

# 基于多运行区域的磁场增强型内置永磁电机 电流分段控制研究

刘永锋, 徐磊\*, 朱孝勇, 张丽, 全力

(江苏大学电气信息工程学院, 江苏省 镇江市 212013)

## Research on Current Segment Control of Flux-intensifying Interior Permanent Magnet Motor Based on Multi-operating Region

LIU Yongfeng, XU Lei\*, ZHU Xiaoyong, ZHANG Li, QUAN Li

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, Jiangsu Province, China)

**ABSTRACT:** The flux-intensifying interior permanent magnet (FI-IPM) motors feature the negative saliency, wide speed regulation range, strong overload ability and etc. have a wide potential application prospect in the fields of wide speed regulation and multi-operation conditions. This paper focused on the utilization of the negative saliency and wide speed range characteristics, and a multi-running area current segment control strategy was proposed for the motors. The whole operating range of the FI-IPM motor was divided into four parts, namely flux-enhance I, flux-enhance II, flux-weakening I and flux-weakening II. Based on the current coordinated control, the effective control of the motor in the multiple operating areas was realized, and the current mutation and the system instability caused by the positive to negative process of the d axis current were solved. Moreover, the optimal current trajectory could be obtained for the FI-IPM motor which could enhance the load capacity and the stability of the control system. Finally, experimental studies were carried out, and the results verified the effectiveness and stability of the strategy.

**KEY WORDS:** flux-intensifying interior permanent magnet motor; negative saliency; wide speed regulation range; current segment control

**摘要:** 磁场增强型内置永磁电机具有反凸极、调速范围宽、过载能力强等特点,在需要宽调速、多运行工况等应用领域

具有广泛的应用前景。针对该类电机反凸极特性和宽调速特点,该文提出一种多运行区域电流分段控制策略,将磁场增强型内置永磁电机的整个运行区间分为:增磁 I 区、增磁 II 区、弱磁 I 区、弱磁 II 区 4 个运行区间。采用电流协调控制,实现该电机在多个运行区域的有效控制,解决 d 轴电流由正到负的过程中导致的电流突变和系统不稳定性问题,使电机在整个运行区间都能运行在最佳的电流轨迹上,提高了电机带负载能力,增强了系统的稳定性。最后,进行实验研究,验证该控制策略的有效性和稳定性。

**关键词:** 磁场增强型电机;反凸极;宽调速;电流分段控制

## 0 引言

内置式永磁(interior permanent magnet, IPM)电机,由于具有结构简单、高效率、高功率密度等优点,已广泛应用于电动汽车、家用电器、航空航天、船舶推进等领域<sup>[1-3]</sup>。近年来,引入“直轴磁场增强”创新设计理念,形成的一类磁场增强型内置式永磁(flux-intensifying interior permanent magnet, FI-IPM)电机得到国内外电机领域学者的关注<sup>[4]</sup>。该类电机由于直轴电感  $L_d$  大于交轴电感  $L_q(L_d > L_q)$ ,具有反凸极特性。与传统的 IPM 电机正凸极特性( $L_d < L_q$ )相比,FI-IPM 电机在调速范围,过载能力、永磁体退磁等方面具有明显的优势<sup>[5-7]</sup>。

由于 FI-IPM 电机具有直轴电感大于交轴电感的这一反凸极特性,因此该类电机的电压极限椭圆变为焦点所在直线与 q 轴平行的椭圆,而其运行区间包含第一和第二象限,直轴电流  $i_d$  会由增磁电流向弱磁电流过渡,电流角调节范围更宽,理论上能满足多种运行工况的需求<sup>[8]</sup>。文献<sup>[9]</sup>分析了 FI-IPM

基金项目:国家自然科学基金项目(51877099, 51907081);江苏大学农业装备学部项目(NZXB20200103);江苏省现代农机装备与技术示范推广项目(NJ2020-13)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51877099, 51907081); Project of Faculty of Agricultural Equipment of Jiangsu University (NZXB20200103); Funded by the Modern Agricultural Machinery Equipment and Technology Demonstration and Promotion of Jiangsu Province (NJ2020-13).

电机本体设计中各个参数对其弱磁性能影响的一般规律,其中永磁体分段并增加磁桥的设计,增大了 $L_d$ ,虽然FI-IPM电机在基速以下运行时会导致漏磁变大,使得永磁体的利用率下降,但其仍能满足额定功率的输出,并且此特点在电机弱磁运行时转换为优势,更有利于拓宽电机的弱磁运行范围;文献[10]对FI-IPM电机与IPM电机的短路特性进行分析比较,发现绕组端部短路电流与匝间短路电流都与电机反电动势正相关,FI-IPM电机的空载反电动势低,因此它可以在不削弱过载能力的情况下抑制短路电流;另外,FI-IPM电机还能够在弱磁失控的情况下不易产生馈电现象,增强了电机及整个系统的可靠性。

对于IPM电机,为提高其带载能力和调速范围,常采用最大转矩电流比(maximum torque per ampere, MTPA)和弱磁控制组合的控制策略,通过调节 $i_d$ ,实现电机最大转矩输出和弱磁控制<sup>[11]</sup>。对于FI-IPM电机的控制而言,文献[12]分析IPM电机与FI-IPM电机电流控制的不同,对MTPA控制与 $i_d=0$ 控制作了比较,验证了FI-IPM电机采用MTPA控制的优势,但是其只对MTPA与 $i_d=0$ 作了比较,没有对其他运行阶段的控制进行分析研究。文献[11]分析正凸极电机、隐极式电机与反凸极电机电流控制的异同,将其FI-IPM电机的运行区间分为恒转矩区与恒功率区。恒转矩区为基速以下的运行范围,采用MTPA控制;恒功率区为基速以上的运行范围,采用弱磁控制;但该文仅分析了不同凸极率电机电流控制的区别,没有针对FI-IPM电机提出具体的控制方案。此外,对于FI-IPM电机采用文献[13]中的控制区域划分的控制策略还存在一些问题,这是因为FI-IPM电机的反凸极特性使电压极限椭圆变化,在电流极限圆上存在正 $i_d$ 到负 $i_d$ 控制的过渡过程,在MTPA加强弱磁的控制方法应用到FI-IPM电机时,易导致FI-IPM电机产生电流突变并增加系统的不稳定性。而如果在基速以下采用 $i_d=0$ 控制,基速以上采用弱磁控制,虽然会消除以上问题,但无法充分利用FI-IPM电机的反凸极特性。因此,现有的针对FI-IPM电机的控制策略还存在一些问题,提出能够满足新型FI-IPM电机的多运行区域的控制策略,充分发挥该类电机增磁以及弱磁区的驱动性能优势,已成为该类电机研究面临的热点和难点之一。

