

# 可控漏磁反凸极永磁电机的最优电流控制\*

胡文亮 刘细平 胡志刚 黄志国 史梓豪  
(江西理工大学电气工程与自动化学院 赣州 341000)

**摘要:**针对可控漏磁反凸极永磁同步电机在传统电流控制策略中存在电枢电流大、效率低及控制精度低等缺点,提出了一种考虑电机在运行过程中参数变化的最优电流控制策略。首先,分析新型电机的反凸极和可控漏磁特性,考虑电机电感与磁通的变化引入反凸极比和漏磁率系数,构建新型电机结构模型;其次,对传统的最大转矩电流比控制进行重建,得到最优电流组合,进一步提高电机的控制精度,降低电机的铜耗;最后通过对电机的仿真和实验。结果表明,相比于传统的控制策略,所提方法铜耗降低了约5%,电枢电流降低了0.6 A,提高了电机的效率。

**关键词:**可控漏磁;反凸极;参数可变;最优电流控制

**中图分类号:** TM341 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8020

## Optimal current control of controllable leakage flux anti salient permanent magnet motors

Hu Wenliang Liu Xiping Hu Zhigang Huang Zhiguo Shi Zihao

(College of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China)

**Abstract:** In view of the disadvantages of large armature current, low efficiency and low control accuracy in traditional current control strategies of controllable leakage flux reverse salient pole permanent magnet synchronous motor, an optimal current control strategy considering the parameter changes during the operation of the motor was proposed. Firstly, the characteristics of inverse salient pole and controllable magnetic flux leakage of the new motor are analyzed, and the inverse salient pole ratio and magnetic flux leakage coefficient are introduced considering the changes of inductance and flux of the motor, and the structure model of the new motor is constructed. Secondly, the traditional maximum torque current ratio control is reconstructed to obtain the optimal current combination, which further improves the control accuracy of the motor and reduces the copper consumption of the motor. Finally, through the simulation and experiment of the motor, the results show that compared with the traditional control strategy, the proposed method reduces the copper consumption by about 5% and the armature current by 0.6 A, which improves the efficiency of the motor.

**Keywords:** controllable leakage flux; reverse salient; parameter variable; optimal current control

### 0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)作为电动汽车的关键部件之一,具有结构简单、高功率密度和高可靠性等优势<sup>[1-2]</sup>。由于PMSM广泛使用高剩磁、高矫顽力的材料作为永磁体,导致电机的气隙难以主动调节,使其扩速难度变大,限制其转速调节能力且高速时的大弱磁电流,在一定程度上增加定子铜耗,

降低电机在高速运行时的效率,同时由于PMSM的交轴电感大于直轴电感,增加电机在负载运行时的永磁体退磁风险<sup>[3]</sup>。

为此,如何解决上述问题以及实现永磁电机气隙磁场的有效调节,受到国内外学者的高度关注<sup>[4-5]</sup>,先后提出记忆电机<sup>[6-7]</sup>、混合励磁电机<sup>[8-10]</sup>、机械调磁型电机<sup>[11-12]</sup>等新型的电机结构,为宽调速高效率永磁电机的发展奠定了基础。可控漏磁反凸极电机(controllable leakage flux re-

收稿日期:2023-09-22

\* 基金项目:国家自然科学基金(52067008)项目资助

verse salient permanent magnet synchronous motor, CLF-RSPMSM)被提出解决气隙磁场难以调节的问题,该电机在转子  $q$  轴上设置磁障,为电机永磁磁通建立一条漏磁磁路。通过控制交轴电流的大小进而控制电机漏磁旁路中漏磁通大小,达到控制电机气隙磁通的目的<sup>[13]</sup>。文献[14]提出一种 V 型漏磁可变电机,并且通过仿真实验验证电机具有漏磁可变特性,能够扩宽电机的调速范围。文献[15]在变漏磁特性基础上加入反凸极特性,使得电机不仅进一步提高宽调速的能力,还能够降低电机永磁体在负载运行时的退磁风险。

对于 CLF-RSPMSM,由于反凸极特性使得电机的运行曲线与传统永磁电机有很多大的不同,其负载运行在第一象限;变漏磁特性使得电机交轴电流与永磁磁通有一个很强的耦合作用,永磁体进入气隙的磁通会随着交轴电流的增大而增大,这使得电机在运行中电感参数与永磁磁链会随着  $q$  轴电流的变化大幅度变化<sup>[16]</sup>。

