

一种永磁同步电机交轴电流误差积分反馈 深度弱磁控制策略^{*}

时维国, 金鑫

(大连交通大学 电气信息学院, 辽宁 大连 116028)

摘要: 针对传统弱磁控制策略在深度弱磁区域电流、转矩脉动较大, 电流调节器易饱和等问题, 提出一种基于 q 轴电流增量与误差积分的深度弱磁控制策略。通过 q 轴电流误差积分减缓 q 轴电流变化率, 抑制电流调节器饱和; 再根据最大转矩电压比曲线对 d 轴电流限幅, 确定 q 轴电流增量, 重新规划 PMSM 弱磁电流轨迹; 结合电流环模糊 PI 控制, 进一步抑制深度弱磁区域电流、转矩振荡。仿真结果表明: 该弱磁控制策略下, 系统在深度弱磁区域的电流、转矩振荡及电流调节器饱和得到了明显抑制, 系统运行稳定。

关键词: 永磁同步电机; 弱磁; q 轴电流误差积分; 最大转矩电压比; 模糊 PI

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)07-0023-07

A Permanent Magnet Synchronous Motor q -Axis Current Error Integral Feedback Depth Field-Weakening Control Strategy^{*}

SHI Weiguo, JIN Xin

(College of Electronics and Information Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116028, China)

Abstract: Aiming at the problems of the traditional field-weakening technology such as large current and torque ripple and current regulator easily saturated in deep field-weakening operation, a deep field-weakening control strategy based on increment and error integration of q -axis current was presented. Firstly, the q -axis current change rate was slowed down by q -axis current error integral control to restrain the current regulator from saturation. Then according to the curve of the maximum torque per voltage limit d -axis current, giving the q -axis current increment, re-planning PMSM field-weakening current trajectory. Combined with the current loop fuzzy PI, to further inhibit the current and torque ripple in deep field-weakening operation. The simulation results showed that under the flux-weakening control strategy, the ripple of current and torque and the saturation of the current regulator in deep field-weakening operation were obviously restrained, and the system was stable.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); field-weakening; q -axis current error integral; maximum torque per voltage; fuzzy PI

0 引言

永磁材料在性能越来越优异的同时, 成本不断降低, 永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 在新能源开发与利用、铁道与城市轨道交通等领域得到了广泛应用。

PMSM 的磁场由永磁体励磁产生, 无法根据需要改变磁场, 只能增加定子电流去磁分量, 通过电枢反应削弱气隙磁链实现弱磁控制, 满足在不增加电压源逆变器 (Voltage Source Inverter, VSI) 容量的基础上拓宽调速范围的需求^[1-2]。

文献[3]提出了基于梯度下降法的弱磁控制

^{*} 基金项目: 辽宁省自然科学基金重点项目(20170540141); 辽宁省自然科学基金项目(201602130)

作者简介: 时维国(1973—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为永磁电机及其控制。

金鑫(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机弱磁控制。

策略,但其算法复杂、参数鲁棒性差,应用范围有限。文献[4]提出的前馈弱磁控制策略,通过电流解耦控制和给定电压补偿,能够在直流母线电压、转子速度以及负载变化较大的情况下切换到恒功率运行,但是比较依赖电机参数。文献[5]通过控制 d 轴电流间接控制 q 轴电流实现深度弱磁,但其动态性能较差。文献[6]提出了电压闭环反馈弱磁控制策略,通过 d 、 q 轴电流调节器输出电压与 VSI 输出电压最大值作比较,其差值经电压调节器输出 d 轴负向电流,充分利用母线电压,稳态性能和鲁棒性良好,得到了广泛的应用。弱磁电流需经过电流调节器和电压调节器才能获得,如果给定电流较大且处在深度弱磁区,实际电流极易产生较大误差,从而无法跟踪给定电流,造成电流调节器饱和。