本文在分析FI-IPM电机拓扑结构和磁场调节

机理的基础上,提出基于增弱磁分区控制策略,通过细分控制区域为:增磁I区、增磁II区、弱磁I区、弱磁II区,有效解决了宽调速范围内FI-IPM电机运行区域切换电流突变和不稳定等问题。文中首先建立FI-IPM电机控制系统模型,并对控制策略进行仿真研究。最后,基于dSPACE1007构建FI-IPM电机控制系统实验平台,验证本文所提控制策略的有效性和稳定性。

## 1 FI-IPM电机拓扑结构与运行原理

本文研究的FI-IPM电机为36槽/8极结构,如图1所示,采用分布式绕组和弧形永磁体结构<sup>[14]</sup>。表1为FI-IPM电机的相关参数。

图2为该电机的交直轴磁场分布图。采用非均匀气隙,增加了 $q$ 轴磁场中的磁阻,减小了 $q$ 轴电感 $L_q$ ;通过将弧形永磁体分段设置,在2个分段永磁体中间沿 $d$ 轴磁场方向增设导磁桥,为 $d$ 轴磁通的传导提供了路径,进而提高了 $d$ 轴电感 $L_d$ 。最终实现FI-IPM电机 $L_d > L_q$ 的特性和直轴磁场增强的效果。此外,永磁体采用分段式的设计方式,既减小了永磁体的用量,又降低了 $d$ 轴磁路受磁饱和程度的影响;相比于矩形永磁体,采用的弧形永磁体拥

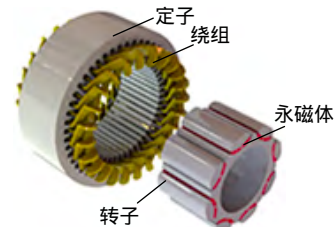


图1 磁场增强型电机结构

Fig. 1 Topology of the FI-IPM motor

表1 FI-IPM电机参数

Table 1 Parameters of the FI-IPM motor

参数	数值	参数	数值
额定转速/(r/min)	1200	直轴电感/mH	5.183
额定转矩/(N·m)	40	交轴电感/mH	4.158
额定电流/A	28	额定功率/kW	5
极对数	4	相绕组电阻/ $\Omega$	0.298

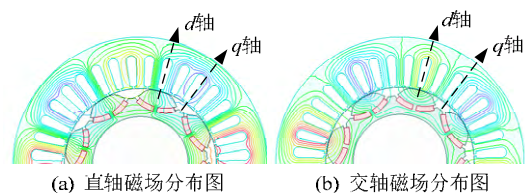


图2 FI-IPM电机交直轴磁场分布

Fig. 2  $d$ -axis and  $q$ -axis magnetic field distributions of FI-IPM motor

有更大的宽度，进而能够提高转矩的输出能力。

图 3 为 FI-IPM 电机转矩与电流角度的关系曲线。与传统 IPM 电机不同，FI-IPM 电机磁阻转矩在 0°~90°为正值，在该区间内存在最大合成电磁转矩值，而传统 IPM 电机在 90°~180°中出现最大合成电磁转矩。可见，FI-IPM 电机最大转矩电流角度不同，转矩特性存在明显差别<sup>[15-17]</sup>。若套用传统 IPM 电机控制方法，必然存在无法适用的问题<sup>[18]</sup>。

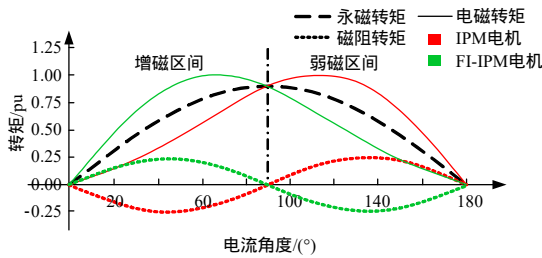


图 3 转矩和电流角度关系

Fig. 3 Relation of the torque and current angle

### 2 多运行区域与电流分段控制

传统 IPM 电机采用三级电流分段控制策略<sup>[19-24]</sup>。在基速以下运行时，一般采用 MTPA 控制，以实现最大输出转矩，满足低速大转矩的运行工况需求；在基速以上时，考虑调速范围，一般采用弱磁控制，以提供更高的转速。该三级电流分段控制轨迹曲线如图 4 所示，其中 OA 段、AB 段以及 BC 段分别为 MTPA 区、弱磁 I 区和弱磁 II 区。

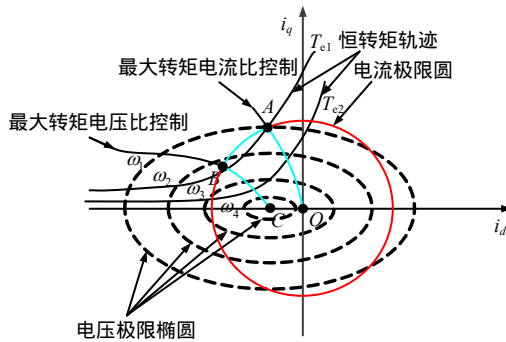


图 4 IPM 电机的电流分段控制轨迹图

Fig. 4 Trajectory map of the IPM motor

与传统 IPM 电机不同，FI-IPM 电机电流轨迹图如图 5 所示。当采用传统电流分段控制时，电机在 OA 段采用 MTPA 控制，在 A 点时，电流达到最大值。若要继续提高转速，电机将进入弱磁区，此时  $i_d < 0$ ，控制系统将沿着 MB 段开始运行。在此过程中，电流轨迹 AM 段为控制空白区。为实现传统弱磁控制的快速响应， $i_d$  会快速趋近于零。然而，由于较大的 d 轴电感，强制切换导致电流突变，稳定性下降，且无法利用 FI-IPM 电机磁场增强特性，