为降低内置式电机负载运行时的绕组铜耗,现在研究最多为最大转矩电流比(maximum torque per ampere, MTPA)策略来减少电机负载运行下的绕组铜耗,但传统 MTPA 控制中电机参数变化会降低控制精度。文献[17-18]分别采用参数估计算法和参数辨识算法来降低参数变化对控制策略的影响,但他们都只是降低电机在运行时扰动对参数变化的影响,磁链及电感参数变化范围很小,并且电机参数很多会使算法的负担加重。这种方法对于 CLF-RSPMSM 参数变化范围大且耦合性强的电机效果并不明显,特别是电机参数在负载下的变化情况,依然会带来很大的损耗。因此,研究出适合新型电机的全工作域运行控制策略,是提高电机运行效率的关键因素。

为解决上述问题,实现对 CLF-RSPMSM 的有效控制,针对电机的漏磁可控和反凸极特性引起电机在运行过程中永磁磁通、电感等参数变化引入漏磁系数和反凸极比,构建新型电机模型;对传统 MTPA 控制方法优化实现电流的最优分配,提升电机的运行效率。最后,通过仿真和实验对所提方法进行了有效性验证。

## 1 CLF-RSPM 电机拓扑结构与运行原理

### 1.1 拓扑结构

CLF-RSPMSM 采用的是 36 槽 8 极结构,如图 1 所示。电机定子槽中采用双层绕组,转子中嵌入分段弧形永磁体。

为了提高电机的直轴电感  $L_d$ ,在直轴磁路上设置合适的导磁桥,也提升电机转子高速下的机械强度。通过在交轴加入弧形磁障与漏磁旁路,不仅可以减小交轴电感  $L_q$ ,而且能为电机的漏磁提供一条可变化的路径。

### 1.2 运行原理

电机的转子磁通图如图 2 所示,当 CLF-RSPMSM 运行在低速重载时,定子电枢电流增加, $q$  轴电流增大,磁桥的饱和程度增加,磁桥的磁阻增大,原本经磁桥的永磁体

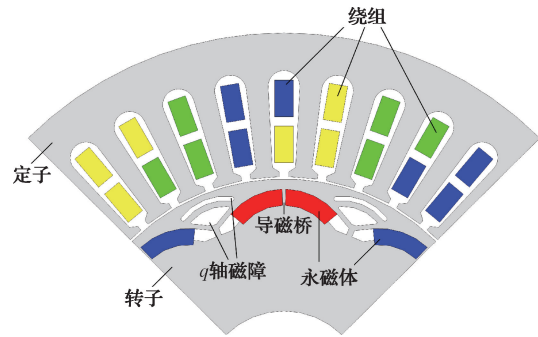


图 1 CLF-RSPMSM 电机拓扑结构

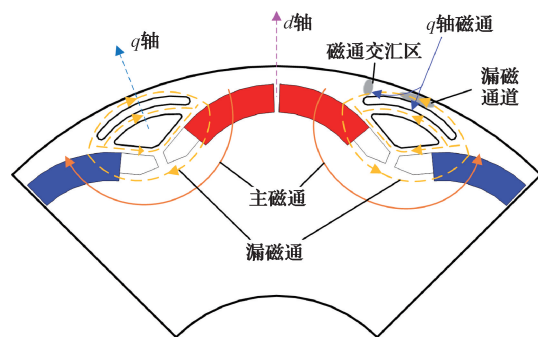


图 2 CLF-RSPMSM 电机磁通图

漏磁磁通进入气隙,进而提高电机的输出转矩。

当电机运行在高速轻载时,由于漏磁旁路部分的磁阻小于气隙的磁阻,永磁体的部分磁通会优先进入漏磁旁路形成漏磁通,使得气隙中的有效磁通减少,从而扩宽电机的调速范围。由于气隙磁通的主动减少,高速时的弱磁电流降低,提高电机在高速时的运行效率。

## 2 电机参数与数学模型

### 2.1 电机参数

CLF-RSPMSM 的额定参数与基本尺寸如表 1 所示,电机的样机结构如图 3 所示。

表 1 CLF-RSPM 电机额定参数及尺寸

参数	数值
定子外径/mm	155
定子内径/mm	93
转子内径/mm	35
额定功率/kW	2.5
额定转速/( $r \cdot \min^{-1}$ )	1 500
额定转矩/( $N \cdot m$ )	12
直流母线电压/V	220

### 2.2 电机数学模型

根据磁链和电感特性,CLF-RSPMSM 在不同的工况下, $d$  轴的磁链与  $q$  轴的电流有着很强的耦合特性,这导致传统的矢量控制方法不能够很好的体现出电机参数在

