DOI:10.12177/emca.2025.007 文章编号:1673-6540(2025)03-0231-10 中图分类号:TM 351 文献标志码:A

一种改进的内置式永磁同步电机弱磁控制策略

徐 龙, 李培鹤, 罗 欣*, 唐其鹏
(华中科技大学 人工智能与自动化学院,湖北 武汉 430074)

An Improved Flux-Weakening Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors

XU Long, LI Peihe, LUO Xin*, TANG Qipeng
(School of Artificial Intelligence and Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: **[Objective]** To enhance the dynamic response performance and stability of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) under flux-weakening conditions, and to address issues of current trajectory deviation and voltage saturation in traditional flux-weakening control strategies during high-speed operation, an improved flux-weakening control strategy for IPMSM is proposed. **[Methods]** Firstly, based on the mathematical model of IPMSM, the current trajectory of the traditional negative *d*-axis current compensation strategy was analyzed. It was observed that the current vector rotation transformation caused variations in output torque. Therefore, an improved flux-weakening control strategy was proposed, incorporating *q*-axis current compensation to offset torque fluctuations, thereby optimizing current trajectories and improving torque output stability. Secondly, for sudden load change conditions, the mechanism of voltage saturation was analyzed, and an anti-voltage saturation strategy prioritizing *d*-axis voltage supply was proposed. By dynamically adjusting the voltage distribution priority to ensure sufficient *d*-axis voltage supply, this strategy avoided current loss of control caused by voltage saturation, further enhancing system stability and reliability. **[Results]** To verify the effectiveness of the proposed strategy, an IPMSM experimental platform was established for comparative testing. The experimental results showed that, after the implementation of the improved flux-weakening control strategy, the current trajectory in the flux-weakening region of the IPMSM was significantly improved, the torque output stability was enhanced, and the system's dynamic response performance was improved. The anti-voltage saturation strategy effectively prevented current loss of control caused by voltage saturation, ensuring stable system operation. **[Conclusion]** The improved flux-weakening control strategy proposed in this study, by incorporating *q*-axis current compensation and prioritizing *d*-axis voltage supply, effectively addresses the issues of current trajectory deviation and voltage saturation in traditional flux-weakening control strategies during high-speed operation. Experimental results demonstrate that the proposed method can significantly enhance the current trajectory characteristics of IPMSM under flux-weakening conditions, improve the dynamic response performance of the system, and strengthen the anti-interference capability of the system, providing reliable technical support for the application of IPMSM in fields such as electric vehicles and high-speed machine tools.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor; flux-weakening control; negative *d*-axis current compensation; voltage saturation

摘 要:**【目的】**为提升内置式永磁同步电机(IPMSM)在弱磁工况下的动态响应性能和稳定性,解决传统弱磁控制策略在高速运行时存在的电流轨迹偏离以及电压饱和问题,提出了一种改进的 IPMSM 弱磁控制策略。**【方法】**首先,基于 IPMSM 数学模型分析了传统负 d 轴电流补偿策略的电流轨迹,发现电流矢量旋转变换会导致输出转矩发生变化,因此提出了一种增加 q 轴电流补偿的改进弱磁控制策略,通过引入 q 轴电流补偿分量来抵消转矩波动,从而改善电流轨迹并提升转矩输出的稳定性。其次,针对负载突变工况,分析了电压饱和现象的产生机理,提出了一种优先供给 d 轴电压的抗电压饱和策略,通过动态调整电压分配优先级,确保 d 轴电压供给充足,从而避免电压饱和导致的电流失控现象,进一步增强了系统的稳

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

定性和可靠性。【结果】为验证所提策略的有效性,搭建了 IPMSM 试验平台进行对比测试。试验结果表明,采用改进的弱磁控制策略后,IPMSM 在弱磁区的电流轨迹得到了显著改善,输出转矩稳定性得以提升,系统的动态响应性能也得以提升。抗电压饱和策略有效避免了因电压饱和而导致的电流失控现象,保证了系统的稳定运行。【结论】本文提出的改进弱磁控制策略通过增加 q 轴电流补偿和优先供给 d 轴电压,有效解决了传统弱磁控制策略在高速运行时的电流轨迹偏离和电压饱和问题。试验结果表明,本文所提方法能够显著改善 IPMSM 在弱磁工况下的电流轨迹特性,提升系统的动态响应性能,增强系统的抗干扰能力,为 IPMSM 在电动汽车、高速机床等领域的应用提供了可靠的技术支持。

关键词: 内置式永磁同步电机; 弱磁控制; 负 d 轴电流补偿; 电压饱和

0　引言

内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)以其高功率密度、高效率等独特优势,被广泛应用于电动汽车等调速驱动系统中[1-4]。为了最大限度地利用 IPMSM 的磁阻转矩,低转速运行时常采用最大转矩电流比(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)控制[5-7]。在高转速区域,由于采用永磁体励磁,无法调节励磁磁场,永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)必须采用弱磁控制来削弱电机气隙磁场以提升调速范围[8-11]。