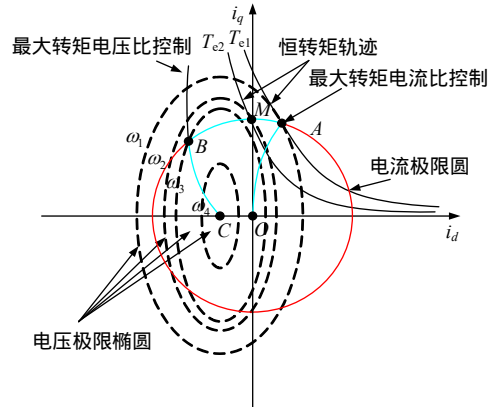


图 5 FI-IPM 电机的电流分段控制轨迹图

Fig. 5 Trajectory map of the FI-IPM motor

限制了电机的调速范围。因此，有必要提出一种 FI-IPM 电机控制策略，充分利用该类电机的反凸极和直轴磁场增强特性，拓宽电机调速范围。

#### 2.1 FI-IPM 电机多运行区域

为解决上述问题，实现 FI-IPM 电机的有效控制，提出在 AM 段设置增磁 II 区，并将 FI-IPM 电机运行区域划分为：增磁 I 区(OA 段)、增磁 II 区(AM 段)、弱磁 I 区(MB 段)、弱磁 II 区(BC 段) 4 个电流段。

FI-IPM 电机因  $L_d > L_q$ ，其电压极限椭圆长轴与  $i_q$  轴平行。当  $0 < \omega < \omega_1$  时， $i_d$  为大于零的增磁电流，定子电流矢量从 O 点到 A 点采用 MTPA 控制方式，电机工作在恒转矩区，此为增磁 I 区；当  $\omega_1 < \omega < \omega_2$  时， $i_d$  由大于 0 到等于 0，电机定子电流矢量由 A 点逐渐移动到 M 点，此过程  $i_d$  仍为增磁电流，电机工作在恒功率区，此为增磁 II 区；当  $\omega_2 < \omega < \omega_3$  时， $i_d$  由等于 0 到小于 0，电机定子电流矢量由 M 点移动到 B 点，此阶段为弱磁 I 区，电机仍工作在恒功率区。通过以上分析可以看出，恒功率区  $i_d$  既可以是增磁电流，也可以是去磁电流；当转速继续增大时，FI-IPM 电机的工作状态与正凸极电机和隐极式电机基本相同，进入弱磁 II 区。

#### 2.2 FI-IPM 电机新型电流分段控制

##### 2.2.1 增磁 I 区

增磁 I 区采用 MTPA，但由于 FI-IPM 电机具有  $L_d > L_q$  的反凸极特性，最大转矩电流比控制即是用最小的电流来产生最大的转矩<sup>[25]</sup>(参见式(1))。

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (1)$$

式中： $T_e$  为电磁转矩； $p_n$  为电机极对数； $\psi_f$  为永磁体磁链； $L_d$ 、 $L_q$  分别为 d、q 轴电感； $i_d$ 、 $i_q$  分别为 d、q 轴电流。

由此将最大转矩电流比问题转化为求极值问题，做如下拉格朗日函数：

$$L(i_d, i_q, \lambda) = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} - \lambda X \quad (2)$$

$$X = T_e - \psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \quad (3)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial L(i_d, i_q, \lambda)}{\partial i_d} = \frac{i_d}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} + \lambda[(L_d - L_q) i_q] = 0 \\ \frac{\partial L(i_d, i_q, \lambda)}{\partial i_q} = \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} + \lambda[\psi_f + (L_d - L_q) i_d] = 0 \\ \frac{\partial L(i_d, i_q, \lambda)}{\partial \lambda} = -\{T_e - [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]\} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

最终求得  $d$  轴电流为

$$i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (5)$$

根据电压极限椭圆及电流极限圆可知， $d$ 、 $q$  轴电流的表达式为

$$\begin{cases} i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \\ i_q = \sqrt{i_s^2 - i_d^2} \end{cases} \quad (6)$$

式中  $i_s$  为电机的额定电流。

### 2.2.2 增磁 II 区

当电机进入增磁 II 区，即  $AM$  段， $i_d$  开始逐渐减小，考虑到此时还没有达到电机的额定点 ( $M$  点为电机的额定点)，因此本文将在此区域设置一个新的电压比较点，利用电压反馈原理为基本控制框图进行增磁 II 区的控制。整个电流分段控制框图如图 6 所示。

先根据电机的运行工况来设定转折速度  $n_A$ ，整个控制框图先检测电机的转速，若  $n < n_A$ ，则电机运行在 MTPA 轨迹中，若  $n_A < n < n_M$  ( $n_M$  为额定转速)，则增磁 II 区的控制开始起作用，此时电压与  $U_A$  相

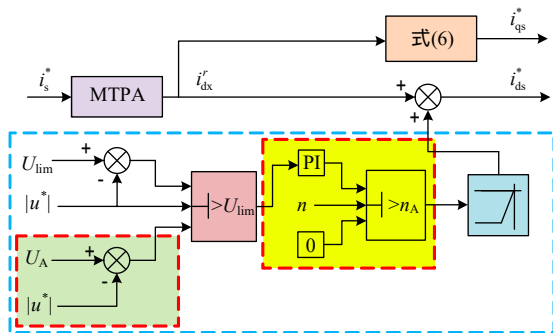


图 6 电流分段控制框图

Fig. 6 Structure diagram of current segment control

比较，计算出的补偿量经过 PI 补偿到  $i_d$  中，使  $i_d$  开始减小，进而使  $AM$  段每一个转速都能对应到一个  $i_d$  的数值。而  $A$  点的电压可由式(7)计算得出。

$$\begin{cases} u_d = R i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_e \psi_q \\ u_q = R i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (7)$$

式中： $u_d$ 、 $u_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电压； $R$  为定子电阻； $\psi_d$ 、 $\psi_q$  分别为定子磁链的  $d$ 、 $q$  轴分量； $\omega_e$  为电角速度。

此时  $i_d$ 、 $i_q$  满足约束方程(8)、(9)。

$$i_d^2 + i_q^2 = I_{\max}^2 \quad (8)$$

$$(\omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f)^2 + (\omega_e L_q i_q)^2 = U_{\lim}^2 \quad (9)$$