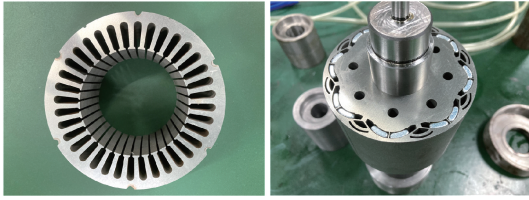


图3 CLF-RSPMSM 样机结构

不同工况下的变化情况,并不适应提出的新型电机。因此,本文根据电机的漏磁效应与反凸极特性重新建立 CLF-RSPMSM 的数学模型。

在传统的  $dq$  坐标系中,加入与  $q$  轴电流有关的磁通和电感,其磁链、电磁转矩和电压方程分别如下:

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_{pm} + L_d i_d = \psi_{f0} + \psi_d(i_q) + L_d i_d \\ \psi_q = L_q i_q = L_q(i_q) i_q \\ T_e = \frac{3}{2} P_n [i_q (\psi_{f0} + \psi_d(i_q) + L_d i_d) - i_d L_q(i_q) i_q] \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + \frac{d\psi_d(i_q)}{dt} - \omega_e L_q(i_q) i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (\psi_{f0} + \psi_d(i_q) + L_d i_d) \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $u_q, u_d$  分别为交、直轴电压;  $i_q, i_d$  分别为交、直轴电流;  $R_s, \omega_e$  为电机的定子绕组电阻、电角速度;  $\psi_{f0}$  为电机空载气隙磁链;  $\psi_q, \psi_d$  为电机交、直轴磁链;  $\psi_d(i_q)$  为  $d$  轴磁链与  $q$  轴电流的耦合关系;  $L_q(i_q)$  为  $q$  轴电感与  $q$  轴电流的耦合关系。

可以看出,由于  $q$  轴位于两极之间,  $q$  轴的磁链仅仅来自于绕组励磁;  $d$  轴位于永磁体的磁链方向,因此  $d$  轴磁链来自于永磁体和绕组励磁。

CLF-RSPM 电机的机械运动方程为:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (4)$$

式中:  $T_L, J, B$  和  $\omega_m$  分别表示电机的负载转矩、转矩惯量、阻尼系数和机械角速度。

### 3 CLF-RSPM 电机最优电流控制

对于 CLF-RSPMSM,在负载运行中,  $q$  轴电流不仅会影响转矩的大小,同时还对  $d$  轴磁通有一定的影响作用,使新型电机  $\psi_d$  和  $L_q$  等参数在运行中有很大的变化,导致传统 MTPA 控制方法会存在误差。针对这种问题引入系数  $k, M$  来应对新型电机的参数变化,通过模型参考自适应算法对  $k, M$  参数辨识,构建新的电机模型与控制算法,实现电机的最优控制,减小电机的绕组铜耗。

#### 3.1 传统 MTPA 控制

传统 MTPA 是利用公式解析法,从数学的角度理解,将  $i_d, i_q$  看作变量,寻找一组最优的  $i_d, i_q$  组合,求得电流最小,即  $I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$  最小,限制条件为电机的电磁转

矩方程,由此构造拉格朗日函数为:

$$F(i_d, i_q, \lambda) = i_d^2 + i_q^2 + \lambda \left( T_e - \frac{3}{2} P_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \right) \quad (5)$$

分别对式(5)各变量求偏导可得:

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial i_d} = 2i_d - \frac{3}{2} \lambda P_n (L_d - L_q) i_q = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial i_q} = 2i_q - \frac{3}{2} \lambda P_n (\psi_f + (L_d - L_q) i_d) = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda} = T_e - \frac{3}{2} P_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] = 0 \end{cases} \quad (6)$$

由式(5)、(6)可以得到 MTPA 控制的交、直轴电流为:

$$\begin{cases} i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^2}}{4(L_d - L_q)} \\ i_q = \sqrt{i_s^2 - i_d^2} \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $\psi_f$  为电机永磁体磁链。

#### 3.2 基于参数可变的最优电流控制

CLF-RSPM 电机永磁磁链和  $q$  轴电感的变化很大,导致传统 MTPA 计算电流时会使电流的利用率降低,增加绕组的损耗。为了体现新型电机的漏磁特性,系数  $M$  来体现  $q$  轴电流对  $d$  轴磁链的影响,因此 CLF-RSPMSM 磁链可写为:

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_{f0} + M i_q + L_d i_d \\ \psi_q = k L_{q0} i_q \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $L_{q0}$  为电机空载时的电感。