PMSM 常用的弱磁控制策略有计算法[12]、查表法[13-14]、单电流调节器法[15-16]以及负 d 轴电流补偿法[17-18]。计算法依赖电机参数,实际工作中很少使用该方法;查表法需要大量前置工作,实现复杂且具有单一性,不同电机之间无法通用;单电流调节器法中固定交轴电压策略使电压利用率不足,导致效率和负载能力减小,变交轴电压策略存在鲁棒性差或者可移植性差等问题[19-21]。目前使用较多的是基于电压反馈的负 d 轴电流补偿法,该方法实现简单、可移植性强,可以在弱磁区与非弱磁区之间平滑切换。但是,当电流给定较大,负载或转速突变时,电流调节器对大误差进行积分,容易造成电压饱和后电流失控的现象。

文献[22]提出了一种电压反馈复合电流前馈的定子电流弱磁最优控制策略,通过精确补偿弱磁电流来减小电流误差,确保电机高速稳定运行。文献[23]针对纯积分调节器的电压反馈弱磁控制在深度弱磁区出现振荡的现象,提出了一种自抗扰控制的电压反馈弱磁控制,提升了系统在深度弱磁区的稳定性和带载能力。文献[24]提出了一种基于滑模变结构的弱磁控制策略,将调制后的电压进行重构后用于电压反馈,利用滑模结构解决了积分系数过大导致的振荡与积分系数过小导致的收敛速度慢之间的矛盾,提升了系统的动态响应性能。文献[25]针对有限集模型预测控制在弱磁区由于模型不准确造成的电流轨迹偏离问题,提出了一种虚拟电压弱磁控制策略,该虚拟电压由连续、过剩和扰动三个分量组成,通过该虚拟电压实现了 PMSM 的精确轨迹控制。文献[26]研究了轨道车辆用 IPMSM 的弱磁控制策略,提出利用电压极限椭圆的梯度下降法进行弱磁控制,并进行电流参考值的修正,通过不同弱磁区域弱磁方向和电压差值确定电流参考值。文献[27]提出了一种过调制策略并将其应用于弱磁控制中,该策略能够保证在弱磁区电机电流不超过电流极限圆的约束,提升了系统在瞬态过程中的稳定性。文献[28]对弱磁控制中电流失控的原因进行了分析,指出应该对 d 轴电流进行合理限幅,并提出了解决饱和失控现象的控制策略,提高了 PMSM 的调速范围。

本文对传统负 d 轴电流补偿法弱磁控制进行了分析,由于电压环的引入,进入弱磁区后,d 轴电流补偿会影响电流轨迹,使得电机电磁转矩变小,影响系统动态响应性能和速度环对转矩的线性控制。因此,增加 q 轴电流补偿来修正电流轨迹,从而消除 d 轴电流补偿对电磁转矩的影响。同时,为提升系统稳定性,提出了一种电压限幅策略,在电压饱和后将电压优先供给 d 轴,确保有电压裕量来调节弱磁电流,防止出现电压饱和后电流失控的现象。

1　IPMSM 的数学模型和弱磁控制

1.1　IPMSM 的数学模型

IPMSM 的定子电压方程为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q 分别为 d、q 轴定子电压；i_d、i_q 分别为 d、q 轴定子电流；R 为定子电阻；L_d、L_q 分别为 d、q 轴电感；ω_e 为转子电角速度；ψ_f 为永磁体磁链。

IPMSM 的输出电磁转矩方程为

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

式中：T_e 为电机输出电磁转矩；p_n 为电机极对数。

受逆变器最大输出电流能力以及容量的限制，电机定子电流与电压存在极限值，导致电机整体运行受定子电流及电压的极限约束。电机的定子电流及电压需要满足的约束为

$$\begin{cases} i_s^2 = i_d^2 + i_q^2 \leqslant i_{smax}^2 \\ u_s^2 = u_d^2 + u_q^2 \leqslant u_{smax}^2 \end{cases} \tag{3}$$

式中：i_{smax}、u_{smax} 分别为定子电流矢量幅值、定子电压矢量幅值的极限值。

对于三相两电平逆变器，能够线性输出的不失真的电压矢量幅值极限值与直流母线电压的关系可表示为

$$u_{smax} = \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} \tag{4}$$

考虑到高速运行时定子电阻上的压降较小，因此忽略电机定子电阻上产生的压降。根据式(1)可以得到 IPMSM 的稳态电压方程：

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_q i_q \\ u_q = \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \tag{5}$$

结合式(3)~式(5)，可以得到：

$$(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2 \leqslant \left(\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}\omega_e}\right)^2 \tag{6}$$

从式(6)可以看出，电压的约束可以转化为电流的约束，结合式(3)可以得到 IPMSM 的电气约束，如图 1 所示。由式(3)和式(6)可知，电压的极限约束为一个随转速升高而减小的椭圆，称为电压极限椭圆；电流的极限约束为一个圆，称为电流极限圆。在电压和电流约束的作用下，电机实际运行工作点一定位于电压极限椭圆与电流极限圆之间的共同区域。

