

基于交直流轴电流耦合的单电流调节器 永磁同步电机弱磁控制

方晓春 胡太元 林 飞 杨中平
(北京交通大学电气工程学院 北京 100044)

摘要 基于交直流轴电流耦合的单电流调节器弱磁控制是一种新颖的永磁同步电机弱磁策略,能够解决双电流调节器在电机高速域相互冲突而易于饱和的问题。交轴电压指令如何确定是此方法的研究重点,直接影响电机的电压利用率、效率以及负载能力。该文基于电机电压方程对电流耦合调节弱磁控制基本原理进行描述,并提出改进的控制方法。利用 i_d-i_q 坐标平面上的定子电流轨迹,对现有方法的缺点和所提出方法的预期控制效果进行了分析。在小信号范围内,对所提出方法的动态控制过程和可控性进行了阐述。所提出的电流耦合调节变交轴电压弱磁控制策略,交轴电压指令根据电机工况自行调节,无需查表,且不依赖电机参数,易于实现。仿真和实验结果验证了所提方法的可行性和性能优势。

关键词: 永磁同步电机 弱磁控制 交直流轴电流耦合 单电流环 交轴电压
中图分类号: TM351

Single Current Regulator Flux-Weakening Control of PMSM Based on Current Cross-Coupling Effect

Fang Xiaochun Hu Taiyuan Lin Fei Yang Zhongping
(Beijing Jiaotong University Beijing 100044 China)

Abstract Single current regulator flux-weakening control based on the d-q current cross-coupling effect is a novel strategy for PMSM(permanent magnet synchronous motor). This flux-weakening strategy can solve the problem that two current regulators of traditional algorithms conflict with each other in high speed operation region and lead to poor system performance. Q-axis voltage given scheme is a key issue of this method, which influences PMSM's voltage utilization ratio, efficiency and load capability. Based on voltage equation of PMSM, this paper describes the basic principle of flux-weakening control based on the d-q current cross-coupling effect and presents a modified control method. The disadvantages of existing control methods and the expected results of the proposed control method are analyzed by using stator current trajectory in i_d-i_q coordinate plane. Dynamic control process is analyzed in the range of small signal. The modified control method can adjust q-axis voltage to motor operating condition. It does not depend on motor parameters or look-up table, and is easy to achieve. This method is verified by the results of simulation and experiment.

Keywords: PMSM, flux-weakening control, current cross-coupling, single current regulator, q-axis voltage

1 引言

近年来, 社会节能环保意识的提升, 电力电子技术的快速发展, 稀土永磁材料性价比的提高, 促进了永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 在轨道交通, 风力发电, 电动汽车等工业领域的广泛应用^[1]。工业应用中, 受限于变流器直流侧电压, PMSM 需要弱磁增速。弱磁控制致力于拓宽 PMSM 的调速范围, 并提升高速域的电机电运行稳定性^[2-4]。

传统的 PMSM 弱磁控制算法基于磁场定向, 有两个电流调节器, 分别控制直轴电流 i_d 和交轴电流 i_q ^[5,6]。在 i_d - i_q 坐标平面上规划电机定子电流轨迹是弱磁控制的实现方式。弱磁轨迹可以通过公式计算法^[7,8], 查表法^[9,10], 梯度下降法^[11,12]以及负直轴电流补偿法^[13,14]等弱磁策略得到。电压限制下, 随着 PMSM 转速上升, i_d - i_q 坐标平面上可运行弱磁区域逐渐减小, i_d 调节器和 i_q 调节器耦合加强, 电流调节器易于饱和而影响电机性能, 甚至造成不稳定, 这是双电流调节器弱磁控制的固有缺点^[15]。

为了应对 PMSM 双电流调节器弱磁控制的上述缺点, 文献[15]提出了一种单电流调节器弱磁控制。该方法不再尝试减小交直流电流耦合的负面影响, 而是利用这种现象, 仅控制直轴电流, 完成电机弱磁运行。固定交轴电压指令, 称为电流耦合调节定交轴电压 (Current Cross-Coupling Regulation With Fixed Q-Axis Voltage, CCR-FQV) 弱磁策略, 电机不能充分利用变流器直流侧电压, 效率和负载能力下降, 调速范围变窄。随电机工况改变交轴电压指令, CCR-FQV 被改进为电流耦合调节变交轴电压 (Current Cross-Coupling Regulation With Variable Q-Axis Voltage, CCR-VQV) 弱磁策略。文献[15]基于电机参数线拟合交轴电压指令, 控制鲁棒性差。文献[16,17]通过查表法给定交轴电压指令, 可移植性差。

