力为代价的。如图5所示，电压裕度每增加5%，同一弱磁转速下电机所能输出的最大转矩下降约3%。

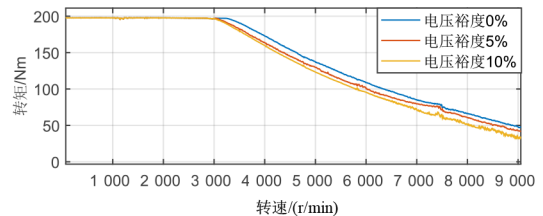


图5 不同电压裕度下的外特性曲线

如果以高速电机稳定运行为设计目标，则低速区域由于电压反馈回路增益过小，参考电压无法及时限制在电压极限内，将导致电流环PI的饱和等问题。

### 3 自适应弱磁控制算法

#### 3.1 自适应控制器设计

根据式(10)，对于每个稳态工作点，电压反馈回路的增益可表示为：

$$\left. \frac{\partial |U_s|}{\partial \beta} \right|_{\beta=\bar{\beta}} = f(\omega_c, I_s, \beta) \quad (11)$$

在某一稳态工作点，电压极限圆随着转速的确定而确定，当电流被确定时，必然存在唯一的电流超前角与之对应。将 $\omega_e$ 和 $\beta$ 作为式(11)的两个自变量，电压控制回路的增益对于这两个自变量明显是非线性的。提出自适应系数 $K_{adapt}$ ，使每个静态工作点上获得更一致的控制带宽和稳定裕度。实际上，速度的变化相对较慢，而电流的变化较快。为此， $K_{adapt}$ 被解耦为速度调节因子 $K_{\omega}$ 和电流超前角调节因子 $K_{\beta}$ 。通过这两个调节因子使电压控制回路的增益几乎可以保持恒定，则：

$$K_{adapt} = K_{\omega} \times K_{\beta} \quad (12)$$

$$K_{adapt} \times \frac{\partial |U_s|}{\partial \beta} \approx C \quad (13)$$

自适应弱磁控制器结构如图6所示。

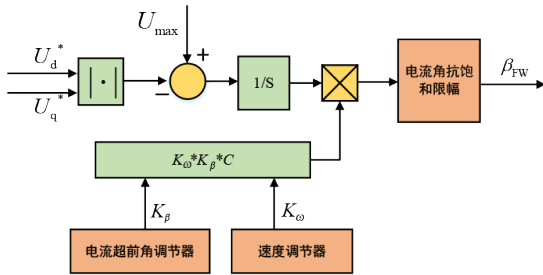


图6 自适应弱磁控制器

其中，电流超前角调节器和速度调节器分别输出 $K_{\beta}$ 和 $K_{\omega}$ ，对电压反馈回路的增益进行调整，输出的电流超前角经过抗饱和和限幅器后得到弱磁所需的电流超前角。

### 3.1.1 转速调节因子

对于内置式永磁同步电机，在实际应用中最大转速可达基速的3~4倍。假设最大速度是基速的3倍，电压控制环在最大速度下的增益将是基速时的9倍。为了在低速时放大增益，调速系数 $K_{\omega}$ 设计如式(14)所示。

$$K_{\omega} = (k \frac{\omega_b}{\omega})^2 = (k \frac{n_b}{n})^2 \quad (14)$$

式中： $n_b$ 和 $\omega_b$ 为电机在基速下的转速和角速度； $k$ 为最大速度与基速的比值。

在其他条件不变的情况下， $K_{\omega}$ 可以使电压控制回路的增益恒定。当电机工作在基速以下时，由于分母的减小， $K_{\omega}$ 会变得很大，但是当电机转速低于