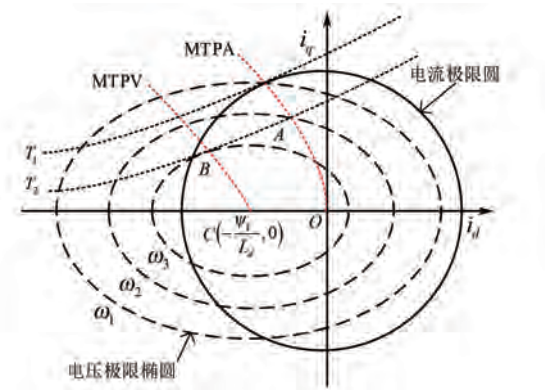


图 1 IPMSM 的电气约束

Fig. 1 Electrical constraints of IPMSM

1.2 弱磁区域的划分

根据电机运行情况，可以将图 1 分为恒转矩区、弱磁 I 区和弱磁 II 区三个区域。

(1) 恒转矩区

当电机电角速度小于 ω_1，电机工作点主要受电流极限圆的约束，采用 MTPA 控制。工作点为转矩曲线与 MTPA 曲线的交点，由于电压极限椭圆的约束，不弱磁的情况下可达到的最大电角速度为该交点(图 1 中点 A)对应的电角速度。点 A 也为转矩指令为 T_2 时的 MTPA 工作点，不弱磁情况下能达到的最大电角速度为 ω_2，ω_2 称为转折速度。

(2) 弱磁 I 区

当电机电角速度达到 ω_2，想要继续升速需要采用弱磁控制。弱磁控制的基本原理是使 d 轴电流逐渐负向增大，负的 d 轴电流会使 q 轴电压减小，从而减小电压矢量幅值，以满足电压极限椭圆的约束。当电机电角速度达到 ω_2 时，弱磁控制使工作点从点 A 沿转矩曲线向点 B 移动。

(3) 弱磁 II 区

当电角速度达到 ω_3 时，此时如果继续沿转矩曲线移动，将无法满足电压极限椭圆的约束。为了能够继续提升电角速度，可以让电机工作点沿电压极限椭圆收缩的方向移动，即沿最大转矩电压比(Maximum Torque Per Voltage，MTPV)曲线向点 C 移动，能够得到最大输出转矩。

1.3 弱磁 I 区的电流轨迹分析

负 d 轴电流补偿法弱磁控制通过判断输出电压是否超过电压极限椭圆来决定是否进行弱磁控制。该方法实现简单，可以自动调节至弱磁工作

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

点,具有一定的通用性。并且该方法的速度环输出为定子电流矢量幅值,便于实现 MTPA 控制,根据该变换也可以很好地对定子电流进行限幅,以满足电流极限圆的约束。

传统负 d 轴电流补偿法弱磁控制框图如图 2 所示。从图 2 中可以看出,该方法通过比较电压与极限值得到一个负的弱磁电流,并将该电流叠加到 d 轴电流上以实现弱磁控制,而 q 轴电流根据电流矢量大小不变的原则进行换算,相当于对电流矢量进行了一次幅值不变、角度变化的变换。

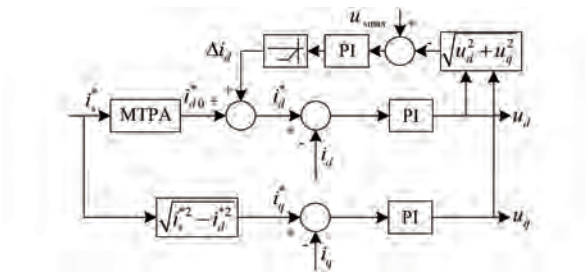


图 2　传统负 *d* 轴电流补偿法弱磁控制框图

Fig. 2　Block diagram of traditional negative *d*-axis current compensation flux-weakening control

基于上述分析,可以得到传统负 d 轴电流补偿法弱磁控制的电流轨迹,如图 3 所示。电机以恒负载转矩 T_2 运行,当电机电角速度小于 ω_2 时,采用 MTPA 控制,电机工作点位于点 A;当电机从 ω_2 加速到 ω_3 时,进入弱磁区,电压环输出 Δi_d,电流矢量进行旋转变换,矢量变换方向如图 3 中红色虚线箭头所示。从图 3 中可以看出,此时电机输出转矩减小,当小于负载转矩 T_2 后,根据电机运动学方程电机电角速度会减小直到小于给定电角速度,在速度环的调节作用下电流矢量幅值逐渐增大从而维持运行状态。由于电流环为

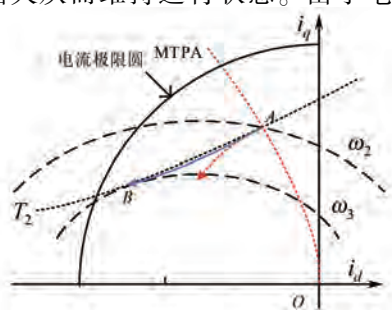


图 3　传统负 *d* 轴电流补偿法弱磁控制电流轨迹

Fig. 3　Current trajectory of traditional negative *d*-axis current compensation flux-weakening control

内环,带宽高于外环速度环,所以速度环的调节慢于电流环,即在弱磁控制过程中,电机输出转矩无法达到 T_2,实际的电流轨迹如图 3 中蓝色实线箭头所示。

在传统负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略中,由于电压环的引入,速度环对输出转矩的控制不再是线性的,而是需要与电压环共同作用对输出转矩进行调节。此外,由于 d 轴电流补偿对输出转矩的影响,动态响应也会受到影响。因此,需对传统负 d 轴电流补偿法弱磁控制进行改进。