电压相角法是另一类不需要双电流调节器的 PMSM 弱磁控制方法, 通过交直流电压夹角确定弱磁轨迹。文献[18,19]通过控制直轴电流或者交轴电流得到交直流电压夹角, 电压利用率高, 参数鲁棒性好。但是, 为满足静态稳定条件, 该方法电动状态只能控制直轴电流, 发电状态只能控制交轴电流, 不易于被实际应用。文献[20,21]通过转矩指令直接调节电压相角, 没有电流调节器, 需要采用电机模型计算最优工作点, 否则电机可能进入不稳定域,

参数鲁棒性差。

与电压相角法相比, 现有 CCR 弱磁策略对输入电压利用不够充分; 但是其易于实现, 且能够利用电流调节器规划电机工作点, 避免不稳定运行区域。本文针对 CCR 弱磁策略展开研究, 提出了一种改进的 CCR-VQV 弱磁控制算法, 不依赖于电机参数, 且无需查表; 能够优化电机效率, 充分利用变流器直流侧电压与电机负载能力。本文针对 PMSM 电动状态进行分析, 该方法也可用于 PMSM 发电状态, 分析方法类似。

2 PMSM 稳态工作点分析

同步参考坐标系下, 内置式 PMSM 稳态电压方程如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + \omega_r (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中 u_d, u_q ——定子终端电压的直轴与交轴分量;
 i_d, i_q ——定子电流的直轴与交轴分量;
 L_q, L_d ——电机交直流电感;
 R_s ——电机定子内阻;
 ω_r ——电机电角速度;
 ψ_f ——永磁体磁链。

受限于变流器直流侧电压, 电机定子端电压合成矢量幅值 U_s 存在最大值 U_{smax}

$$u_d^2 + u_q^2 = U_s^2 \quad U_{smax}^2 \quad (2)$$

PMSM 高速旋转时, 假设定子电阻 R_s 压降相较于电机反电势可忽略, 稳态电压方程简化为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_r L_q i_q \\ u_q = \omega_r (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)代入式(2)可得

$$(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2 \left(\frac{U_{smax}}{\omega_r} \right)^2 \quad (4)$$

另一方面, 受系统温升约束, 电机定子电流合成矢量幅值 I_s 不能超过最大允许值 I_{smax}

$$i_d^2 + i_q^2 = I_s^2 \quad I_{smax}^2 \quad (5)$$

PMSM 转矩式为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (6)$$

式中 p_n ——电机极对数。

i_d - i_q 坐标平面上, 式(4)~式(6)的电流轨迹示意图如图1所示。MTPA (maximum torque per ampere) 为最大转矩电流比曲线。若电机输出转矩 T_{e2} , 低速段工作于点 B, 为 MTPA 与 T_{e2} 交点。电机转速 ω_r 增加, U_{smax} 椭圆范围逐渐缩减。 $\omega_r = \omega_{r1}$, U_{smax} 椭圆通过点 B。当 $\omega_r > \omega_{r1}$, 如 $\omega_r = \omega_{r2}$, 点 B 位于 U_{smax} 椭圆外, 电机需进行弱磁控制。此时 T_{e2} 曲线、 U_{smax} 椭圆、 I_{smax} 圆三者的交集为 CD 段曲线, 电机弱磁工作点包含其中。 T_{e2} 曲线与 U_{smax} 椭圆右侧交点 C, 输入电压被充分利用, 且定子电流幅值最小, 为电机弱磁最优工作点。