为了体现新型电机的反凸极特性,引入反凸极比  $k$  来表现电机在负载运行时电感的变化情况(由于  $q$  轴的电流对  $d$  轴电感的影响很小,这里忽略不计),同时  $k$  也可以表示  $q$  轴电感的下降量,表达为  $L_q = k L_{q0}$ 。

式(8)中,当电机在空载或轻载工况下,  $i_q$  很小,漏磁旁路的电流会很大,此时电机的  $d$  轴磁链  $\psi_d \approx \psi_{f0}$ 。随着电机的负载增加,  $i_q$  不断增大,  $M i_q$  也会随之增加,当电机达到额定负载时,  $\psi_d$  达到最大值,此时  $M i_q$  将为固定值。CLF-RSPMSM 的电压方程可以写为:

$$\begin{cases} u_d = i_d R_s + L_d \frac{di_d}{dt} + M \frac{di_q}{dt} - \omega_e k^2 L_{q0} i_q \\ u_q = i_q R_s + k^2 L_{q0} \frac{di_q}{dt} + \omega_e (\psi_{f0} + M i_q + L_d i_d) \end{cases} \quad (9)$$

CLF-RSPMSM 的电磁转矩为:

$$T_e = \frac{3}{2} P_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} P_n [(\psi_{f0} + M i_q) i_q + (L_d - k^2 L_{q0}) i_d i_q] \quad (10)$$

PMSM 的恒转矩曲线在  $d-q$  轴坐标系中是一条各转矩工作点连接出的凹曲线,如图4所示。

由图4可知,漏磁可控反凸极电机与传统永磁电机有相同的运行区域,即恒转矩、恒功率、深度弱磁,但由于

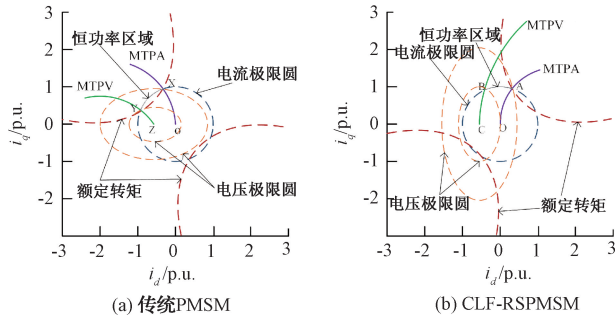


图4 电机电流矢量图

CLF-RSPMSM有反凸极特性,使得电机的MTPA曲线(O→A)位于第1象限,电机在低速负载运行时d轴电流为增磁特性,这与传统永磁电机恒转矩曲线(O→X)位于第2象限,d轴电流为去磁特性刚好相反,得到的CLF-RSPMSM在整个运行工况下的抗退磁能力被提高了。

由于传统MTPA控制的电流分配方法不能够适用于CLF-RSPMSM,在考虑永磁体磁链变化、q轴电感变化的基础上对传统MTPA重新构建,在求解方法上与3.1节的方法一样,利用公式解析法寻找出一组最优的 $i_d$ 、 $i_q$ 组合,在思路上是电磁转矩为约束条件,使用拉格朗日偏导的方法求解出d、q轴电流大小为:

$$\begin{cases} i_d = \frac{-\psi_{f0} + 2Mi_q + \sqrt{(-\psi_{f0} + 2Mi_q)^2 + 4(L_d - k^2L_{q0})^2 i_q^2}}{2(L_d - k^2L_{q0})} \\ i_q = \sqrt{i_s^2 - i_d^2} \end{cases} \quad (11)$$

其中,系数 $M$ 、 $k$ 利用模型参考自适应进行参数辨识,控制模型为实际的电机模型,可调模型为上述的电机模型,将模型差值代入波波夫不等式:

$$\int_0^t e^{\gamma\tau} [(X - \hat{X})i + (Y - \hat{Y})U + (Z - \hat{Z})] d\tau \geq \gamma_0^2 \quad (12)$$

式中: $\gamma_0$ 为任意 $>0$ 的正数。

因此,可以推导出 $M$ 、 $k$ 的自适应率表达式分别为:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{M}}{(1-k)L_d L_q} &= \frac{M}{(1-k)L_d L_q} + K_{M1} \int_0^t u_q (i_d - \hat{i}_d) dt + \\ K_{M2} u_q (i_d - \hat{i}_d) \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{\hat{k}} &= \frac{1}{k} - K_{k1} \int_0^t \frac{(i_q - \hat{i}_q)L_d - M}{L_d L_q} u_q dt + \\ K_{k2} \frac{(i_q - \hat{i}_q)L_d - M}{L_d L_q} u_q \end{aligned} \quad (14)$$