式中： $I_{\max}$  为电机电流的额定值； $U_{\lim}$  为电机运行的限幅电压。

限幅电压  $U_{\lim}$  与直流侧电压  $U_{dc}$  的关系为

$$U_{\lim} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (10)$$

联立式(8)、(9)，可得到  $AM$  段的  $i_d$  的给定方程式：

$$i_d = \frac{L_d \psi_f - L_q \sqrt{\psi_f^2 + (L_q^2 - L_d^2) (I_{\max}^2 - \frac{U_{\lim}^2}{\omega_e^2 L_q^2})}}{L_q^2 - L_d^2} \quad (11)$$

$i_q$  的解析式为

$$i_q = \sqrt{I_{\max}^2 - i_d^2} \quad (12)$$

### 2.2.3 弱磁 I 区和弱磁 II 区

当转速达到额定转速并继续升速进入弱磁区域，即  $MB$  与  $BC$  段。由图 6 可知，此时的电压与  $U_{\lim}$  进行比较，计算出的补偿量经过 PI 补偿到  $i_d$  中。当转速超过额定转速  $n_M$  时， $i_d$  开始变为负值，进入弱磁区域，其中  $MB$  段运行在电流极限圆上，为弱磁 I 区， $BC$  段为弱磁 II 区，其运行轨迹图如图 7，可求出此时 FI-IPM 电机的转折电角速度  $\omega_b$ ：

$$\omega_b = \frac{60 U_{\lim}}{P_n \sqrt{(L_q I_{\lim})^2 + \psi_f^2 + \frac{(L_d + L_q) C_b^2 + 8 \psi_f L_d C_b}{16(L_d - L_q)}}} \quad (13)$$

其中，

$$C_b = -\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{\lim}^2} \quad (14)$$

图 7 中弧线  $BC$  是最大转矩电压比曲线

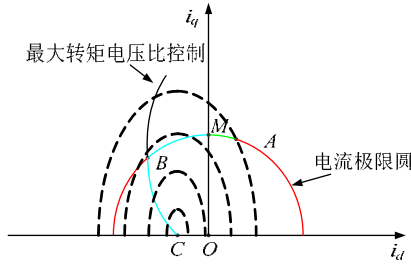


图 7 电流弱磁运行轨迹图

Fig. 7 Trajectory map of current flux-weakening

(maximum torque per voltage, MTPV), 此曲线是不同转速下的电压极限椭圆与转矩曲线的切点所构成的曲线, MTPV 的物理意义是使单位电压能够产生最大的转矩, 从另一方面说, 若电机承担相同的负载, 沿 MTPV 运行的电机所需要的电压最小, 进而电机能够将剩余的电压用于电压升速。在电流分段控制中, 弧线 B 点到  $C(-\psi_f/L_d, 0)$  点, 为弱磁 II 区, 此段运行区域电机已经进入深层次弱磁, 从图 7 中可以看出, 弧线 BC 在电流极限圆的内部, 所以电机电流不会超过额定值, 而且由原理分析可知, 弱磁 II 区转速可达到无限大, 功率近似为零, 此时的电机处于跑飞状态, 会产生严重后果, 需要对此阶段进行限制<sup>[26-27]</sup>。

由以上分析可知, 虽然本文选择的样机交直流电感相差较小, 但该样机仍能代表 FI-IPM 电机的普遍情况。这是因为 FI-IPM 电机中反凸极特性的大小决定了电机磁阻转矩大小和弱磁扩速范围, FI-IPM 电机的反凸极特性使得电压极限椭圆变化, 因此即使反凸极特性较小, 但只要存在反凸极特性, 在电流极限圆上就存在正  $i_d$  到负  $i_d$  控制的过渡过程, FI-IPM 电机在采用传统 MTPA+弱磁控制算法时就面临增磁 I 区到弱磁区域的过渡振荡、抗干扰能力弱等问题。此外, 根据式(6)、(11)和(12)可以看出, 随着交直流电感差距变大,  $d$  轴电流也在变大, 相应的增磁 I 区与增磁 II 区的范围也增大(如图 5 所示, OA 至 AM 段), 进而使得可调速的范围增大。文中提出的分段电流控制, 采用转速和电压来判断进入相应运行区间, 并进行补偿控制, 调速范围越大越容易设定切换速度点。因此, 在交直流电感差较小的 FI-IPM 电机中能够实现多个运行区间的有效控制, 在相应较大差值电机中也能够更好地实现, 故该方法能够适用于该类 FI-IPM 电机。

综上, 基于 FI-IPM 电机新型电流分段控制系统结构的框图如图 8 所示。

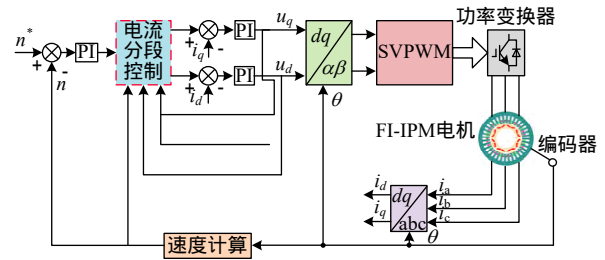


图 8 FI-IPM 电机的新型电流分段控制系统框图

Fig. 8 Block diagram of the new current segment control system for FI-IPM motor

### 3 仿真分析研究

基于 Matlab/Simulink, 构建 FI-IPM 电机控制系统仿真模型。将传统 MTPA 加弱磁的控制方法与本文提出的 FI-IPM 电机新型电流分段控制方法进行仿真分析比较。

在不同负载情况下, 各个转速的  $i_d$ 、 $i_q$  三维轨迹如图 9 所示。设 A 点的转速为 1000r/min(A 点的转速可以根据电机不同运行工况下的实际需求进行设定, 但是它的转速必须在额定转速以下)。从图 9(a)、(b)可以明显看出, 电机在 1000r/min 以下运行在增磁 I 区, 即 MTPA 轨迹上, 其投影到  $i_d$ - $i_q$  坐标轴的曲线与图 5 的 OA 段十分吻合; 当  $1000\text{r/min} < n < 1200\text{r/min}$  时, 电机进入增磁 II 区, MTPA 加弱磁控制策略中电流值变化非常剧烈, 以非常陡的轨迹进入指定转速; 图 9(a)中此区域转速投影到  $i_d$ - $i_q$  坐标轴上的曲线非常紧密, 从而进一步反映出此时的轨迹面非常陡峭, 而电流分段控制策略下的电流轨迹则非常平缓, 投影到  $i_d$ - $i_q$  坐标轴上