基本转速时，整个弱磁控制回路由于限幅器的工作不会对电机产生效果，所以不会影响控制回路的稳定性。

### 3.1.2 电流超前角调节因子

针对电流超前角在电压反馈回路里的复杂影响，采用模糊控制器进行电流超前角调节系数的控制，模糊控制系统构成如图7所示。

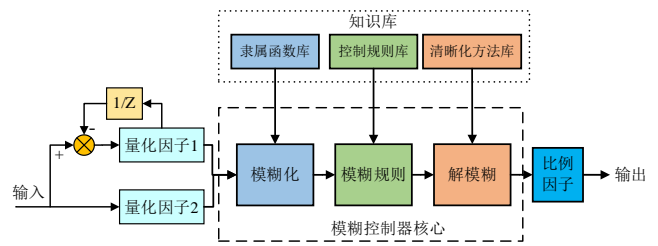


图7 二维模糊控制器结构

输入为电流超前角及其变化率，输出为调节系数 $K_{fuzzy}$ ，电流超前角调节因子 $K_{\beta}$ 应满足：

$$K_{\beta} = \frac{1}{K_{fuzzy}} \quad (15)$$

具体的模糊控制器设计如下。

#### 1) 输入和输出

该模糊控制器的输入是一个由 $\beta$ 和 $\Delta\beta$  ( $\beta$ 的导数)组成的二维向量。输出是调节因子 $K_{fuzzy}$ 。 $\beta$ 的物理范围是 $[\pi/2, \pi]$ ， $\Delta\beta$ 的物理范围被限幅器限制在 $[-5, 5]$ ， $\beta$ 和 $\Delta\beta$ 分别由量化因子 $K_{i1}$ 和 $K_{i2}$ 映射到 $[1, 2]$ 和 $[-1, 1]$ 。 $K_{fuzzy}$ 最终由比例因子映射到 $[1, 10]$ 。

#### 2) 模糊化

$\beta$ 和 $K_{fuzzy}$ 由7个自然语言变量描述：负大(NB)、负中(NM)、负小(NS)、零(Z)、正小(PS)、正中(PM)、正大(PB)。 $\Delta\beta$ 由3个语言变量描述：负(N)、零(Z)、正(P)。具体的隶属度函数设计如图8所示。

#### 3) 模糊推理规则

为了便于观察，将语言型模糊规则转化为表格型模糊规则。模糊推理规则见表1。

#### 4) 解模糊

解模糊过程采用质心法求出输出变量的精确

值，如式 (16) 所示。

$$K_{fuzzy} = \frac{\sum x_i \mu_N(x_i)}{\sum \mu_N(x_i)} \quad (16)$$

式中： $x_i$ 为横坐标的值； $\mu_N(x_i)$ 为隶属度函数在 $x_i$ 处的值。

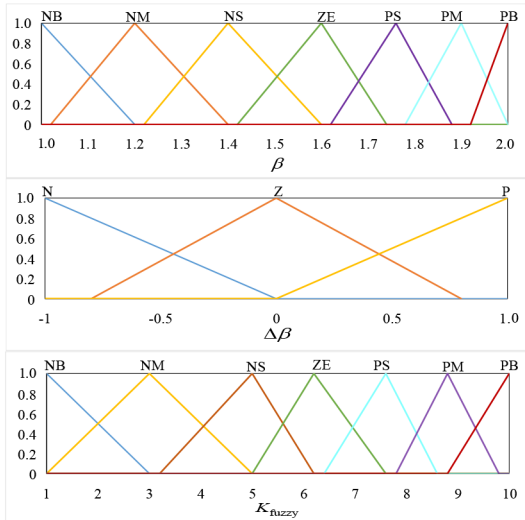


图 8 模糊控制隶属度函数

表 1 模糊规则表

| $K_{fuzzy}$ | $\Delta\beta$ |    |    |    |    |    |    |
|-------------|---------------|----|----|----|----|----|----|
|             | NB            | NM | NS | ZE | PS | PM | PB |
| N           | NB            | NM | NM | NS | PS | PM | PS |
| $\beta$     | Z             | NB | NM | NS | ZE | PM | PB |
| P           | NM            | NS | ZE | PM | PB | PS | NM |

### 3.1.3 电压调节抗饱和

采用钳位法抗饱和策略，积分环节的计算式为：

$$u(k) = u(k-1) + T \times K_i \times e(k) \times f(k) \quad (17)$$

式中： $K_i$ 为积分系数； $k$ 为时刻； $u(k)$ 为积分值； $e(k)$ 为误差； $T$ 为采样周期。

其中，当  $(u(k-1) \geq u_{max} \&\& e(k) > 0)$  或  $(u(k-1) \leq u_{min} \&\& e(k) < 0)$  时， $f(k) = 0$ ，其他情况时  $f(k) = 1$ 。