式中: $\hat{M}$ 、 $\hat{k}$ 分别为待辨识数; $K_{M1}$ 、 $K_{M2}$ 、 $K_{k1}$ 、 $K_{k2}$ 均为设计的自适应率结构系数。

#### 4 仿真实验及分析

根据上述理论分析,搭建漏磁可控反凸极永磁同步电

机基于参数可变最优电流控制(variable parameter optimal current control,VPOCC)模型,如图5所示。

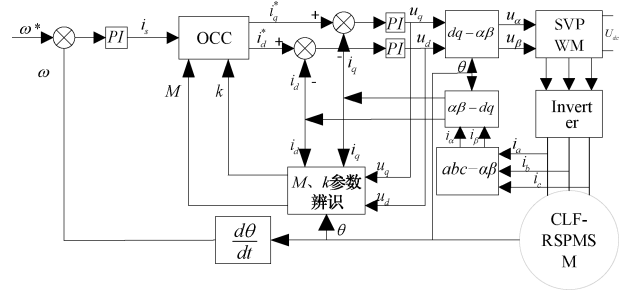


图5 CLF-RSPM电机控制框图

该控制系统在传统的矢量控制系统上做了部分修改,增加两个模块,分别为最优电流控制模块,系数 $M$ 、 $k$ 的辨识模块。通过模型参考自适应参数辨识观测出更为准确的 $M$ 和 $k$ 的数值,然后通过最优电流控制模块计算出最优的 $d$ 、 $q$ 电流组合。

为在转速为1200 r/min及 $i_d = 0$ 控制方法下,电机 $q$ 轴电流与电磁转矩的关系如图6所示,电机的转矩从空载开始以每0.5 s增加2 N·m的方式增加至12 N·m。

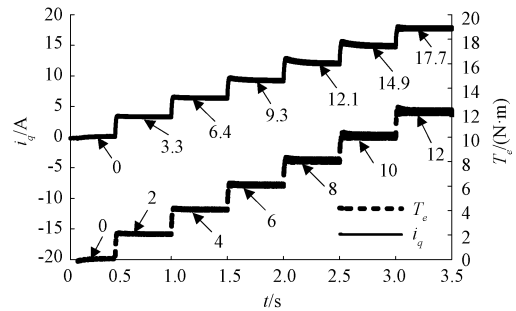


图6 CLF-RSPM电机变载仿真

由图6可以看到,随着转矩的增加, $i_q$ 从0 A分别增加至3.3、6.4、9.3、12.1、14.9、17.7 A。由于 $q$ 轴电流的非线性增长,控制方法为 $i_d = 0$ ,转矩中没有磁阻转矩,因此电机在转矩上升时转矩系数不断增长,即电机的d轴磁链随 $q$ 轴电流的变化而变化,验证了所建的CLF-RSPMSM模型具有变漏磁的特性。

电机d轴漏磁磁链、系数 $k$ 的辨识结果如图7所示。系数 $k$ 随着 $i_q$ 电流的增大而减小,并且随着 $q$ 轴电流达到额定电流时的变化不断变小;电机的漏磁磁链随着 $i_q$ 的变化而变化,在空载时磁链为0,此时d轴磁链为空载磁链,漏磁桥饱和程度低,漏磁大;当电流增加到额定电流时,磁链随之增加到0.033 Wb,此时漏磁桥饱和程度高,漏磁被抑制,转矩输出得到增强,实现了电机的变漏磁特性。

$L_d$ 、 $L_q$ 与 $i_q$ 的变化情况如图8所示,在空载和轻载时电机由于d、q的耦合关系导致d轴电感小于q轴电感,而随着 $i_q$ 增加,转子漏磁磁桥区域饱和程度加深,交轴磁阻增大, $L_q$ 减小。当增至额定电流时,漏磁区域深度饱和,