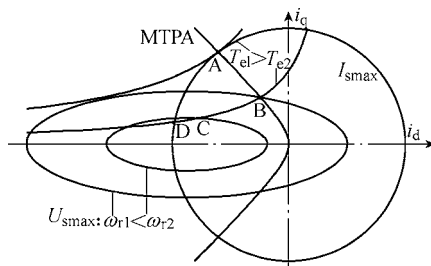


图1 PMSM 关键电流轨迹

Fig.1 Important current vector trajectory of PMSM

3 CCR 弱磁策略

根据式(1), PMSM 交轴电压方程可写为

$$i_q = -\frac{\omega_r L_d}{R_s} i_d + \frac{u_q - \omega_r \psi_f}{R_s} \quad (7)$$

电机某转速下弱磁运行, u_q 受 U_{smax} 限制, i_d 和 i_q 作为式(7)的两个变量相互耦合, 不能独立控制。转速上升, 式(7)斜率绝对值变大, 电机 i_d 和 i_q 耦合加强。

3.1 CCR-FQV 弱磁策略

利用交直流耦合关系, 构建单电流环弱磁控制策略, 控制框图如图2所示。转速环作为控制外环, 控制直轴电流指令, 该指令包含了电机弱磁信息和转矩信息。直轴电压指令由直轴电流调节器控制, 无交轴电流调节器, 交轴电压指令直接给定, 构成了电流耦合调节定交轴电压弱磁控制方法。

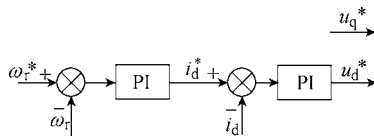


图2 CCR-FQV 弱磁策略框图

Fig.2 Diagram of CCR-FQV flux-weakening control

电机转速指令恒定 ω_r^* , 交轴电压固定 u_q^* , 进行 CCR-FQV 弱磁工作点分析, 如图3所示。

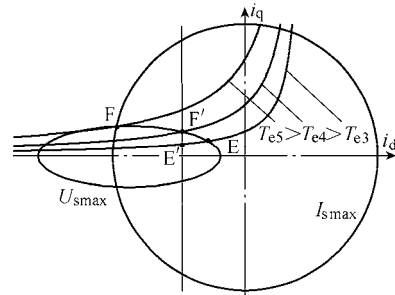


图3 CCR-FQV 弱磁策略电流轨迹

Fig.3 Current vector trajectory of CCR-FQV flux-weakening control

图3中, 式(7)表现为直线 $E'F'$ 。 R_s 相对于 $\omega_r L_d$ 较小, 式(7)斜率绝对值较大, 交直流电流耦合直线近似垂直于横轴。PMSM 稳定运行工作点为转矩方程式(6)与电流耦合方程式(7)的交点。输出转矩 T_{e3} , 稳态工作点为 E' , 位于相应 U_{smax} 椭圆内部, 不能充分利用输入电压。如前文所述, 最优稳态工作点为恒转矩曲线与 U_{smax} 椭圆交点 E 。点 E' 偏离了点 E , 定子电流幅值更大, 电机效率降低。

负载转矩增加, 电机工作点沿电流耦合直线趋近于点 F' 。 F' 为电流耦合直线与相应 U_{smax} 椭圆交点。转矩 T_{e4} 曲线通过点 F' , T_{e4} 为电流耦合限制下 PMSM 的最大输出转矩能力。继续加载, 其目标工作点落在 U_{smax} 椭圆外的电流耦合直线上而无法跟踪。 T_{e4} 小于电机最大转矩输出能力 T_{e5} 。电机负载能力不能充分利用。 T_{e5} 为 U_{smax} 椭圆与 I_{smax} 圆交点 F 对应的输出转矩。

3.2 CCR-VQV 弱磁策略

无论如何选择 CCR-FQV 策略中给定的交轴电压指令 u_q^* , 均不能同时优化 PMSM 的电压利用率、运行效率以及带载能力。根据式(7), 交直流电流耦合直线与横坐标交点为 $(u_q^*/(L_d \omega_r) - \psi_f/L_d, 0)$ 。若减小 u_q^* , 该交点沿横坐标负向移动, 从而电流耦合直线沿横坐标负向移动, 将使图3中点 F' 向 F 靠近, 电机带载能力得到提升; 但是稳态工作点 E' 将远离最优工作点 E , 电压利用率和运行效率会被降低。若增大 u_q^* , 电流耦合直线与横坐标交点沿横坐标正向移动, 从而电流耦合直线沿横坐标正向移动, 将使图3中点 F' 远离 F , 电机带载能力会被降低; 然而稳态工作点 E' 将靠近最优工作点 E , 电压利用率和运行效率得到提升。为解决 CCR-FQV 弱磁策略控制性能的缺陷, 控制过程中, 需要根据电机工况,