### 3.2 粒子群算法离线优化

模糊控制器的比例因子、量化因子和模糊规则均为人为设置，具有很大的随机性，为了消除这种随机性，增强模糊控制器的效果，本文利用粒子群

优化算法对模糊规则权值和比例因子进行优化。

#### 3.2.1 粒子群优化算法

粒子群中的所有粒子根据个体极值和当前全局最优解来调整自己的速度和位置。具体的迭代方法为：

$$\begin{cases} V_{id}^{k+1} = \omega V_{id}^k + c_1 r_1 (P_{id}^k - X_{id}^k) + c_2 r_2 (P_g^k - X_{id}^k) \\ P_{id}^{k+1} = P_{id}^k + V_{id}^{k+1} \end{cases} \quad (18)$$

式中： $V_{id}^k$ 为第 $k$ 次迭代中粒子 $i$ 的 $d$ 维速度分量； $X_{id}^k$ 为第 $k$ 次迭代中粒子 $i$ 的 $d$ 维位置分量； $c_1$ 和 $c_2$ 为学习因子，它们分别调整着粒子对个体经验、群体经验的借鉴程度； $r_1$ 和 $r_2$ 为增加搜索随机性的两个随机数； $\omega$ 为粒子继承其先前速度的权重因子； $P_{id}^k$ 和 $P_g^k$ 分别为第 $k$ 次迭代得到的个体最优和全局最优，其中，个体最优是一个 $d$ 维向量，全局最优为一个值。

SHI Yuhui 等<sup>[17]</sup>经过试验得出结论：当惯性权重系数取值从0.9线性递减到0.4时，通常可以得到不错的寻优效果。因此，权系数设计为：

$$\omega(k) = \omega_{start} + \frac{k}{T_{max}} (\omega_{start} - \omega_{end}) \quad (19)$$

式中： $\omega_{start}$ 为初始惯性权值，设置为0.9； $\omega_{end}$ 为迭代至最大进化代数时的惯性权值，设置为0.4； $k$ 为迭代次数； $T_{max}$ 为最大迭代次数。

粒子群算法根据式 (18) 更新粒子位置。经过多次迭代，粒子群将整体都趋于全局最优解。

#### 3.2.2 粒子群优化模糊控制器

为了使所设计的模糊控制器具有更高的控制精度，将模糊控制的比例系数和模糊规则权值作为粒子群算法的输入，具体优化过程如图9所示。

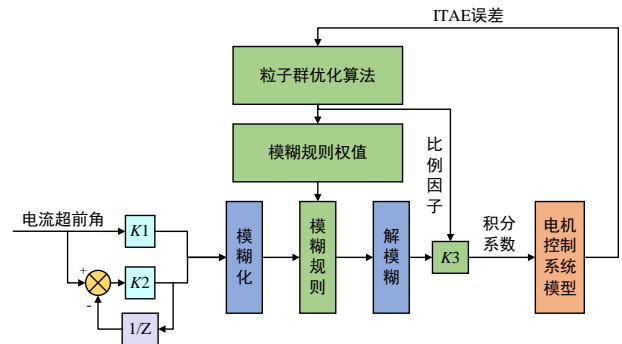


图 9 粒子群优化模糊控制器结构

在 3.1 节中设计的模糊控制器具有 2 个输入 1 个输出, 2 个输入分别对应 7 个隶属度函数和 3 个隶属度函数, 总共将产生 21 条模糊规则。因此, 所设计的粒子群初始粒子位置向量为:

$$\begin{cases} p1_i(1 \times 1) = [K_0] \\ p2_i(1 \times 21) = [w_1, w_2, \dots, w_{21}] \\ i = [1; N] \end{cases} \quad (20)$$

式中:  $p1_i(1 \times 1)$  为 1 个单维度的种群;  $K_0$  为模糊控制器的比例因子;  $p2_i(1 \times 21)$  为一个 21 维的种群;  $w_1, w_2, \dots, w_{21}$  分别为模糊规则的权值;  $i$  为种群内的成员编号;  $N$  为种群规模。