2　改进的负 *d* 轴电流补偿法弱磁控制

2.1　改进的负 *d* 轴电流补偿法弱磁控制

由传统负 d 轴电流补偿法弱磁控制的电流轨迹分析可知,进入弱磁区后电压环输出 Δi_d,电流矢量进行旋转变换,输出转矩受到影响,造成了速度调节器对转矩控制的非线性,影响电机的动态响应性能。为了避免上述情况,需要重新规划弱磁区的电流轨迹,使电流轨迹在恒转矩曲线上移动,以消除 d 轴电流补偿对输出转矩的影响。为此,可以将电压环的输出同时叠加到 q 轴电流参考值上,使叠加前后的输出转矩相同。根据此分析,设计了如图 4 所示的改进的负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略。

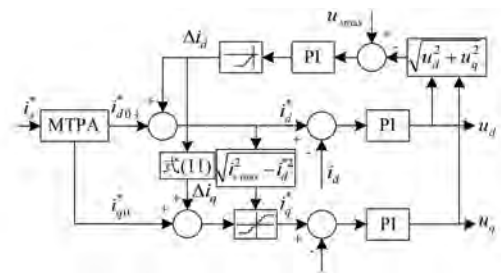


图 4　改进的负 *d* 轴电流补偿法弱磁控制策略

Fig. 4　Improved negative *d*-axis current compensation flux-weakening control strategy

d 轴和 q 轴电流给定值可以表示为

$$\begin{cases} i_d^* = i_{d0}^* + \Delta i_d \\ i_q^* = i_{q0}^* + \Delta i_q \end{cases} \tag{7}$$

式中:i_{d0}^* 和 i_{q0}^* 为由 MTPA 模块计算出的电流给定值;Δi_d 和 Δi_q 为由电压环输出折算的弱磁电流;i_d^* 和 i_q^* 为叠加弱磁电流后的电流给定值。

未进入弱磁区时,电压环输出为 0,电机输出

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

转矩为

$$T_e = \frac{3}{2}p_n i_{q0}^*[i_{d0}^*(L_d - L_q) + \psi_f] \tag{8}$$

进入弱磁区后，电压环输出 Δi_d 叠加到 d 轴电流给定值，Δi_q 叠加到 q 轴电流给定值。因此，电机输出转矩为

$$T'_e = \frac{3}{2}p_n(i_{q0}^* + \Delta i_q)[(i_{d0}^* + \Delta i_d)(L_d - L_q) + \psi_f] \tag{9}$$

为使叠加前后输出转矩不变，即：

$$T'_e = T_e \tag{10}$$

结合式(8)~式(10)，可以计算出：

$$\Delta i_q = \frac{-(L_d - L_q)i_{q0}^*\Delta i_d}{(L_d - L_q)(i_{d0}^* + \Delta i_d) + \psi_f} \tag{11}$$

结合图 4 和式(11)，当输出电压不超出电压极限椭圆时，Δi_d 和 Δi_q 都为 0，处于恒转矩区，不影响 MTPA 控制；输出电压超出电压极限椭圆后，进入弱磁区，电压环输出 Δi_d，通过式(11)计算出 Δi_q，并将 Δi_d 和 Δi_q 同时叠加到 d 轴和 q 轴电流给定值，不改变输出转矩，该策略可以使电机从 MTPA 区平滑地转换到弱磁区。从电流轨迹看，该策略弱磁后的电流轨迹与弱磁前的转矩曲线重合，不会影响电机的动态响应性能。

在改进的负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略中，电压环的输出不影响转矩控制，只有速度调节器能够调节转矩，电压环只调节弱磁深度，两个环路的控制互不影响。但是，电压环的输出实际上会导致电流矢量幅值发生变化，所以需要对电流矢量幅值限幅以满足电流极限圆的约束。

2.2 抗电压饱和策略

对于负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略来说，由于电压环的调节，在弱磁区电机的稳定工作点都位于电压极限椭圆附近，极易出现电压饱和的情况，一旦电压饱和，电流将无法跟随给定电流。而对于 IPMSM 控制系统来说，通常有两种情况可能造成电压饱和。一是速度或负载突变，电流调节器对大误差进行积分，导致电压饱和；二是在加速过程中，电机反电动势逐渐增大，给定电压大于逆变器所能提供的最大电压。第二种情况产生的电压饱和现象可以通过弱磁控制解决，所以本文主要讨论第一种情况中的电流调节器饱和现象。

突加载过程的电机运行状态如图 5 所示。t_1 之前，电机以转速 n_1 稳定运行，输出电磁转矩 T_e 与负载转矩 T_L 相等。t_1 时突增负载，电机转速掉落，在速度调节器的作用下，T_e 增大，直到 t_2 时 T_e 等于 T_L，此时加速度为 0。t_2 之后，由于转速还未恢复，速度调节器还在继续作用，T_e 大于 T_L。t_3 时电机恢复稳定运行，T_e 与 T_L 相等。

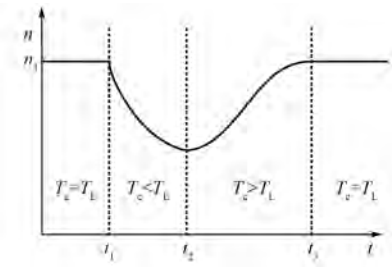


图 5 突加载过程的电机运行状态

Fig. 5 Motor operating status during sudden load change process

在 t_2~t_3 之间，T_e 大于 T_L，意味着该过程中 T_e 出现了超调，i_q 也会出现较大的超调。对于电压闭环弱磁控制策略来说，进入弱磁区后稳定工作点位于电压极限椭圆上，而 i_q 出现超调也就意味着输出电压已经超过了电压极限椭圆，即在弱磁区负载突增一定会使输出电压大于最大输出电压。所以需要对输出电压进行合理限幅，避免出现输出电压大于最大输出电压的情况，进而避免电流调节器饱和而发生失控。