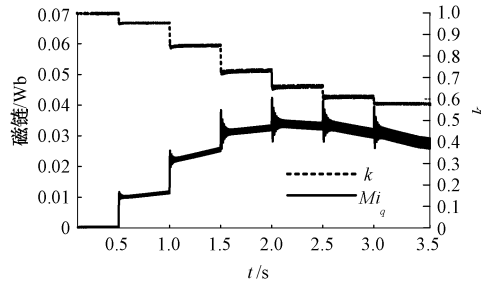


图7 漏磁磁链与系数k的变化情况

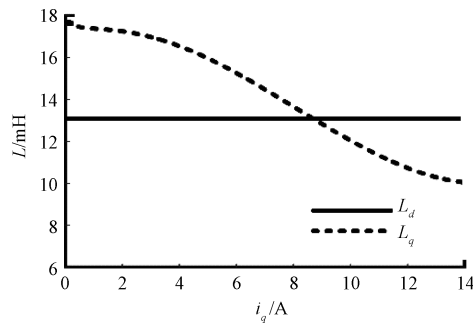


图8 d、q轴电感随电流变化情况

其电感特性表征为  $L_d > L_q$ , 实现了反凸极特性。

电机在控制策略下变载仿真时,  $i_q$  和  $i_d$  的变化情况如图9所示。随着负载的增加,  $q$  轴电流的增加幅度减小。同时在轻载时由于耦合作用使得  $d$  轴电流  $< 0$ , 当电机运行在额定状态时,  $d$  轴电流与  $q$  轴电流皆  $> 0$ , 电机运行在第1象限, 此时  $d$  轴电流具有增磁特性, 降低 CLF-RSPM 电机永磁体的退磁风险, 与上述理论一致。

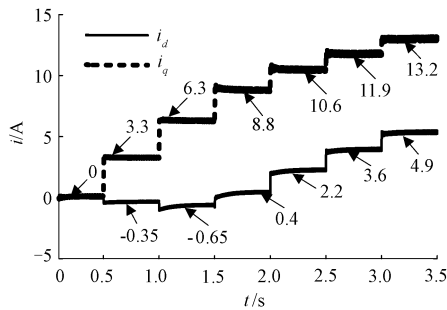
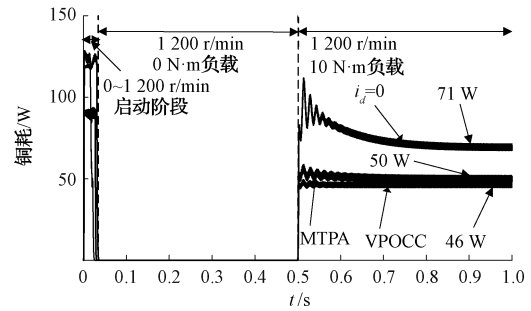


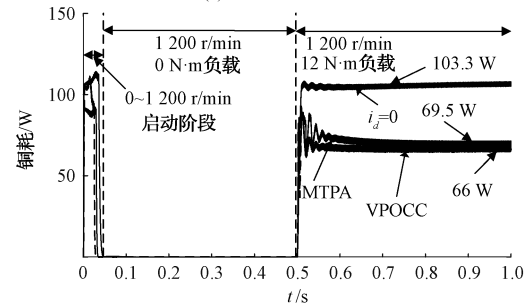
图9 d、q轴电流变化情况

CLF-RSPMSM 分别在传统  $i_d = 0$ 、传统 MTPA 和参数可变最优电流控制策略下进行铜耗对比如图10所示, 设定电机转速为 1 200 r/min, 并且在 0.5 s 时刻施加负载 10 和 12 N·m。从图10可知, 电机在不同负载稳定运行时, 最优电流策略下的铜耗皆为最小, 而传统  $i_d = 0$  控制的铜耗最大, MTPA 的铜耗次之。因此, 最优电流控制策略更有利于提高电机的效率。

电机在3种控制策略下  $q$  轴电流随时间的变化情况如图11所示。当电机稳定运行时, MTPA 和最优电流控



(a) 负载10 N·m时的铜耗



(b) 负载12 N·m时的铜耗

图10 不同控制策略下铜耗对比

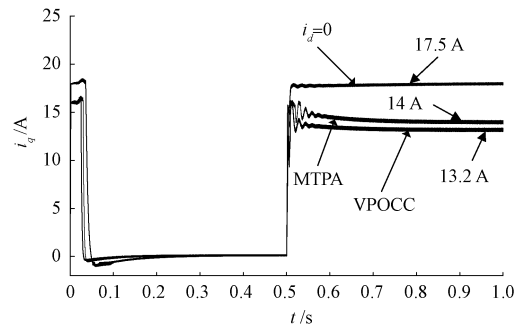


图11 不同控制策略下q轴电流对比

制所需要的  $i_q$  明显小于  $i_d = 0$  策略, 进一步利用了电机的磁阻转矩。

## 5 实验验证

为了验证所提方法的有效性, 搭建了电机实验平台, 如图12所示。该平台以 TMS320F28335 作为控制板, 采用增量式编码器采集电机位置信号, 实时转矩、转速通过扭矩传感器上传至上位机, 通过磁粉制动器与控制器对电机进行加载, 驱动板中开关器件的开关频率为 10 kHz, 电机参数与仿真一致。