实时改变 u_q^* ，进行 CCR-VQV 弱磁控制。

文献[15]依据式 (8) 确定 u_q^* 为

$$u_q^* = i_q (R_s - h\omega_r L_q) + hU_{smax} \quad (8)$$

通过反馈 i_q ，轻载时给定大的 u_q^* ，重载时给定小的 u_q^* 。 u_q^* 最大值趋近 hU_{smax} ；最小值趋近 $i_q R_s + h i_d R_s$ 。考虑变流器直流侧电压波动和电机定子电阻压降， h 的一般取值范围为 $0.8 < h < 1$ 。式 (8) 与电机参数有关，使得控制鲁棒性变差。而且该方法只是缓和了电压利用率、运行效率以及带载能力的降低。文献[16, 17]的交轴电压指令值依据实验数据给定，将 50kW 实验 PMSM 恒功率区间与恒转矩区间速度范围比扩大到了 7:1，控制效果较好，但是表格数据由实验获得，不利于移植。

本文给出一种新颖的 u_q^* 确定方法，使 PMSM 弱磁稳态工作点为最优工作点。根据上述分析，工作于最优工作点时，电机交直流电压满足电压限制椭圆公式。从而，CCR 控制中的交轴电压指令可以通过式 (9) 给定

$$u_q^* = \sqrt{U_{smax}^2 - u_d^{*2}} \quad (9)$$

其控制框图如图 4 所示。

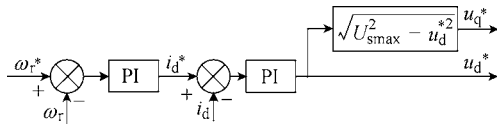


图 4 CCR-VQV 弱磁策略框图

Fig.4 Diagram of CCR-VQV flux-weakening control

PMSM 稳定运行时，交直流电流同时满足电压限制方程式 (4)、转矩方程式 (6) 与电流耦合方程式 (7)，工作点始终被固定在电压限制椭圆上，是弱磁最优工作点。分析电流轨迹，如图 5 所示。

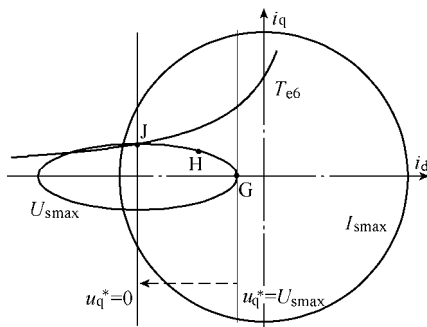


图 5 CCR-VQV 弱磁策略电流轨迹

Fig.5 Current vector trajectory of CCR-VQV flux-weakening control

PMSM 动态调节过程中，由式 (9) 计算得到的 $u_q^* [0, U_{smax}]$ 。根据简化稳态电压方程式 (3)，在电压限制椭圆与坐标横轴右侧交点，即电压限制椭圆长轴右端点， u_q 达到最大为 U_{smax} ，如图 5 所示点 G；在电压限制椭圆短轴上端点，如图 5 所示点 J， u_q 为 0。图 5 中 GHJ 段曲线为 PMSM 能够达到的稳态弱磁运行区域，带载能力得到充分利用。

3.3 可控性分析

电流内环调节得到合适的直轴电压指令 u_d^* ，是本文所提出的 CCR-VQV 弱磁策略能够在负载扰动下跟踪转速指令的关键。以恒速变载工况为例，在小信号范围内，分析电机控制过程：

负载转矩增加， ω_r 下降， $\Delta\omega_r > 0$ ， i_d^* 减小（绝对值增大）， $\Delta i_d < 0$ ， u_d^* 减小（绝对值增大）， u_q^* 减小，电机目标工作点沿电压限制椭圆趋近于短轴上端点，输出转矩增加，平衡负载转矩，电机恒速运行。