弱磁电流的调节过程对弱磁控制的稳定起着十分重要的作用，该调节过程需要足够的电压裕量。对于输出电压大于最大输出电压的情况，即 $u_d^2+u_q^2>u_{smax}^2$ 时，提出了如式(12)所示的电压限幅策略：

$$\begin{cases} u'_d = u_d \\ u'_q = sign(u_q)\sqrt{u_{smax}^2 - u_d^2} \end{cases} \tag{12}$$

式中：u'_d、u'_q 分别为限幅后的 d、q 轴输出电压。

从式(12)可以看出，在输出电压超出电压极限椭圆后，电压优先供给 d 轴，确保弱磁电流能够稳定调节。

根据式(1)可以得到 i_d 和 i_q 之间的耦合关系：

$$i_q = -\frac{\omega_e L_d}{R}i_d + \frac{u_q - \omega_e\psi_f}{R} \tag{13}$$

从式(13)可以看出，i_d 和 i_q 之间的耦合关系

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

与 ω_e 和 u_q 有关。当 ω_e 和 u_q 都确定时,i_d 与 i_q 呈线性关系,即稳态时,i_d 确定,i_q 也是确定的。所以式(12)的电压限幅策略提供足够的电压裕量调节 i_d,也会使 i_q 调节到稳定的工作点,不会出现 u_q 直接给定而失控的情况。

3　IPMSM 弱磁控制试验

为了验证本文所提策略的有效性,搭建了如图 6 所示的 IPMSM 对拖试验平台,由试验电机、负载电机和扭矩传感器三部分组成。试验用 IPMSM 参数如表 1 所示。

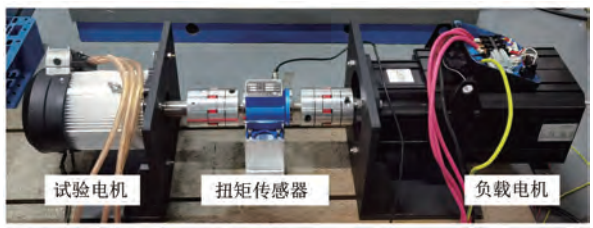


图 6　试验平台

Fig. 6　Experiment platform

表 1　IPMSM 参数

Tab. 1　Parameters of IPMSM

参数名称	参数值	参数名称	参数值
定子电阻/Ω	0.012	额定电流/A	90
d 轴电感/H	7.3×10^{-5}	额定电压/V	55
q 轴电感/H	1.87×10^{-4}	额定功率/kW	8
永磁体磁链/Wb	0.036	额定转速/(r·min^{-1})	3 700
极对数	4	转动惯量/(kg·cm^2)	50

控制器平台基于 TMS320F280039 数字信号处理器进行搭建,控制频率为 16 kHz。逆变器母线电压为 80 V,由直流电压源供电,开关器件选用 MOSFET,电流最大为 450 A。速度环比例积分(Proportional Integral, PI)控制参数为 $k_p=60$、$k_i=20$;d 轴电流环 PI 控制参数为 $k_p=0.18$、$k_i=30$;q 轴电流环 PI 控制参数为 $k_p=0.47$、$k_i=30$。

弱磁加速试验中电机负载转矩为 20 N·m,设定转速在一秒内从 0 匀速增加到 4 000 r/min。传统负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略加速试验波形如图 7 所示。从定子电流波形可以看出,0.63 s 时进入弱磁区,i_d 开始负向增大、i_q 正向减小。从转速波形可以看出,进入弱磁区后,实际转速逐渐无法跟随设定的参考转速 n_{ref},随着弱磁深度的增大,转速偏差增大。从电流轨迹波形可以看出,进入弱磁区后,输出转矩逐渐变小,小于期望转矩(负载转矩和加速需要的转矩之和)。

改进的负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略加速试验波形如图 8 所示,从电流轨迹波形可以看出,电流轨迹和期望转矩曲线重合,弱磁电流叠加前后输出转矩没有变化。从转速波形可以看出,实际转速始终跟随参考转速,在弱磁区,电机动态性能没有变化。通过加速试验的对比可以看出,改进的负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略修正了弱磁区的电流轨迹,改善了电机的动态性能。

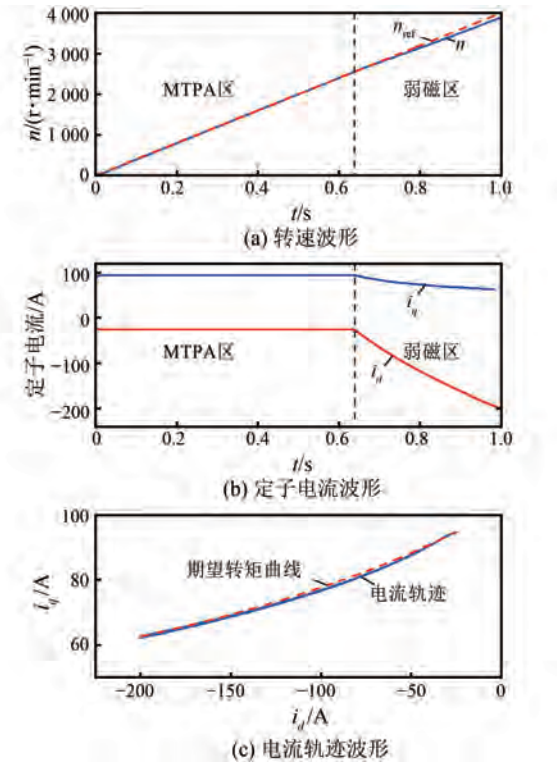


图 7　传统负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略加速试验波形

Fig. 7　Acceleration experiment waveforms of traditional negative d-axis current compensation flux-weakening control strategy