适应度函数是评价粒子位置好坏的标准, 应该选用系统中反映系统动态性能或稳态性能的相关量。本文选用转速的 ITAE 误差作为粒子群的目标函数, 如式 (21) 所示。

$$J_{ITAE} = \int t \times |e| dt \quad (21)$$

随着粒子群迭代, 粒子将向周围移动使转速 ITAE 误差逐渐减小, 直至找到最佳粒子位置。

粒子群算法优化模糊控制的具体工作流程如下。

1) 初始化粒子群, 设置粒子数量为 20, 初始化随机位置、随机初始速度, 迭代 30 次、学习因子  $c_1=c_2=1.49$ 。

2) 通过 Simulink 电机控制系统模型, 仿真计算电机在弱磁工况阶跃响应下的转速 ITAE 误差, 得到各个粒子适应度函数  $J$ , 并将结果返回工作区。

3) 根据适应度  $J$  更新粒子个体最优位置和全局最优位置。

4) 根据式 (19) 更新惯性系数。

5) 根据式 (18) 更新例子速度和位置。

6) 是否达到终止条件 (以最大迭代次数为终止条件), 如果否, 则返回第 2 步。

7) 输出最优权值。

粒子群迭代情况如图 10 所示。

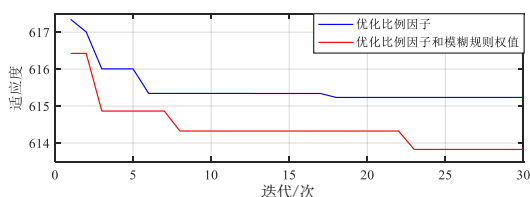


图 10 粒子群优化结果

图中蓝色曲线为只优化模糊控制器比例因子所得结果, 红色曲线为同时优化比例因子和模糊规则权值所得结果, 可以看到优化模糊规则权值可以使模糊控制器有更精细的控制效果, 转速响应更快。优化以后的比例因子为 1.048, 模糊规则权值见表 2。

表 2 优化所得模糊规则权值

| $\beta/\Delta\beta/K_\beta$ | NB   | NM   | NS   | ZE   | PS   | PM   | PB   |
|-----------------------------|------|------|------|------|------|------|------|
| N                           | 0.75 | 0.79 | 0.82 | 0.91 | 0.72 | 0.64 | 0.82 |
| Z                           | 0.69 | 0.80 | 0.82 | 0.78 | 0.85 | 0.85 | 0.83 |
| P                           | 0.84 | 0.81 | 0.84 | 0.69 | 0.67 | 0.75 | 0.91 |

## 4 仿真与试验

### 4.1 仿真验证

为验证本文自适应控制算法的有效性, 在 Matlab/Simulink 中搭建了仿真模型进行验证。将传统 PI 控制算法 (后简称传统算法) 与自适应控制算法相比较, 结果如图 11~14 所示。最大速度值设计为基准速度的 3 倍; 最大参考电压为  $U_{dc}/\sqrt{3}$  的 95%。参考速度采用了阶跃信号, 在 2 s 处产生进入弱磁转速的阶跃。