本文针对深度弱磁区域电流不易跟踪、振荡较大、电流调节器易饱和等问题,分析其原因。分析表明:在传统电压闭环反馈的基础上应当降低 q 轴电流环增益,减小电流误差;对 d 轴电流进行限幅,重新规划 PMSM 弱磁区域电流轨迹,改变 q 轴电流增量,以保证系统稳定可控。

1 PMSM 数学模型

PMSM 在高速运行时定子电阻压降较小,稳态工况下,PMSM 在 dq 坐标系下电压方程为

$$u_d = -\omega L_q i_q \quad (1)$$

$$u_q = \omega L_d i_d + \omega \psi_f \quad (2)$$

式中: u_d 、 u_q —— d 、 q 轴电压;

i_d 、 i_q —— d 、 q 轴电流;

L_d 、 L_q —— d 、 q 轴电感;

ω ——电角速度;

ψ_f ——永磁体磁链。

由于采用 VSI 供电,PMSM 运行时定子电流 i_s 、电子电压 u_s 受逆变器输出电流幅值 $i_{s\max}$ 、输出电压幅值 $u_{s\max}$ 限制,工作状态满足如下方程:

$$i_d^2 + i_q^2 = i_s^2 \leq i_{s\max}^2 \quad (3)$$

$$u_d^2 + u_q^2 = u_s^2 \leq u_{s\max}^2 \quad (4)$$

将式(1)、式(2)代入式(4),可将电压限制转化为电流限制:

$$(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2 \leq (u_{s\max}/\omega)^2 \quad (5)$$

如图 1 所示,电流平面上式(3)为以 O 点 $(0,0)$ 为圆心的电流极限圆,式(5)为以 C 点

$(-\psi_f/L_d, 0)$ 为圆心的电压极限椭圆。

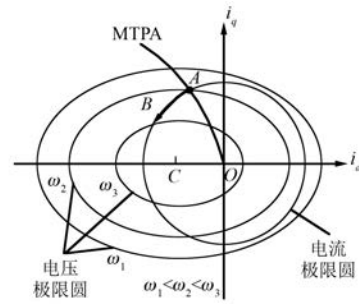


图 1 PMSM 电气约束

2 PMSM 弱磁原理及失控原因

2.1 PMSM 弱磁原理

PMSM 较低转速运行时,电机工作在最大转矩电流比 (Maximum Torque Per Ampere, MTPA) 曲线与电流极限圆的交点 A 点。随着 PMSM 转速上升,电压极限椭圆向椭圆圆心 C 点收缩, d 轴电流也需要随着转速上升而向负向移动。为实现 d 轴电流负向增加,工程中常采用电压闭环反馈控制策略来达到弱磁升速的效果。电压闭环反馈弱磁控制框图如图 2 所示。

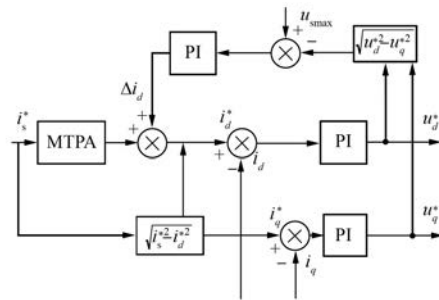


图 2 电压闭环反馈弱磁控制框图

2.2 PMSM 深度弱磁失控原因分析

PMSM 弱磁区域电流轨迹如图 3 所示。将 u_d - u_q 坐标平面映射到 i_d - i_q 坐标平面, u_q 轴上的点对应 i_d - i_q 坐标平面上 i_d 轴,而 u_d 轴上的点则对应 i_d - i_q 坐标平面上一条穿越 C 点 $(-\psi_f/L_d, 0)$ 的竖线^[7]。PMSM 在电压闭环反馈控制下,当电机转速超过基速时,受电流极限圆与电压极限椭圆的共同限制,电机最大转矩工作点为 PMSM 电流极限圆与电压极限椭圆的交点。随着电机转速继续上升,电压极限椭圆不断向椭圆圆心 C 点收缩,电流轨迹从 A 点沿着电流极限圆向 i_d 轴负向