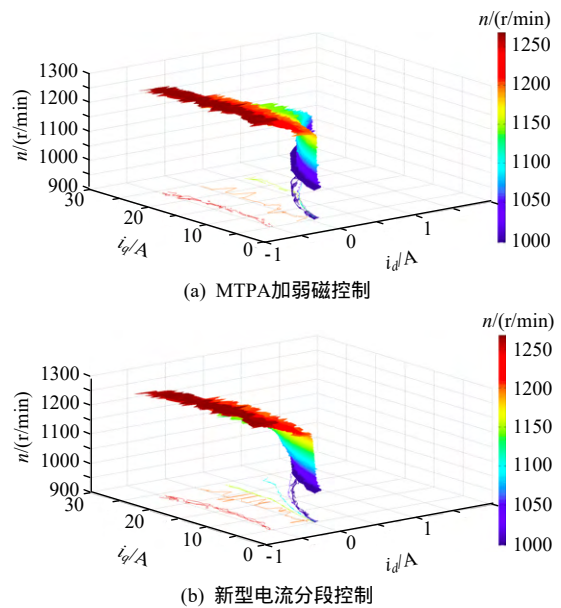


图 9 FI-IPM 电机的转速-电流

Fig. 9 Speed-current of FI-IPM motor

的曲线则非常均匀地分散开,也证明此时电流变化很舒缓,增加了运行区域切换时系统的稳定性。

图9反映出FI-IPM电机在新型电流分段控制策略下能够平滑地从增磁I区过渡至弱磁区域。其具体原理如下:在传统MTPA+弱磁控制策略下,电机运行区间为增磁I区与弱磁区域,即图5中的OA,MB,BC段。当电机转速从增磁I区增速到弱磁区域时,只能通过双闭环的负反馈进行调节,  $i_d$  电流将直接由正向增磁变为负向弱磁,易导致转矩转速剧烈振荡。而新型电流分段控制策略设置了增磁II区,其控制框图如图6所示,使此区域每一个转速都能对应到一个  $i_d$  的数值,进而使电流变化比较平滑,最终实现从增磁I区平滑地过渡到弱磁区域的效果。

此外,在增磁II区中相同转速下,两种控制策略  $i_d$  的不同,也会改变其所承担负载的能力。图10为两种控制策略下运行点的比较图,采用MTPA+弱磁的控制策略运行在额定负载时,电机运行在图10所示的蓝色点,该点为电流极限圆上的一点。根据传统控制策略规则,若此时负载扰动增加,由于电流极限圆的限制,  $i_q$  无法增加,  $i_d$  无法减小,此时电机运行轨迹在电流极限圆上振荡,无法及时消除扰动。而在本文提出的电流分段控制策略下,由于增磁II区的存在,相同条件下电机运行点为图10所示的红色点,其距离电流极限圆还有大约  $\Delta i_q$  的距离。当出现扰动时,仍然存在  $\Delta i_q$  的调整范围,能够提供一定的转矩响应需求,使得电机迅速进入新的稳定状态。因此,该控制算法能够在一定程度上提高电机系统的动态响应与鲁棒性。

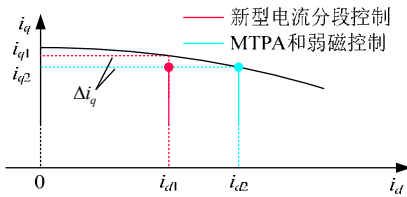


图10 增磁II区中相同转速下两种控制策略的运行点

Fig. 10 Operation point of the magnetization area II under the two control strategies at the same speed

图11为电机运行在增磁I区的变载仿真图,此时的转速为500r/min,转矩从5N·m增加到10N·m,最后加到15N·m。随着负载的增加,  $i_d$  由0.15A增加到0.6A,最后增加到1.4A,相电流也相应地增加,电流角由1.54rad减小到1.51rad,最后减小到1.47rad,  $i_d$  与电流角的波形变化均验证了以上分析。

最后,对两种控制策略进行变速仿真,如图12

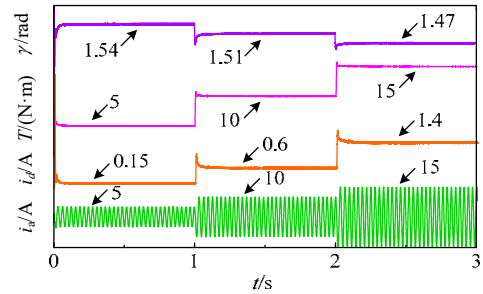
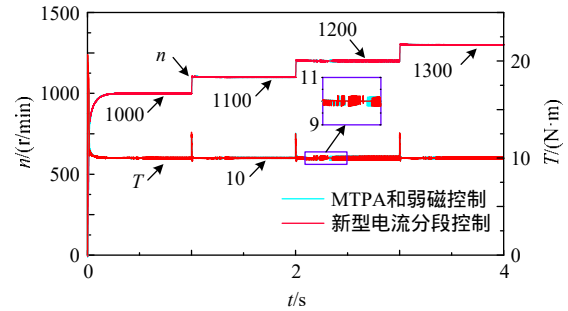
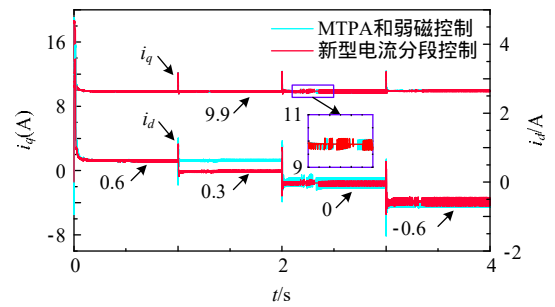