首先, 采用所提策略对电机的动态响应进行验证, 电机转速从 600 r/min 加速至 1 200 r/min 的波形变化趋势如图13所示, 依次增加 30 r/min, 在 1 200 r/min 稳定时对电机进行加载实验, 从图13可知, 电机在加载时依然可以返回稳定状态。

电机在所提最优电流控制和  $i_d = 0$  控制策略下的加载电流波形对比如图14所示, 分别加 1、2、4、6 N·m 的负

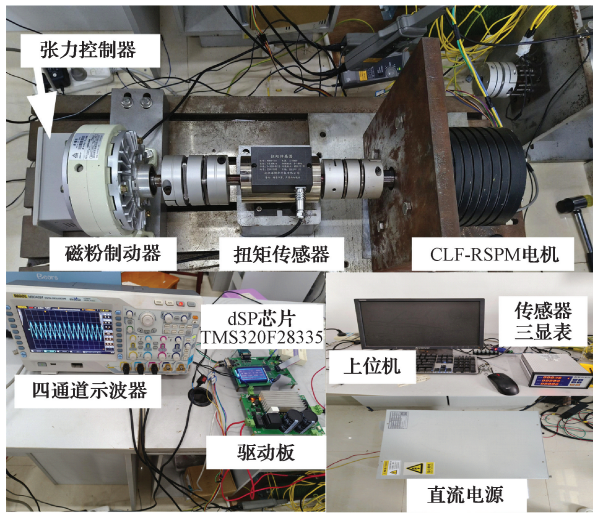


图12 电机实验平台

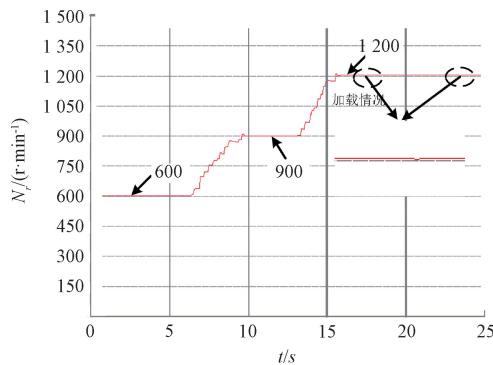
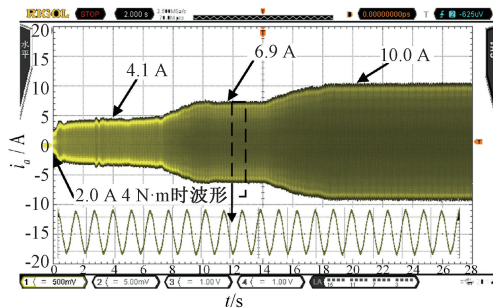
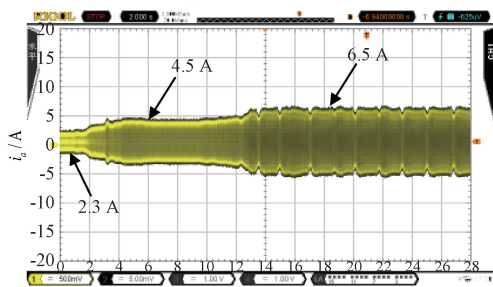


图13 电机实际转速波形



(a) 最优电流控制



(b)  $i_d = 0$ 控制

图14 电机 A 相电流波形

载,可以看出,电机在所提策略下变载依然可以稳定运行,在  $i_d = 0$  控制下,电流在 1 和 2  $N \cdot m$  时大于所提控制策略,在 4  $N \cdot m$  时所测的结果经分析不稳定。

电机在所提控制策略下的变载实验  $d$ 、 $q$  轴电流波形如图 15 所示。可以看出,电机在低载时  $d$  轴电流  $< 0$ ,当对电机施加高负载时, $d$  轴电流才  $> 0$ ,电机在不同的运行工况下,电感与磁链参数在不断变化,与仿真结果一致。同时可以看到  $q$  轴电流在加载时的大小与仿真得到的结果相近,证明仿真模型的准确性。

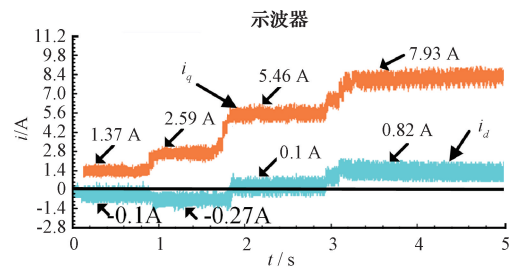


图15 电机变载  $d$ 、 $q$  轴电流波形

电机在不同控制策略下的绕组铜耗对比如表 2 所示,其中铜耗通过公式  $P_{Cu} = 1.5R_s i_s^2$  计算出来,可以看出,在不同负载下所提策略均具有较低的绕组铜耗,进一步证明了控制策略的优越性。