运动,电机工作点切线斜率也不断增大。当 PMSM 工作点运动到电流极限圆与电压极限椭圆切点 D 点附近时, i_d 变化很小的同时 i_q 变化很大,导致 q 轴电流环增益变得很大^[8],容易造成电流、转矩波动加大,引起电流调节器饱和。

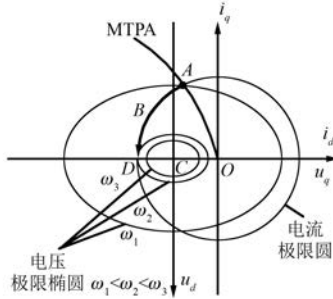


图3 PMSM 弱磁区域电流轨迹

当 PMSM 工作点运动到 D 点时, $u_d = 0, u_q = -u_{\max}$ 。若 PMSM 转速继续上升,则电压极限椭圆将继续收缩, D 点将处于电压极限椭圆左侧, i_d^* 将一直小于 i_d , 导致电流无法正常跟踪, 致使 u_d 不断减小至 $-u_{\max}$, 形成负向饱和。同时 u_d 变化会引起电压角度变化, 使 PMSM 工作点沿电压极限椭圆向 i_q 轴正方向运动, 导致 i_q 变大; 而 i_q^* 一直保持为零不变, 则 i_q^* 也将始终小于 i_q , 致使 u_q 保持为 $-u_{\max}$ 不变, 形成负向饱和。由于 d, q 轴电流调节器饱和, 失去调节能力, 电压闭环反馈控制下 i_d^* 始终负向增大, 使得 PMSM 电流指令始终钳位在 D 点, 导致 PMSM 失控。

为提高 PMSM 弱磁控制系统稳定性, 需要消除 PMSM 弱磁控制系统电流、转矩振荡, 抑制调节器、逆变器饱和, 重新设计弱磁区域电流轨迹。

3 PMSM 弱磁稳定运行控制策略研究

3.1 q 轴电流误差积分控制策略

PMSM 弱磁控制系统基于矢量控制策略, 采用电流环进行控制。当 PMSM 转速低于基速时, 电机端电压小于 VSI 输出极限电压 $u_{\max}$, 调节器和逆变器均未饱和, 电流误差很小。当 PMSM 处于弱磁区, 电机端电压达到 VSI 输出电压极限导致 VSI 饱和, 容易使系统电压指令与 VSI 实际输出电压产生偏差, 出现较大的电流误差。为提高 PMSM 系统稳定性, 需要抑制系统饱和, 提高电流跟随性。

稳态工况下, d, q 轴电压偏差为

$$\Delta u_d = u_d^* - u_d = u_d^* + \omega L_q i_q \quad (6)$$

$$\Delta u_q = u_q^* - u_q = u_q^* - \omega L_d i_d - \omega \psi_f \quad (7)$$

若在电压闭环反馈控制的基础上增加电压前馈解耦控制, 则:

$$u_d^* = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_d^* - i_d) - \omega \hat{L}_q i_q \quad (8)$$

$$u_q^* = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_q^* - i_q) + \omega \hat{L}_d i_d + \omega \hat{\psi}_f \quad (9)$$

式中: $\hat{L}_d, \hat{L}_q, \hat{\psi}_f$ ——PMSM 估算的 d, q 轴电感和永磁体磁链。

将式(8)、式(9)分别代入式(6)、式(7), 可得 d, q 轴电流偏差变为

$$\Delta u_d = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_d^* - i_d) + \omega i_q (L_q - \hat{L}_q) \quad (10)$$

$$\Delta u_q = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_q^* - i_q) - \omega i_d (L_d - \hat{L}_d) - \omega (\psi_f - \hat{\psi}_f) \quad (11)$$

电压误差圆递降方向用梯度下降法表示。设输出电压的代价函数为

$$F = (\Delta u_d^2 + \Delta u_q^2) / 2 \quad (12)$$

由式(6)、式(7)可知, 若要减小 d, q 轴电压偏差, 应对 d, q 轴电流采取措施。设 d, q 轴调整电流变化率为

$$\begin{pmatrix} di_{dm}/dt \\ di_{qm}/dt \end{pmatrix} = \alpha \nabla F \quad (13)$$