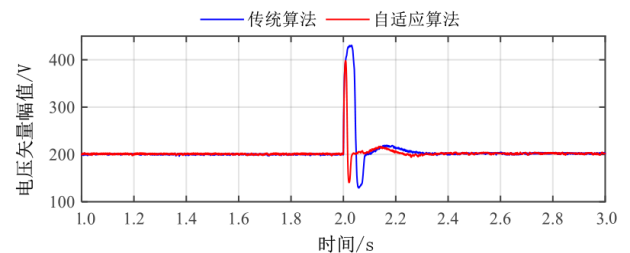


图 11 低速弱磁区电压矢量幅值响应

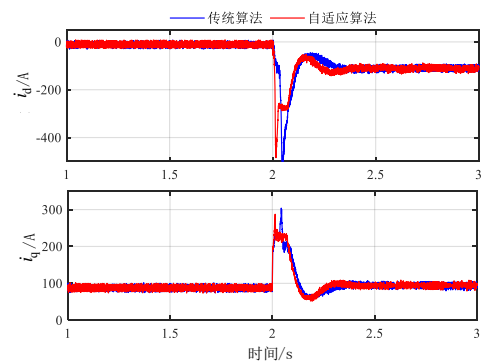


图 12 低速弱磁区电流响应

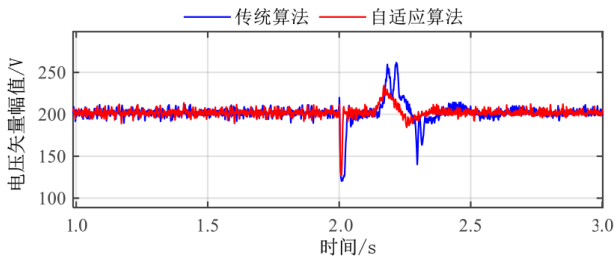


图 13 高速弱磁区电压矢量幅值响应

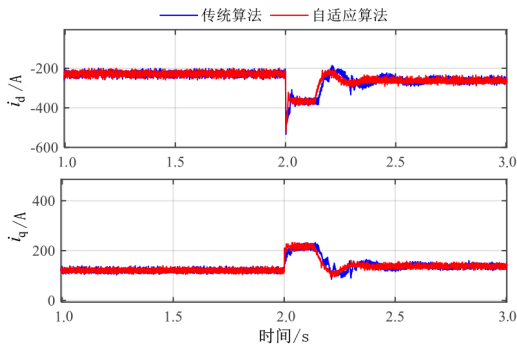


图 14 高速弱磁区电流响应

在低速弱磁区域，自适应控制器调整电压反馈回路增益，使电流超前角调节的灵敏度上升，电压调节速度加快。由图 11 可知，采用自适应控制器的电压矢量幅值稳定时间比传统算法小 50% 以上。由图 12 可知，自适应控制器的 d 轴和 q 轴电流响应变化比传统控制器快，d 轴电流上升时间比传统控制器低 75%。

在中高速弱磁工况下，自适应控制器可以自适应调节积分系数，即使在较小的电压裕度下也能保证电流的稳定。电压幅值响应如图 13 所示，高速弱磁时电压波动明显加大，自适应弱磁算法的电压超调量比传统算法小 50% 且响应速度略快。电流响应如图 14 所示，与传统控制算法相比自适应控制器的电流响应时间几乎相同，而电流的超调量和纹波依然控制在较小范围。

#### 4.2 试验验证

本文采用 dSPACE RTI1202 快速原型板卡作为算法实现平台，实验室自研 60 kW 车用逆变器作为驱动平台的试验方案。通过 dSPACE 快速原型运行自适应弱磁算法后利用 CAN 通讯控制逆变器输出。试验开关频率为 10 kHz，负载电机工作在转速控制模式，被测电机工作在转矩控制模式。

#### 4.2.1 试验设备与条件

试验的主要设备如图 15 所示。试验台架基于双电机对拖平台，主要设备包括被测电机、逆变器、dSPACE 快速原型设备、变频器、飞轮、负载电机、高压直流电源及其控制设备、低压直流电源和水循环系统。被测电机详细参数见表 3。

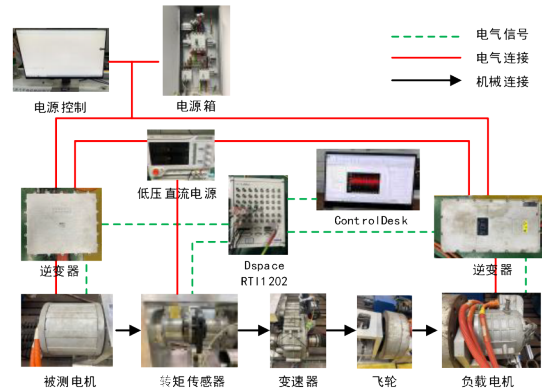


图 15 试验设备

表 3 被测电机参数

| 参数                       | 值                     |
|--------------------------|-----------------------|
| 额定功率 $P_n$ /kw           | 30                    |
| 额定转速 $\omega_n$ /(r/min) | 3 183                 |
| D 轴电感 $L_d$ /H           | $0.3 \times 10^{-3}$  |
| Q 轴电感 $L_q$ /H           | $0.55 \times 10^{-3}$ |
| 电枢绕组电阻 $R/\Omega$        | 0.025                 |
| 永磁体磁链 $\psi_f$ /Wb       | 0.095                 |
| 电机磁极对数 $p$               | 4                     |