表 2 不同负载下的铜耗对比 (W)

负载	$i_d = 0$	MTPA	VPOCC
2 $N \cdot m$	6.1	5.7	5.54
4 $N \cdot m$	30.3	16.2	15.71
8 $N \cdot m$	56.4	39.8	38.0
12 $N \cdot m$	106.5	71.2	67.8

## 6 结论

通过对可控漏磁反凸极永磁同步电机特性的分析,引入可变漏磁通和电感,构建了可控漏磁反凸极永磁同步电机的数学模型。探究电机在负载运行中  $q$  轴电流对漏磁通和  $q$  轴电感的变化影响,引入系数  $M$ 、 $k$  分别反应漏磁通和  $q$  轴电感的变化情况使得电机的模型与控制算法更为精确。同时,在此基础上对传统 MTPA 控制进行优化,得到新型电机的最优电流组合,实现电机的最优控制。最后,通过仿真和样机实验验证了理论分析和控制策略的有效性,得到如下结论。

- 1) 通过引入漏磁系数  $M$ 、反凸极比  $k$ ,实现电机可控漏磁和反凸极特性,有利于对电机最优电流轨迹的精准跟踪。
- 2) 提出最优电流控制策略,实现可控漏磁反凸极永磁电机的高效率控制,与传统的控制相比,铜耗降低了约 5%。

## 参考文献

- [1] 高俊,张河山,彭志远,等. 基于状态转移约束的永磁同步电机模型预测控制策略[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(8): 86-92.
- [2] 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.
- [3] LIU X D, CHEN H, ZHAO J, et al. Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3533-3545.
- [4] 张卓然,王东,花为. 混合励磁电机结构原理、设计与运行控制技术综述及展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 7834-7850.
- [5] 葛梦,李健,陈俊桦. 变磁通记忆电机磁化特性分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(201): 117-125.
- [6] ZHU X Y, XIANG Z X, QUAN L, et al. Multimode optimization design methodology for a flux-controllable stator permanent magnet memory motor considering driving cycles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5353-5366.
- [7] 曹永娟,冯亮亮,毛瑞,等. 轴向磁场永磁记忆电机多目标分层优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(6): 1983-1992.
- [8] LIU C, CHAU K, JIANG J Z. A permanent-magnet hybrid brushless integrated starter-generator for hybrid electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(12): 4055-4064.
- [9] HAO H, ZHU Z Q, ZHAN H L. Novel consequent-pole hybrid excited machine with separated excitation stator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 4718-4728.
- [10] HAO H, ZHU Z Q. Novel parallel hybrid excited machines with separate stators[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(3): 1212-1220.
- [11] LIU X P, SUN T Z, ZOU Y L, et al. Modelling and analysis of a novel mechanical-variable-flux IPM machine with rotatable magnetic poles[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(11): 2044-2050.
- [12] 刘细平,李亚,刘章麒,等. 机械调磁式轴向永磁同步电机调磁特性分析与试验研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(5): 989-997.
- [13] LIU X P, LIU D B, ZHU S T. Investigation of an intensifying-flux Variable flux-leakage interior permanent magnet Machine for wide speed range[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2022, 6(2): 207-215.
- [14] LIU X P, ZHU W J, GUO G S. Optimal design and performance analysis of a variable flux flux-intensifying permanent-magnet motor[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(2): 120-132.
- [15] WANG W R, LIU X P, LIU D B. Design and analysis of a novel flux-intensifying flux-controlled permanent magnet motor[C]. 5th IEEE International Electrical and Energy Conference, 2022: 2355-2359.
- [16] WU W Y, CHEN Q Z, SU Y Q. Design and analysis of a new flux-adjustable permanent magnet motor considering efficiency characteristic over wide speed ranges[C]. 2020 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD), 2020.
- [17] 申中一,吕刚震,王建祥. 基于变步长自适应线性神经网络的PMSM参数辨识[J]. 电子测量技术, 2019, 42(23): 85-90.
- [18] 邓聪颖,舒杰,陈翔,等. 多参数变化下基于参数辨识的永磁同步电机偏差解耦控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(6): 260-268.

## 作者简介

胡文亮,硕士,主要研究方向为永磁同步电机控制与仿真等。

E-mail: 2783541785@qq.com

刘细平,博士,教授,主要研究方向为稀土永磁电机设计。

E-mail: liuxp211@163.com