式中: α ——调制系数。

将式(13)等式两边积分并转换到频域, 同时引入高通滤波器滤除直流^[9], 式(13)可变为

$$\begin{pmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{pmatrix} = \frac{\alpha}{s} \frac{s}{s + \omega_c} \nabla F = \frac{\alpha}{s + \omega_c} \begin{pmatrix} -\omega L_d \Delta u_q \\ \omega L_q \Delta u_d \end{pmatrix} \quad (14)$$

式中: ω_c ——滤波截止频率。

将式(11)代入式(14)得:

$$\begin{aligned} i_{dm} = & -\frac{\alpha}{s + \omega_c} \omega L_d \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_q^* - i_q) + \\ & \frac{\alpha}{s + \omega_c} \omega L_d [\omega i_d (L_d - \hat{L}_d) + \omega (\psi_f - \hat{\psi}_f)] \end{aligned} \quad (15)$$

令截止频率 $\omega_c = \frac{K_i}{K_p}$ 、调制系数 $\alpha = \frac{1}{\omega L_d}$, 代入

式(15)可得:

$$i_{dm} = -\frac{K_p}{s}(i_q^* - i_q) + \Delta i_{dm} \quad (16)$$

其中:

$$\Delta i_{dm} = \frac{K_p}{sK_p + K_i} [\omega i_d(L_d - \hat{L}_d) + \omega(\psi_f - \hat{\psi}_f)] \quad (17)$$

由于采用电压闭环反馈控制, Δi_{dm} 根据反馈电压与逆变器输出电压幅值的差值经电压 PI 调节器获得, 可消除 PMSM 参数估算误差的影响。

d 、 q 轴电流指令为

$$i_d^* = i_{dc}^* + i_{dm} = i_{dc}^* - \frac{K_p}{s}(i_q^* - i_q) + \Delta i_{dm} \quad (18)$$

$$i_q^* = \text{sgn}(i_s^*) \sqrt{i_s^{*2} - i_d^{*2}} \quad (19)$$

根据式(18)、式(19)可建立 q 轴电流误差积分模块, q 轴电流误差积分控制框图如图 4 所示。PMSM 弱磁运行时, q 轴电流误差积分控制减小了 i_q^* 变化率, 减轻了电流调节器负担, 抑制了电流调节器和逆变器饱和, 提高了电流跟随性。

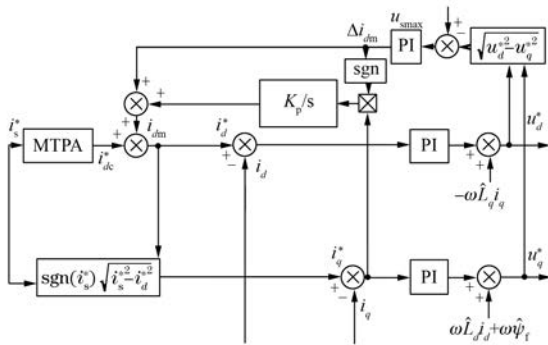


图 4 q 轴电流误差积分控制模块

3.2 基于 MTPV 的 q 轴电流增量弱磁控制策略

基于电压闭环反馈控制的 PMSM 系统弱磁程度较深时, q 轴电流环增益巨大, 电流容易发生振荡; 同时随着 PMSM 转速上升, 弱磁电流轨迹沿着电流极限圆向电流极限圆与电压极限椭圆切点运动, i_d 负向增加, 而电压极限椭圆则向着椭圆圆心收缩, 如图 3 所示, 弱磁调节方向与实际需求方向相反。因此, 需要对 i_d 进行合理限幅, 对 PMSM 弱磁区域电流轨迹进行重新规划。