动态响应对比试验中电机参考转速设定为 3 000 r/min,初始负载转矩为 20 N·m,0.1 s 时负载突增 10 N·m。动态响应对比试验波形如图 9 所示。从转速波形可以看出,改进的负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略在动态响应性能上比传统策略好,转速恢复较快且转速跌落也较小。从电流轨迹波形可以看出,在电磁转矩大于负载转矩后,改进策略的输出转矩略大于传统策略。

电压饱和突加载试验中电机参考转速设定为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

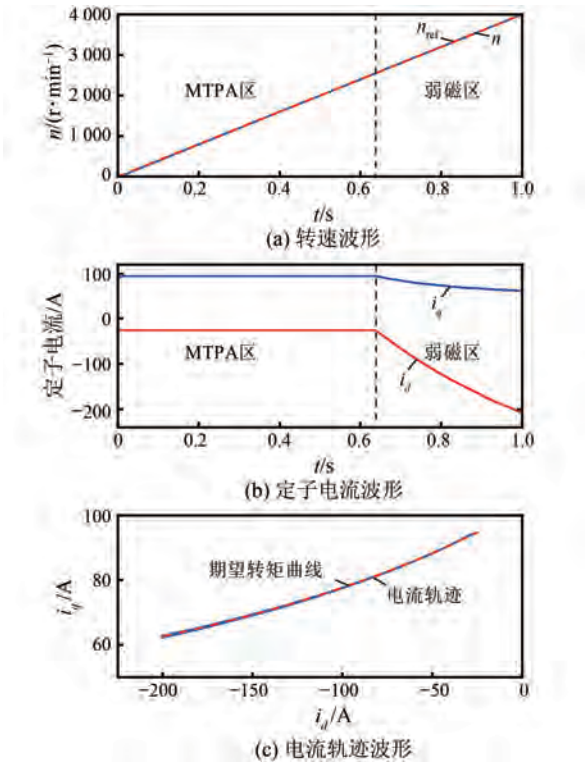


图 8　改进的负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略加速试验波形

Fig. 8　Acceleration experiment waveforms of improved negative d-axis current compensation flux-weakening control strategy

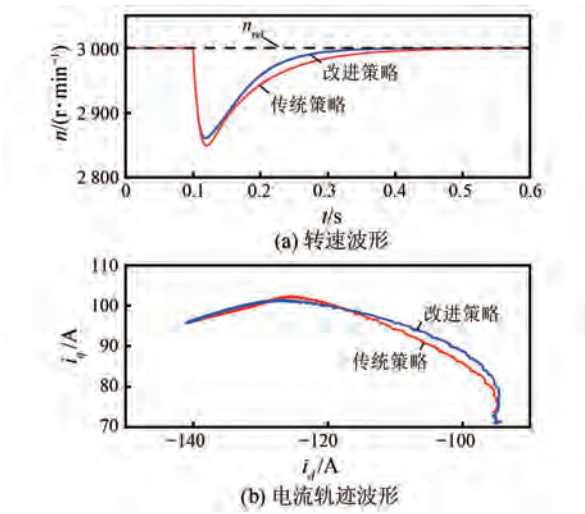


图 9　动态响应对比试验波形

Fig. 9　Dynamic response comparison of experiment waveforms

4 000 r/min，初始负载转矩设定为 35 N·m，0.2 s 时负载突增 10 N·m。传统负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略突加载试验波形如图 10 所示。从试验结果可以看出，突增负载后，u_q 出现了超调，导致电压饱和，没有足够的电压进行电流调节，因此 i_d 和 i_q 都出现了短时间失控。虽然很快又恢复到受控状态，但是出现的短暂失控，导致电机转速也出现较大掉落。

使用抗电压饱和策略后突加载试验波形如图 11 所示。从电流波形可以看出，使用抗电压饱和策略后，i_d 一直处于受控状态，由于 u_q 直接给定，i_q 出现了短暂的不受控，但没有出现失控。从转速波形可以看出，调节过程很快，转速没有出现较大的掉落。