负载转矩减小， ω_r 上升， $\Delta\omega_r < 0$ ， i_d^* 增大（绝对值减小）， $\Delta i_d > 0$ ， u_d^* 增大（绝对值减小）， u_q^* 增大，电机目标工作点沿电压限制椭圆趋近于长轴右端点，输出转矩减小，平衡负载转矩，电机恒速运行。

3.4 控制方式切换

MTPA 与 CCR-VQV 控制策略相互切换，实现 PMSM 全速域控制。MTPA 控制下，定子电压幅值 $U_s = U_{smax}$ 。当 $U_s = U_{smax}$ ，继续增加电机转速或者负载，电机切换为 CCR-VQV 弱磁控制。MTPA 控制切换为 CCR-VQV 弱磁控制的依据为

$$\sqrt{u_q^{*2} + u_d^{*2}} = U_{smax} \quad (10)$$

如图 1 所示，MTPA 曲线将 i_d-i_q 坐标系上半平面切割为二，弱磁工作点位于左侧。电机持续减速或者减载，电机工作点进入右侧平面，退出弱磁。将 MTPA 曲线进行线性化，CCR-VQV 弱磁控制切换为 MTPA 控制的依据为

$$i_d > k \cdot i_q \quad k = 0 \quad (11)$$

式中，对于隐极 PMSM， $k = 0$ 。

4 仿真结果及分析

本文搭建了 PMSM 实验平台，主要参数见下表，实验电机为隐极机。

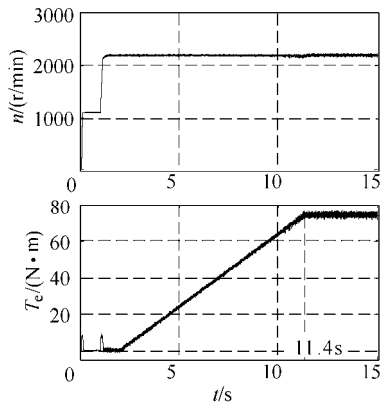
表 PMSM 实验平台参数

Tab. Parameters of PMSM experiment platform

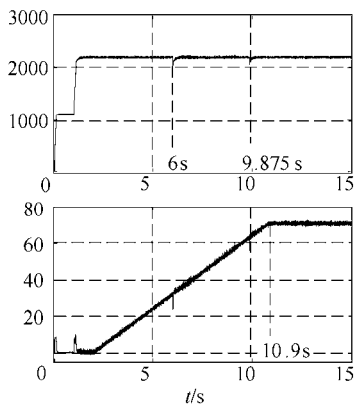
参数	数值
变流器直流侧电压/V	560
额定功率/kW	5.5
额定电压/V	380
额定电流/A	12
额定转速/(r/min)	1500
极对数	3
绕组电阻/ Ω	0.55
绕组电感/mH	17
转子磁链/Wb	0.65

在 Matlab/Simulink 中搭建与实验电机参数一致的仿真模型,采用 SVPWM 调制,坐标变换遵循功率不变原则,从而定子电压幅值最大值 $U_{smax} = 560/\sqrt{2}V \approx 396V$ 。

PMSM 弱磁工况下,分别采用 CCR-VQV 与 CCR-FQV 策略,进行恒速加载模拟。为了能够在更大输出转矩范围内比较两种控制策略,仿真中忽略电流限制;并且随着负载转矩的增大,CCR-FQV 的 u_q^* 由大到小发生两次阶跃。转速 n 和转矩 T_e 波形如图 6 示;直轴电压 u_d 、交轴电压 u_q