重新规划的 PMSM 弱磁区域电流轨迹如图 5 所示。PMSM 在基速以下运行时, 电流轨迹沿着

MTPA 曲线向上运动至 MTPA 曲线与电流极限圆的交点 A 点。当 PMSM 转速超过基速后, 在电流极限圆与电压极限椭圆的共同限制下, 电机最大转矩工作点为 PMSM 电流极限圆与电压极限椭圆的交点。此阶段, 电压极限椭圆随着 PMSM 转速上升而不断收缩, 电机最大转矩工作点沿着电流极限圆从 A 点运动到 B 点。当电流轨迹运动到 B 点时, 最大转矩电压比 (Maximum Torque Per Voltage, MTPV) 曲线与电压极限椭圆交点进入电流极限圆内, 随着 PMSM 转速继续上升, 为获得最大输出转矩, 电流轨迹应当从 B 点沿着 MTPV 曲线向 C 点移动。

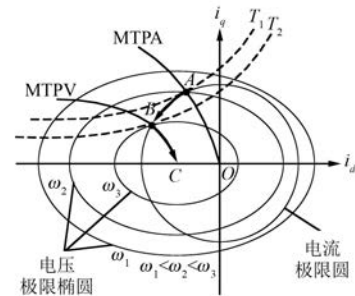


图 5 重新规划的 PMSM 弱磁电流轨迹

对 i_d 限幅的 MTPV 曲线是电压极限椭圆与转矩双曲线切点的连线, 方程为

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_d} \cdot \frac{\partial u}{\partial i_q} - \frac{\partial T_e}{\partial i_q} \cdot \frac{\partial u}{\partial i_d} = 0 \quad (20)$$

PMSM 稳态工况下电压方程与转矩方程分别为

$$u^2 = (-\omega L_q i_q)^2 + (\omega L_d i_d + \omega \psi_f)^2 \quad (21)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (22)$$

式中: p ——电机极数。

将式(21)、式(22)代入式(20)可得 MTPV 轨迹:

$$i_d = -\frac{\psi_f}{L_d} + \frac{-L_q \psi_f + L_q \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2L_d(L_d - L_q)} \quad (23)$$

然而, 式(23)涉及电机多个参数, 计算量大、过程复杂, 准确结果很难求得。因此, 可以对 i_d 的限幅进行简化, 将 C 点 i_d 的值 $i_d = -\psi_f/L_d$ 作为 d 轴电流下限。

当 i_d 达到下限值后, PMSM 系统无法再通过电压闭环反馈控制策略继续加深弱磁, 此时应当切换至基于 MTPV 的 q 轴电流增量弱磁控制策略, 如图 6 所示。

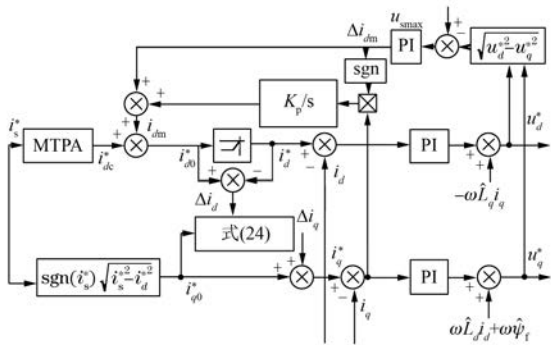


图 6 基于 MTPV 的 q 轴电流增量深度弱磁控制模块

通过 i_d^* 与 i_{d0} 的差值 Δi_d 计算 q 轴电流变化量 Δi_q , 计算公式如下:

$$\frac{\Delta i_q}{\Delta i_d} = \frac{di_q}{di_d} = \frac{1}{di_d/di_q} = \frac{L_d \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2L_q(L_d - L_q)i_q} \quad (24)$$

在 d 轴电流无法继续负向变化的情况下, 由 Δi_q 抑制 q 轴电流, 迫使 PMSM 弱磁电流轨迹沿着 MTPV 曲线继续移动, 减小了深度弱磁区域 q 轴电流环增益, 提高了系统稳定性。