#### 4.2.2 试验结果分析

试验结果如图 16~19 所示。首先通过负载电机转速控制将测试电机拖动至约 4 700 r/min，在此转速基础上，转速继续上升，测试电机将进入弱磁区，如图 16 所示。

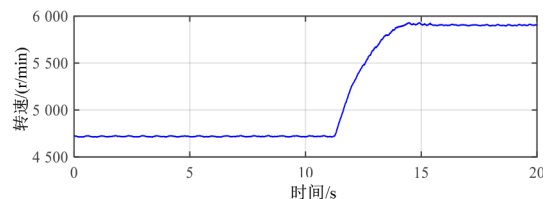


图 16 低速弱磁区转速阶跃

参考电压幅值变化情况如图 17 所示，采用传统算法时，参考电压矢量幅值有较大的超调，在信

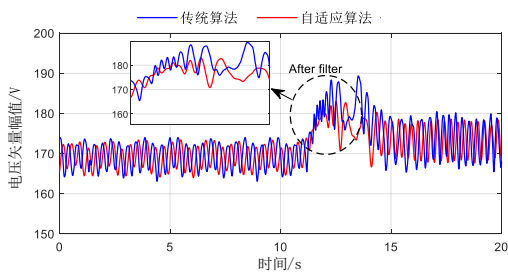


图 17 电压矢量幅值曲线对比

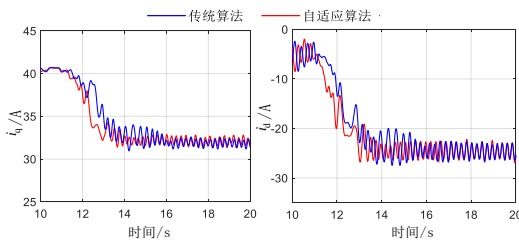


图 18 反馈电流曲线对比

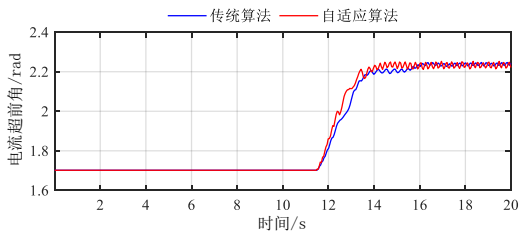


图 19 电流超前角曲线对比

号经过滤波后更加明显。而经过粒子群优化后的自适应弱磁算法通过调整电压反馈回路的增益来获得更快的瞬态响应。相比于传统算法,新算法在瞬态响应中降低了约 50% 的电压超调量。在稳态下,基准电压的振动没有明显增加。电压幅值稳定在电压

极限内意味着不需要过大的电压裕度来保证瞬态电流调节能力。在相同的电压裕度设定下,电压矢量的超调越小越有利于电流快速响应。

4 700~6 000 r/min 转速阶跃电流响应如图 18 所示,对比之下自适应弱磁控制算法在低速弱磁区的电流调节能力更强,不论是上升时间还是稳定时间都好于传统算法,在提升响应速度的同时,稳态电流的波动没有被放大。电流超前角响应曲线如图 19 所示,可明显看出自适应弱磁算法在低速弱磁区的优势。

## 5 结论

1) 本文设计的自适应弱磁控制器,能对弱磁工况下电压控制回路的非线性进行补偿,使整体趋近线性化,有利于电机在低速弱磁和中高速弱磁情况下获得一致的控制特性。

2) 针对模糊控制算法设计过程中关键变量选取具有较大主观性的问题,设计了粒子群优化算法,对模糊控制器的模糊规则权值和比例因子进行离线优化,优化后的模糊控制器具有良好的控制效果。

3) 通过仿真和试验验证了自适应弱磁控制算法的有效性,结果表明,与传统 PI 控制器相比,本文提出的自适应弱磁控制器具有更好的瞬态响应特性,能保持较小的稳态电流波动。