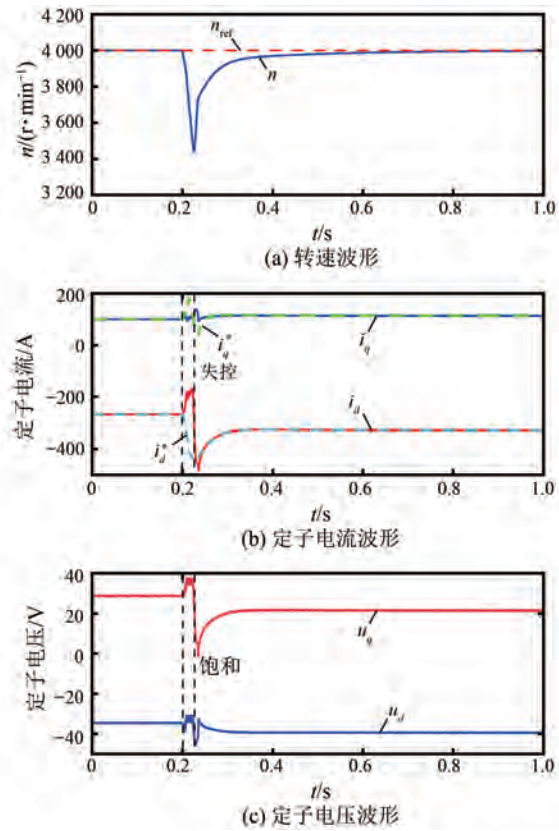


图 10　传统负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略突加载试验波形

Fig. 10　Sudden load change experiment waveforms of traditional negative d-axis current compensation flux-weakening control strategy

4　结语

本文详细分析了 IPMSM 弱磁控制和负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略，并在此基础上，提出了一种改进的负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略。该策略在传统负 d 轴电流补偿法弱磁控制策略的基

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

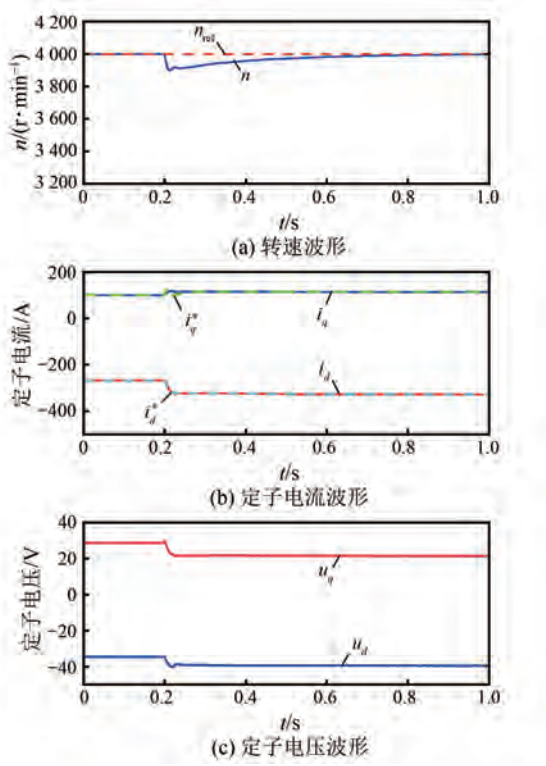


图 11　抗电压饱和策略突加载试验波形

Fig. 11　Sudden load change experiment waveforms of anti-voltage saturation strategy

础上,增加了 q 轴电流补偿,修正了电流轨迹,使电流轨迹沿期望转矩曲线移动。与传统策略相比,改进策略有效消除了 d 轴电流补偿对电磁转矩的影响,提升了电机在弱磁区的动态响应性能。同时,本文还对电机在弱磁区的电压饱和现象进行了分析,提出了一种抗电压饱和策略,经过试验验证,该策略有效避免了负载突变时电压饱和而导致的电流失控现象,保证了系统的稳定运行。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

徐龙、李培鹤进行了方案设计、内容总结与论文撰写,徐龙、李培鹤进行了试验研究,罗欣、唐其鹏参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary and paper writing were carried out by Xu Long and Li Peihe. The experiment research was conducted by Xu Long and Li Peihe. The manuscript was revised by Luo Xin and Tang Qipeng. All authors have read the last version of paper and consented for submission.

参 考 文 献

[1] WANG B, WANG L Z, YU Y, et al. Adaptive overmodulation strategy for PMSM field-weakening control based on working quadrant [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(10): 9959-9970.

[2] ZHANG Y, CAO W P, MCLOONE S, et al. Design and flux-weakening control of an interior permanent magnet synchronous motor for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(7): 1-6.

[3] 黄其, 陈翔, 罗玲, 等. 电动汽车用永磁同步电机控制器设计[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(10): 84-91.
HUANG Q, CHEN X, LUO L, et al. Design of permanent magnet synchronous motor controller for electric vehicle [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(10): 84-91.

[4] DONG Q H, WANG B, XIA L Q, et al. Optimized field-weakening operation of PMSM modulated model predictive control using predictive current error margin [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(1): 613-624.

[5] LI K, WANG Y. Maximum torque per ampere (MTPA) control for IPMSM drives based on a variable-equivalent-parameter MTPA control law [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 7092-7102.

[6] HAN Z X, LIU J L. Comparative analysis of vibration and noise in IPMSM considering the effect of MTPA control algorithms for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6850-6862.

[7] PANG J, LIU W G, JIAO N F. MTPA control of wound-rotor synchronous start/generator drives based on virtual signal injection considering cross-coupling effect in low-speed range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(5): 6115-6124.

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

[8] 朱利东，王鑫，朱焜秋. 一种免失控的 IPMSM 参数可计算深度弱磁算法[J]. 中国电机工程学报，2020，40(10)：3328-3336.
ZHU L D，WANG X，ZHU H Q. An IPMSM deep flux weakening algorithm with calculable parameters to avoid out-of-control [J]. Proceedings of the CSEE，2020，40(10)：3328-3336.