3.3 电流环模糊 PI 控制策略

PMSM 弱磁系统中定参数的 PI 调节器难以克服 PMSM 非线性、强耦合的特点。为了在以上控制的基础上, 进一步抑制 PMSM 弱磁控制系统在深度弱磁区域的电流、转矩波动, 将模糊控制方法与 PI 控制方法进行结合, 建立电流环模糊 PI 调节器。以 q 轴为例, 参数自整定模糊 PI 调节器原理如图 7 所示, 旨在获得强鲁棒性的同时, 还具有良好的稳态精度。

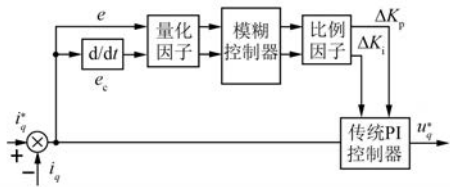


图 7 参数自整定模糊 PI 调节器原理图

图 7 中, 电流环模糊 PI 调节器的输入为电流误差 e 及电流误差变化率 e_c , PI 参数的变化量

ΔK_p 、 ΔK_i 为 2 个输出量。根据输入量实时在线调整电流环上的 PI 参数。

(1) $|e|$ 较大时, 为使系统的响应速度加快, 应取较大的 K_p 。此时仅靠比例环节就可以达到输出上限。同时在该阶段不引入积分作用, 防止系统出现较大的超调及积分饱和, 影响调节时间。

(2) $|e|$ 大小中等时, 为了防止系统的超调量过大, 应取较小的 K_p , 合理地降低输出, 来减小 e_c , 从而降低超调。缓慢加入 K_i , 使积分环节渐渐产生作用, 收敛比例环节无法消除的静差, 避免积分环节输出增长过快, 产生积分饱和。

(3) $|e|$ 较小时, 为了增强系统的静态性能, 可加大 K_p 、 K_i 。同时, 为了防止 e 微小变化引起的系统振荡, 应强化积分环节的作用, 可以将 K_i 取到最大值。系统在稳定时较大的 K_p 、 K_i 有利于提高稳定时的调节精度。

基于以上理论分析和仿真调试经验, 采用“NB、NM、NS、ZO、PS、PM、PB”模糊化的语言变量^[10], 建立模糊规则如表 1、表 2 所示。

表 1 ΔK_p 的模糊控制规则表

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

表 2 ΔK_i 的模糊控制规则表

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

PI 参数整定输出量 ΔK_p 、 ΔK_i 与输入量 e 、 e_c 的关联关系如图 8 所示。

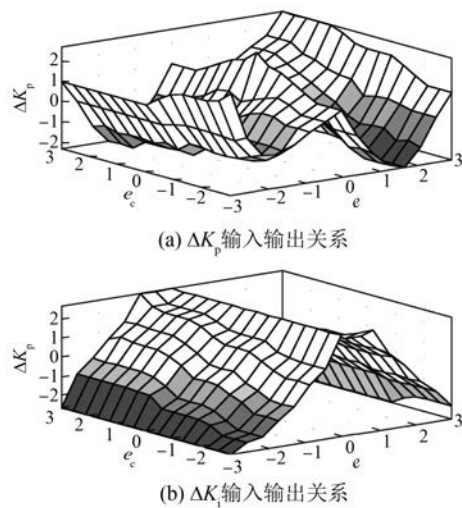


图 8 输出量 ΔK_p 、 ΔK_i 与输入量 e 、 e_c 的关系

使用重心法进行解模糊,可得 ΔK_p 、 ΔK_i 的清晰输出量为

$$\mu = \frac{\sum_{m=1}^7 \mu_i \mu(m)}{\sum_{i=1}^7 \mu(m)} \tag{25}$$

式中: μ ——清晰输出量;
 μ_i ——各组元素的权重;
 $\mu(m)$ ——模糊输出量。

4 系统仿真分析

在 MATLAB/Simulink 环境下分别构建传统弱磁控制的 PMSM 系统仿真模型和新型弱磁控制的 PMSM 系统仿真模型进行仿真对比。系统采用内置式 PMSM,电机主要参数如表 3 所示。