## 参考文献 (References)

- [1] 李雪,迟颂,刘聪,等.基于虚拟电阻的永磁同步电机单电流调节器弱磁控制[J].电工技术学报,2020,35(5):1046-1054.  
LI Xue, CHI Song, LIU Cong, et al. Flux-Weakening Control with Single Current Regulator of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Virtual Resistor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(5):1046-1054. (in Chinese)
- [2] CHEN Yuzheng, HUANG Xiaoyan, WANG Jun, et al. Improved Flux-Weakening Control of IPMSMs Based on Torque Feedforward Technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12):10970-10978.
- [3] KWON Y C, KIM S, SUL S K. Voltage Feedback Current Control Scheme for Improved Transient Performance of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(9):3373-3382.
- [4] NALEPA R, ORLOWSKA-KOWALSKA T. Optimum Trajectory Control of the Current Vector of a Non-salient-Pole PMSM in the Field-Weakening Region [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7):2867-2876.
- [5] BOLOGNANI S, CALLIGARO S, PETRELLA R. Adaptive Flux-Weakening Controller for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2):

- 236–248.
- [6] BEDETTI N, CALLIGARO S, PETRELLA R. Analytical Design and Autotuning of Adaptive Flux-Weakening Voltage Regulation Loop in IPMSM Drives with Accurate Torque Regulation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(1): 301–313.
- [7] WANG Chao, ZHU Ziqiang, ZHAN Hanlin. Adaptive Voltage Feedback Controllers on Nonsalient Permanent Magnet Synchronous Machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(2): 1529–1542.
- [8] JACOB J, BOTTESI O, CALLIGARO S, et al. Design Criteria for Flux-Weakening Control Bandwidth and Voltage Margin in IPMSM Drives Considering Transient Conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 4884–4900.
- [9] HOANG K D, AORITH HKA. Online Control of IPMSM Drives for Traction Applications Considering Machine Parameter and Inverter Nonlinearities[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(4): 312–325.
- [10] LIU Hesong, ZHU Ziqiang, MOHAMED E, et al. Flux-Weakening Control of Nonsalient Pole PMSM Having Large Winding Inductance, Accounting for Resistive Voltage Drop and Inverter Nonlinearities [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 942–952.
- [11] WANG Chao, ZHU Ziqiang. Fuzzy Logic Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Machine and Feedback Voltage Ripple Reduction in Flux-Weakening Operation Region [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(2): 1505–1517.
- [12] XU Wei, ISMAIL M M, LIU Yi, et al. Parameter Optimization of Adaptive Flux-Weakening Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives Based on Particle Swarm Algorithm [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12128–12140.
- [13] 蔡国庆. 电动大巴汽车用永磁同步电机的驱动与控制 [D]. 杭州: 浙江大学, 2018.  
CAI Guoqing. Drive and Control of Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Bus [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2018. (in Chinese)
- [14] 章琳. 永磁同步电机弱磁控制策略研究 [D]. 长沙: 湖南大学, 2020.  
ZHANG Lin. Research on Flux-Weakening Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor [D]. Changsha: Hunan University, 2020. (in Chinese)
- [15] 赵钢, 朱奥辞, 张世忠. 一种改进型PMSM弱磁控制策略的研究 [J]. 电气传动, 2019, 49(8): 11–16.  
ZHAO Gang, ZHU Aoci, ZHANG Shizhong. Research on Improved Flux-Weakening Control Strategy of PMSM [J]. Electric Drive, 2019, 49(8): 11–16. (in Chinese)
- [16] 李涛, 谷鑫, 李新旻, 等. 内置式永磁同步电机电流相角自适应弱磁控制 [J]. 电工电能新技术, 2019, 38(10): 38–45.  
LI Tao, GU Xin, LI Xinmin, et al. Adaptive Flux-Weakening Control Based on Current Phase Angle for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(10): 38–45. (in Chinese)
- [17] SHI Yuhui, EBERHART R C. Empirical Study of Particle Swarm Optimization [C]//Proceedings of the 1999 Congress on Evolutionary Computation-CEC99 (Cat. No. 99TH8406), July 6–9, 1999, Washington, DC, USA. Piscataway NJ: IEEE, c1999: 1945–1950.

## 作者简介



常九健 (1984–), 男, 河北张家口人, 副研究员, 主要研究方向为新能源汽车电机及电驱动系统。

Tel: 18963789639

E-mail: cjjcqu@163.com