[9] 赵纪龙，林明耀，付兴贺，等. 混合励磁同步电机及其控制技术综述和新进展[J]. 中国电机工程学报，2014，34(33)：5876-5887.
ZHAO J L，LIN M Y，FU X H，et al. An overview and new progress of hybrid excited synchronous machines and control technologies [J]. Proceedings of the CSEE，2014，34(33)：5876-5887.

[10] 姜春辉，田玉冬. 一种外转子可变磁通永磁记忆电机设计与弱磁性能分析[J]. 电机与控制应用，2017，44(4)：28-33+42.
JIANG C H，TIAN Y D. Design and flux-weakening performance analysis of variable flux permanent magnet memory motor with external rotor [J]. Electric Machines & Control Application，2017，44(4)：28-33+42.

[11] XU Q S，CAI L L. Developing an approach in calculating reference currents for field-weakening control [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification，2023，9(1)：60-74.

[12] CHEN K H，SUN Y K，LIU B. Interior permanent magnet synchronous motor linear field-weakening control [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion，2016，31(1)：159-164.

[13] CHEN Y Z，HUANG X Y，WANG J，et al. Improved flux-weakening control of IPMSMs based on torque feedforward technique [J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2018，33(12)：10970-10978.

[14] NALEPA R，ORLOWSKA-KOWALSKA T. Optimum trajectory control of the current vector of a nonsalient-pole PMSM in the field-weakening region [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2012，59(7)：2867-2876.

[15] CHEN W，LEI F S，XU D G，et al. Advanced flux-weakening strategy based on single current regulator for permanent magnet synchronous motors [C]// Proceedings of the 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems，Harbin，2019.

[16] 杨海靖，迟颂，宋桂英，等. 一种新型的基于单电流调节器提高永磁同步电机系统负载与抗扰能力的算法[J]. 电机与控制应用，2018，45(5)：77-82+87.
YANG H J，CHI S，SONG G Y，et al. A novel algorithm for improving load and immunity of permanent magnet synchronous motor based on single current regulator [J]. Electric Machines & Control Application，2018，45(5)：77-82+87.

[17] 时维国，金鑫. 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[J]. 电机与控制应用，2018，45(7)：23-29.
SHI W G，JIN X. A permanent magnet synchronous motor q-axis current error integral feedback depth field-weakening control strategy [J]. Electric Machines & Control Application，2018，45(7)：23-29.

[18] ZHOU H W，WEN X H，ZHAO F，et al. An improved flux-weakening strategy for field-oriented-controlled PMSM drives [C]// Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference，Harbin，2012.

[19] 郑翔，郗园，张磊，等. 永磁同步电机弱磁控制方法综述[J]. 自动化应用，2019，(12)：1-3+6.
ZHENG X，XI Y，ZHANG L，et al. Survey of weak field control methods for permanent magnet synchronous motor [J]. Automation Application，2019，(12)：1-3+6.

[20] ZHANG D，ZHOU M L，WANG C C，et al. A single-current-regulator flux-weakening control for PMSM under square-wave mode with wider operation range [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification，2022，8(1)：1063-1071.

[21] 刘军杰，吴静波，郭志军，等. 纯电动汽车用内置式永磁同步电机弱磁控制策略综述[J]. 微电机，2022，55(7)：107-112.
LIU J J，WU J B，GUO Z J，et al. Overviews of flux-weakening control schemes with interior permanent magnet synchronous motor used in pure electric vehicles [J]. Micromotors，2022，55(7)：107-112.

[22] 龚锦标，施火泉. 永磁同步电机弱磁最优控制策略研究[J]. 电机与控制应用，2019，46(4)：32-37.
GONG J B，SHI H Q. Research on flux-weakening optimal control strategy of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application，2019，46(4)：32-37.

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

[23] 李思毅, 苏健勇, 杨贵杰. 基于自抗扰控制的永磁同步电机弱磁控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(23): 6135-6144.
LI S Y, SU J Y, YANG G J. Flux weakening control strategy of permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(23): 6135-6144.

[24] 刘光辉, 何凤有, 吴翔, 等. 内置式永磁同步电机滑模弱磁控制[J]. 电力电子技术, 2018, 52(3): 82-85.
LIU G H, HE F Y, WU X, et al. Flux weakening control of interior permanent magnet synchronous motor based on slide mode controller [J]. Power Electronics, 2018, 52(3): 82-85.

[25] DONG Q H, WANG B, XIA L Q, et al. A virtual voltage field-weakening scheme of trajectory correction for PMSM model predictive control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3): 3044-3056.

[26] 盛义发, 喻寿益, 桂卫华, 等. 轨道车辆用永磁同步电机系统弱磁控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 74-79.
SHENG Y F, YU S Y, GUI W H, et al. Field weakening operation control strategies of permanent magnet synchronous motor for railway vehicles [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(9): 74-79.

[27] LIU Q, HAMEYER K. A deep field weakening control for the PMSM applying a modified overmodulation strategy [C]// 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Glasgow, 2016.

[28] 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.
ZHU L, WEN X H, ZHAO F, et al. Control policies to prevent PMSMs from losing control under field-weakening operation [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(18): 67-72.

收稿日期:2024-12-11
收到修改稿日期:2025-01-15

作者简介:

徐　龙(2000-),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制技术,m202273086@hust.edu.cn;

*通信作者:罗　欣(1986-),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电机控制系统,luoxin_auto@hust.edu.cn。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.