图11 新型电流分段控制策略的变载仿真

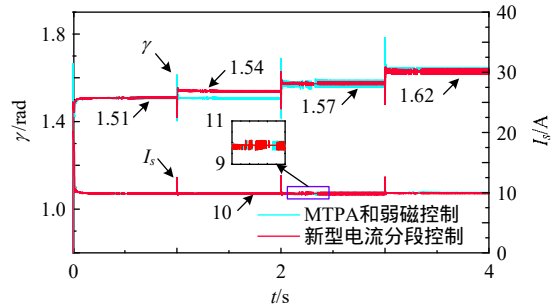
Fig. 11 Load response under the current segment control



(a) 转速电流波形



(b)  $i_d$ 和 $i_q$ 响应波形



(c) 电流角与 $i_s$ 电流波形

图12 两种控制策略的控制特性

Fig. 12 Characteristics of the two control strategies

所示。电机转速开始给定1000r/min,每隔1s增加100r/min,经过整个增磁II区并进入弱磁区域的1300r/min,其中电机所承受的负载为10N·m。

图12(a)中两种控制策略的转速与转矩变化基本保持一致,因为电机的工况是一致的,所以图12(b)中的  $i_q$  数值也是基本保持一致的,而当1000r/min < n < 1200r/min时,电机进入增磁II区的运行区域, MTPA加弱磁控制策略下  $i_d$  在1100r/min时基本不变,大约是0.6A,而转速变为1200r/min时,  $i_d$  迅

速降为零，而新型电流分段控制策略下的  $i_d$  在 1100r/min 就开始下降，变为 0.3A，当达到额定转速时， $i_d$  降为 0，转速上升到 1300r/min，电机进入弱磁区域， $i_d$  变为 -0.6A。图 12(c) 中的电流角的变化也反映了两种控制策略下电流的不同分配情况。而当电机运行在 1200r/min 时，其电流会出现较大波动，进而导致转矩出现较大的波动，这是因为此时是已经进入电压反馈的控制环节，而此环节对  $i_d$  的改变是通过与基准电压进行比较计算得出的，所以会出现较大的波动。

#### 4 实验研究

为验证上文提出的 FI-IPM 电机新型电流分段控制策略的有效性与正确性，在 dSPACE 1007 的半实物仿真实验平台上进行实验研究。基于 dSPACE 1007 的 FI-IPM 电机驱动控制系统实验平台如图 13 所示，其中逆变器的开关频率为 10kHz，整个系统的采样时间为 0.1ms。

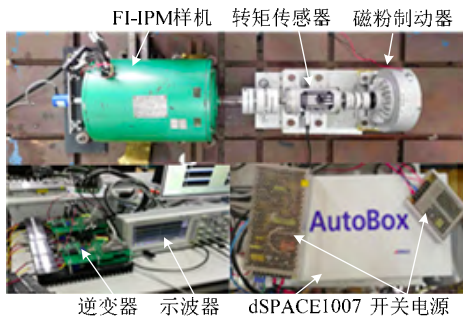


图 13 FI-IPM 电机控制系统实验平台

Fig. 13 Experiment platform of FI-IPM motor

图 14 为电机运行在增磁 I 区的变载实验图，此时的转速为 500r/min，转矩从 5N·m 增加到 10N·m，最后加到 15N·m。

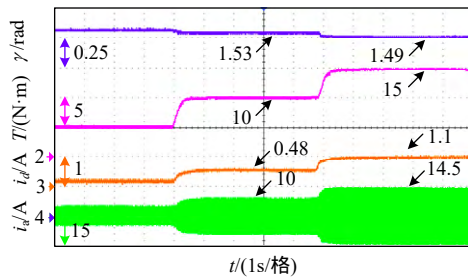


图 14 新型电流分段控制策略的变载波形

Fig. 14 Load response under the current segment control

随着负载的增加， $i_d$  由 0.2A 增加到 0.48A，最后增加到 1.1A，相电流也相应增加，电流角由 1.56rad 减小到 1.53rad，最后减小到 1.49rad， $i_d$  与电流角的变化均验证了 FI-IPM 电机 MTPA 运行在第一象限，且其轨迹与上面分析的保持一致。

图 15、16 分别是 MTPA 削弱磁控制策略和新型电流分段控制策略下的变速实验结果，其中负载为 10N·m，速度初始给定为 1000r/min，之后每隔 3.5s 增加 100r/min，最后达到 1300r/min。在该过程中，电机转速经过了增磁 I 区、增磁 II 区与弱磁 I 区。在 MTPA 削弱磁控制下，转速在 1000r/min 与 1100r/min 时， $i_d$  基本保持不变，又由于负载保持不变，导致  $i_q$  基本不变，最终致使电流角维持在 1.55rad 左右，而达到额定转速时， $i_d$  迅速减小到零，而转速再增加时，则进入弱磁的控制区域， $i_d$  变为 -0.5A，从而使电流角增大到 1.57rad，最后维持在 1.66rad。

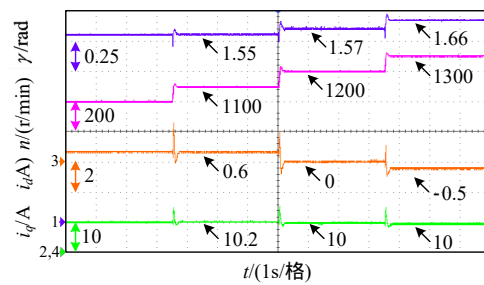


图 15 MTPA 削弱磁控制策略的变速波形

Fig. 15 Speed response under the MTPA+flux-weakening control

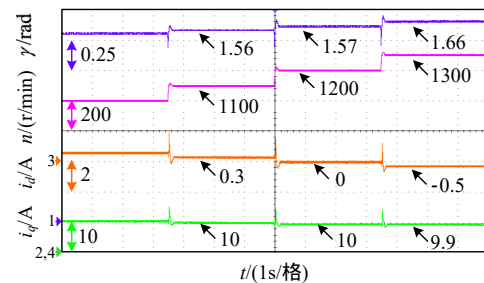


图 16 新型电流分段控制策略的变速波形

Fig. 16 Speed response under the current segment control

在新型电流分段控制策略下，1000r/min 时，电机开始进入增磁 II 区。而当速度达到 1100r/min 时，控制器电流  $i_d$  减小到 0.3A，电流角增大到 1.56rad，随着转速的不断增大， $i_d$  逐渐减小到零，并最终减小到 -0.5A，电流角相应地增大到 1.57rad，最终达到 1.66rad，进入弱磁控制区域。