表 3 PMSM 参数

参数名称	参数值
极对数	4
交轴电感/mH	12
直轴电感/mH	6.1
定子电阻/ Ω	0.958
永磁体磁链/Wb	0.182 7
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	3×10^{-3}
阻尼系数/($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$)	8×10^{-3}
额定转速/($\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$)	1 200

设定转速为 6 550 r/min,负载转矩 T_L 为

3 N·m。基于电压闭环反馈的传统弱磁控制策略仿真结果如图 9 所示,PMSM 升速过程中存在抖动,0.18 s 左右,PMSM 转速升至约 5 700 r/min, d 、 q 轴电流开始出现剧烈波动,转矩脉动较大, q 轴电流调节器饱和,失去调节能力。随后的升速过程中,在 0.3、0.36、0.46 s 处电流、转矩出现了多次振荡, q 轴电流调节器多次饱和。

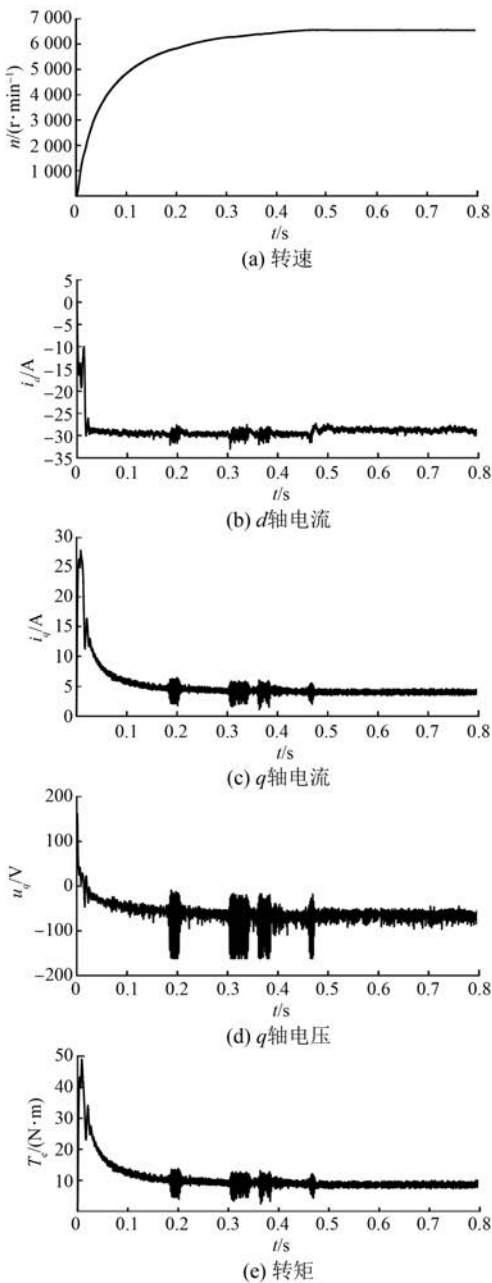


图 9 传统弱磁控制策略转速、电流、电压、转矩波形

基于 q 轴电流增量与误差积分并结合电流环模糊 PI 的新型弱磁控制策略仿真结果如图 10 所

示, PMSM 升速平滑没有波动, 升速过程中电流跟踪良好, 电流、转矩未出现振荡, q 轴电流调节器未饱和, PMSM 系统在深度弱磁区域运行稳定。

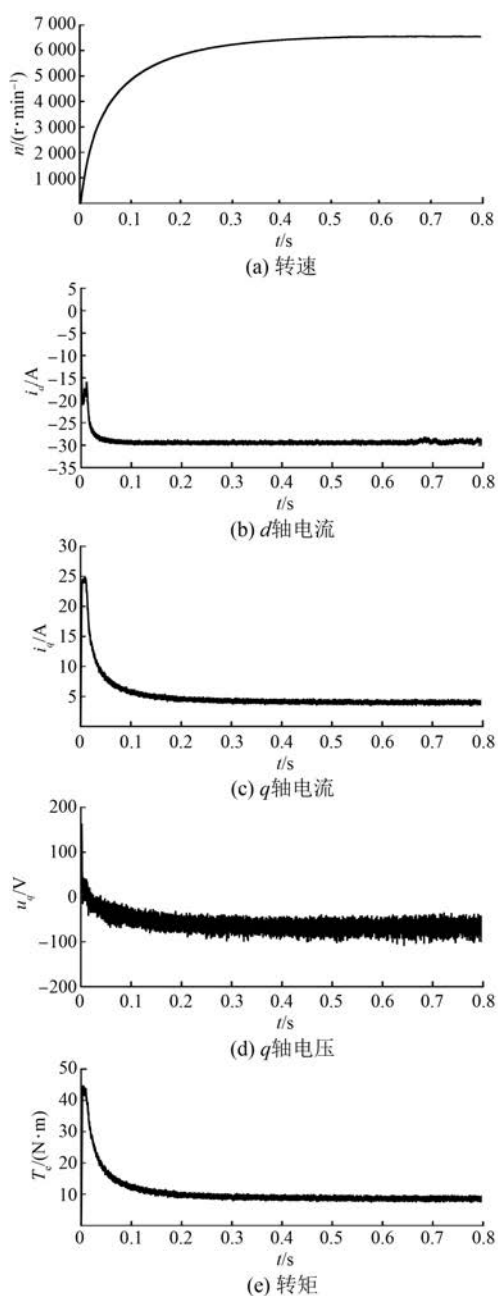


图 10 新型弱磁控制策略转速、电流、电压、转矩波形

5 结 语

本文针对 PMSM 采用传统弱磁控制策略在深度弱磁区域电流跟随性较差, 电流、转矩波动较大, 电流调节器易饱和等问题, 提出了一种新型的深度弱磁控制策略。通过 q 轴电流误差积分抑制

了电流调节器饱和, 根据 MTPV 曲线对 i_d 进行限幅, 重新规划了 PMSM 弱磁电流轨迹, 并结合电流环模糊 PI 进一步抑制了系统电流、转矩波动。仿真结果表明, 新型弱磁控制策略可有效提高 PMSM 在深度弱磁区域运行的稳定性。

【参考文献】

- [1] 陈亚爱, 陈焕玉, 周京华, 等. 永磁同步电机弱磁与过调制控制策略研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(11): 26-31.
- [2] 霍现旭, 李国栋, 朱晓辉, 等. 永磁同步风电系统闭环弱磁控制研究[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(1): 54-59.
- [3] YOON Y D, LEE W J, SUL S K. New flux weakening control for high saliency interior permanent magnet synchronous machine without any tables [C] // Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications, 2007: 1-7.
- [4] TURSINI M, CHIRICOZZI E, PETRELLA R. Feedforward flux-weakening control of surface-mounted permanent-magnet synchronous motors accounting for resistive voltage drop [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 57(1): 440-448.
- [5] CHI S, XU L Y, ZHANG Z. Efficiency-optimized flux-weakening control of PMSM incorporating speed regulation [C] // Power Electronics Specialists Conference, Orlando, FL, United States, 2007: 1627-1633.
- [6] KIM J M, SUL S K. Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1997, 33(1): 43-48.
- [7] 朱磊, 温旭辉, 赵峰, 等. 永磁同步电机弱磁失控机制及其应对策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 67-72.
- [8] 石敏, 冯江华, 许峻峰, 等. 提高永磁同步电机在深度弱磁控制区稳定性的控制研究[J]. 机车电传动, 2015(1): 22-25.
- [9] 周华伟, 陈龙, 刘国海, 等. 一种改善 PMSM 动态性能的弱磁策略[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(9): 23-29.
- [10] 胡勤峰, 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): 907-914.

收稿日期: 2018-02-06