从上述实验结果可见，本文提出的多运行区域新型电流分段控制策略，实现了电机平缓地由增磁 I 区过渡到弱磁区域；在增磁 II 区中， $i_q$  调整裕度增加了 2.135%，提高了电机带负载能力；此外，通过调整进入增磁 II 区的速度  $n_A$ ，满足多运行工况场合速度灵活调整的需求。

## 5 结论

本文提出一种 FI-IPM 电机的多运行区新型电流分段控制策略,分析 FI-IPM 电机的拓扑结构与运行原理,详细论证电流分区原理,给出各电流区域的控制策略,解决了传统控制算法应用到磁场增强型电机时,  $i_d$  不受控制和剧烈突变的问题,实现 FI-IPM 电机在多运行区间的有效平稳运行控制。具体可得如下结论:

1) 根据多运行工况需求下  $i_d$  对磁场的不同作用,将电流运行区域划分为:增磁 I 区,增磁 II 区,弱磁 I 区,弱磁 II 区。每个区域的不同控制策略使得电机能够在不同工况下都能运行在最佳的运行轨迹上,增磁 I 区至弱磁区域的平滑过渡有效降低了电机转速的波动。

2) 增磁 II 区的控制策略有效地降低了  $i_d$  的波动,实现了多运行区间的电机平滑过渡;此区域中  $i_q$  提升了 2.135% 的裕度,增大了带负载能力,增强了系统的稳定性;而增磁 I 区与增磁 II 区的转折速度  $n_A$  可以根据实际情况自由设定,使得电机能够更好地适应不同的运行工况;而且此区域控制策略结构简单,计算量小。

3) 在弱磁运行区域,新型电流分段控制与传统控制方法相比,所需负向去磁电流较小,相对降低了永磁体不可逆去磁的风险。此外,新型电流分段控制算法的电流角调节范围更宽,拓宽了恒功率调速范围。

## 参考文献

- [1] WU G, HUANG S, WU Q, et al. Robust predictive torque control of N×3-phase PMSM for high-power traction application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10799-10809.
- [2] 张丽,朱孝勇,左月飞.电动汽车用转子永磁型无刷电机与控制系统容错技术综述[J].中国电机工程学报, 2019, 39(6): 1792-1802.  
ZHANG Li, ZHU Xiaoyong, ZUO Yuefei. Overview of fault-tolerant technologies of rotor permanent magnet brushless machine and its control system for electric vehicles[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(6): 1792-1802(in Chinese).
- [3] 徐磊,朱孝勇,张超,等.直线旋转永磁电机及其控制技术综述与新发展[J].中国电机工程学报, 2020, 40(6): 1972-1984.  
XU Lei, ZHU Xiaoyong, ZHANG Chao, et al. Overview and new development of linear and rotary permanent magnet machines and control technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1972-1984(in Chinese).
- [4] ZHU X, WU W, YANG S, et al. Comparative design and analysis of new type of flux-intensifying interior permanent magnet motors with different q-axis rotor flux barriers[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(4): 2260-2269.
- [5] LIU F, QUAN L, ZHU X, et al. Reverse saliency optimization of flux-intensifying hybrid permanent magnet machine for variable speed application[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2019, 29(2): 1-5.
- [6] YAN B, ZHU X, CHEN L. Design and evaluation of a new flux-intensifying permanent magnet brushless motor[C]//2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems(ICEMS), Hangzhou, 2014: 673-677.
- [7] LIMSUWAN N, SHIBUKAWA Y, REIGOSA D, et al. Novel design of flux-intensifying interior permanent magnet synchronous machine suitable for self-sensing control at very low speed and power conversion[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(5): 2004-2012.
- [8] 寇宝泉,赵晓坤,王梦瑶,等.反凸极永磁电机及其控制技术综述[J].中国电机工程学报, 2019, 39(9): 2414-2425.  
KOU Baoquan, ZHAO Xiaokun, WANG Mengyao, et al. Overview of negative-saliency permanent magnet synchronous motors and its control technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(9): 2414-2425 (in Chinese).
- [9] 李春艳,王豫,孟涛.反凸极永磁电机弱磁特性分析[J].电工技术学报, 2019, 34(S2): 474-483.  
LI Chunyan, WANG Yu, MENG Tao. Research on flux weakening characteristics of a negative salient pole permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Electrical Technology, 2019, 34(S2): 474-483(in Chinese).
- [10] 寇宝泉,赵晓坤.反凸极永磁同步容错电机的短路特性分析[J].中国电机工程学报, 2019, 39(22): 6716-6726.  
KOU Baoquan, ZHAO Xiaokun. Short circuit characteristic analysis of negative-salient permanent magnet synchronous fault-tolerant machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(22): 6716-6726(in Chinese).
- [11] 毛亮亮,王旭东.一种新颖的分段式优化最大转矩电流比算法[J].中国电机工程学报, 2016, 36(5): 1404-1412.  
MAO Liangliang, WANG Xudong. Research on a novel segmented optimum maximum torque per ampere



- algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(5): 1404-1412(in Chinese).
- [12] 朱峰. 车用宽调速磁场增强型永磁无刷电机控制策略的研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2016.  
ZHU Feng. Control strategy of flux intensifying permanent magnet brushless motor with wide speed range for electric vehicles[D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2016(in Chinese).
- [13] MONCADA R H, TAPIA J A, JAHNS T M. Inverse-saliency PM motor performance under vector control operation[C]//2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. San Jose, CA, USA: IEEE, 2009: 2368-2373.
- [14] ZHU X, HUANG J, QUAN L, et al. Comprehensive sensitivity analysis and multi-objective optimization research of permanent magnet flux-intensifying motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2613-2627.
- [15] ZHU X, YANG S, DU Y, et al. Electromagnetic performance analysis and verification of a new flux-intensifying permanent magnet brushless motor with two-layer segmented permanent magnets[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(7): 1-4.
- [16] NGO D, HSIEH M, HUYNH T. Torque enhancement for a novel flux intensifying PMA-SynRM using surface-inset permanent magnet[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(7): 1-8.
- [17] 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, 2010, 57(1): 440-448.
- [18] ZHU X, YAN B, CHEN L, et al. Multi-objective optimization design of a magnetic planetary geared permanent magnet brushless machine by combined design of experiments and response surface methods[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(11): 1-4.
- [19] LIU J, GONG C, HAN Z, et al. IPMSM model predictive control in flux-weakening operation using an improved algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9378-9387.
- [20] XU W, ISMAIL M, LIU Y, 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.
- [21] CHEN J, CHIN K. Automatic flux-weakening control of permanent magnet synchronous motors using a reduced-order controller[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(5): 881-890.
- [22] 刘微. 永磁电机弱磁控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2014.  
LIU Wei. Study on flux-weakening control strategy of PMSM[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2014(in Chinese).
- [23] LI X, LIU C, WU S, et al. Sliding-mode flux-weakening control with only single current regulator for permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Access, 2019, 7(12): 131616-131626.
- [24] JO C, SEOL J, HA I. Flux-weakening control of IPMSM motors with significant effect of magnetic saturation and stator resistance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1330-1340.
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] WANG C, ZHU Z. 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.



刘永锋

在线出版日期: 2021-02-05。

收稿日期: 2020-08-10。

作者简介:

刘永锋(1995), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为磁场增强型永磁电机控制, liuyf\_0518@163.com;

\*通作作者:徐磊(1988), 男, 讲师, IEEE 会员, 主要研究方向为高效永磁电机及其驱动技术、多自由度电机系统、电机电磁场计算等方面, leixu@ujs.edu.cn;

朱孝勇(1975), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为永磁电机设计、分析与驱动控制等方面, zxyff@ujs.edu.cn;

张丽(1987), 女, 讲师, 主要研究方向为永磁电机控制系统, 多相永磁电机设计与控制等方面, jennyzhang@ujs.edu.cn;

全力(1963), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为永磁电机设计、分析与驱动控制等方面, quanli@ujs.edu.cn。

(责任编辑 李婧妍)

# Research on Current Segment Control of Flux-intensifying Interior Permanent Magnet Motor Based on Multi-operating Region

LIU Yongfeng, XU Lei, ZHU Xiaoyong, ZHANG Li, QUAN Li  
(Jiangsu University)

**KEY WORDS:** flux-intensifying interior permanent magnet motor; negative saliency; wide speed regulation range; current segment control

Flux-intensifying interior permanent magnet (FI-IPM) motors have a characteristic of the negative saliency, ( $L_d > L_q$ ). Compared with the interior permanent magnet (IPM) motors with the positive saliency characteristics ( $L_d < L_q$ ), FI-IPM motor has obvious advantages in speed regulation range, overload capacity and demagnetization of permanent magnet. As a result, FI-IPM motor has attracted widespread attention from experts in related fields at home and abroad.

Therefore, this paper focuses on the utilization of the negative saliency and wide speed range characteristics, and a multi-running area current segment control strategy is proposed for the motors. The whole operating range of the FI-IPM motor is divided into four parts, namely flux-enhance I, flux-enhance II, flux-weakening I, and flux-weakening II. Based on the current coordinated control, the effective control of the motor in the multiple operating areas is realized, and the current mutation and the system instability caused by the positive to negative process of the  $d$  axis current are solved. Moreover, the optimal current trajectory can be obtained for the FI-IPM motor which can enhance the load capacity and the stability of the control system. The basic topology of the motor and the magnetic flux flow path are shown in Fig. 1. The basic parameters of the prototype are shown in Table 1.

The simulation model of FI-IPM motor control system is constructed based on Matlab/Simulink, Finally, a prototype was manufactured, an experimental test platform was built, and Experimental results verify the effectiveness of the control strategy.

Fig. 2 is the speed-current three-dimensional trajectory map of each speed of the two control strategies under the different load conditions. We can see from Fig. 2(a) that the current change of the motor in the flux-enhance I and the flux-enhance II is more intense, and the stable state is reached with a very steep track.

The sudden change of the current will increase the instability of the system; Fig. 2(b) is a three-dimensional figure under new current segment control strategy. It can be clearly seen from the figure that the current changes more smoothly in the flux-enhance I and the flux-enhance II. Therefore, when the load or speed of the motor changes, the current only needs a small change to make the motor enter a stable state, and the stability of the whole system is improved.

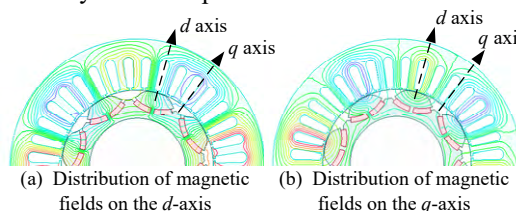
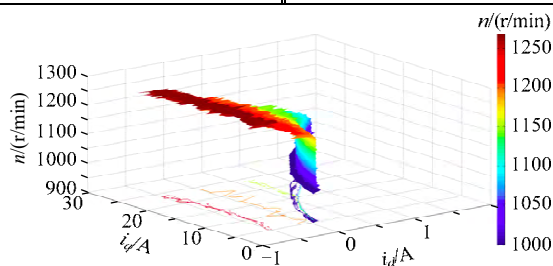


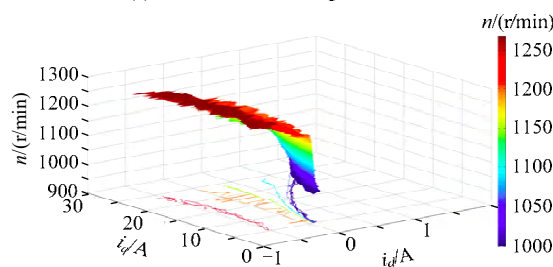
Fig. 1 Magnetic field distribution in  $d$ - and  $q$ -axis

Table 1 Parameters of the FI-IPM motor

Parameters	Value	Parameters	Value
Rated speed/(r/min)	1200	$d$ -axis inductance/mH	5.183
Rated torque/(N·m)	40	$q$ -axis inductance/mH	4.158
Rated phase current/A	28	Rated power/kW	5
Phase	4	Phase resistance/ $\Omega$	0.298



(a) MTPA and weak magnetic control



(b) New current segment control

Fig. 2 Speed-current of FI-IPM motor