(a) CCR-VQV 仿真结果

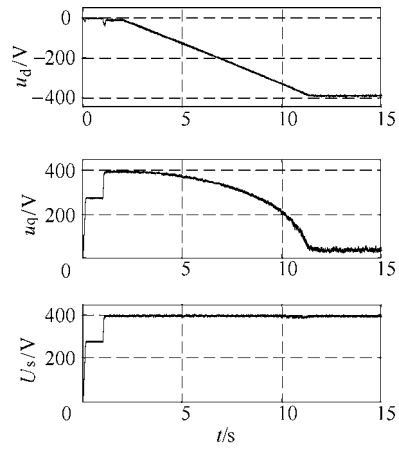


(b) CCR-FQV 仿真结果

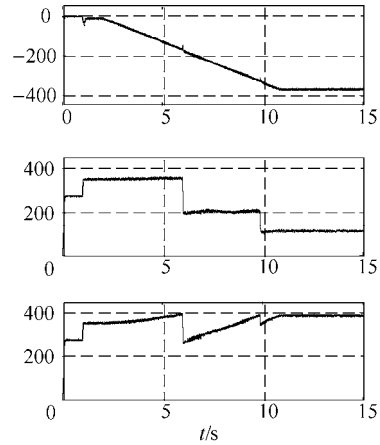
图 6 电流耦合调节弱磁策略恒速加载仿真转速与转矩

Fig.6 Speed and torque of variable load simulation

以及定子电压幅值 U_s 波形如图 7 所示;直轴电流 i_d 、交轴电流 i_q 以及定子电流幅值 I_s 波形如图 8 所示。



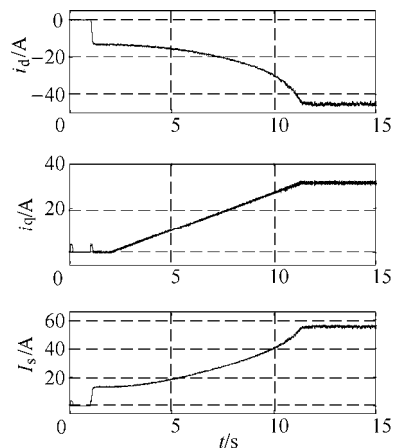
(a) CCR-VQV 仿真结果



(b) CCR-FQV 仿真结果

图 7 电流耦合调节弱磁策略恒速加载仿真电压

Fig.7 Voltage of variable load simulation



(a) CCR-VQV 仿真结果

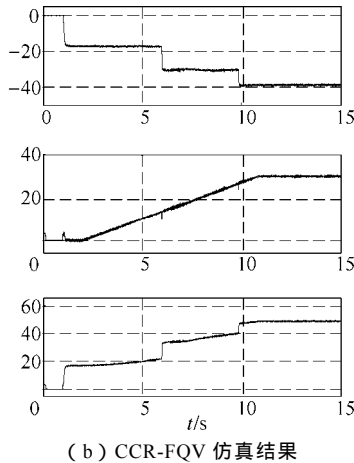


图 8 电流耦合调节弱磁策略恒速加载仿真电流

Fig.8 Current of variable load simulation

如图 6 所示，电机空载加速至 2 200r/min。2s 之后，以 8N·m/s 的变化率恒速加载。CCR-VQV 策略最大输出转矩为 75.2N·m，对应时间 11.4s。 u_q^* 为 350V、200V、100V 条件下，CCR-FQV 策略最大输出转矩分别为 32N·m、63N·m、71.2 N·m，对应时间 6s、9.875s、10.9s。图 6b 所示，CCR-FQV 策略转矩与转速波形在 6s 和 9.875s 处出现负向尖峰；对应 u_q^* 由 350V 阶跃至 200V，200V 阶跃至 100V，如图 7b u_q 所示；相同时刻电机的 u_d ， i_q 出现尖峰， U_s ， i_d ， I_s 出现阶跃，如图 7b、8b 相应波形所示。

由图 7a 的 U_s 所示，CCR-VQV 策略的 U_s 始终维持在最大值，表明工作点在 U_{smax} 椭圆上。如图 7b U_s 所示，某 u_q^* 条件下，CCR-FQV 策略的 U_s 随着输出转矩增加而增加，两者同时达到最大值。

图 8 I_s 所示，加载过程中，相同时刻即同样大小的输出转矩，CCR-VQV 策略的 I_s 相对更小，电机运行效率更优。

为更加明显地比较 CCR-VQV 与 CCR-FQV 策略控制效果，将交直流电流仿真结果绘成电流轨迹图，如图 9 所示。仿真对象为隐极机， i_d - i_q 坐标平

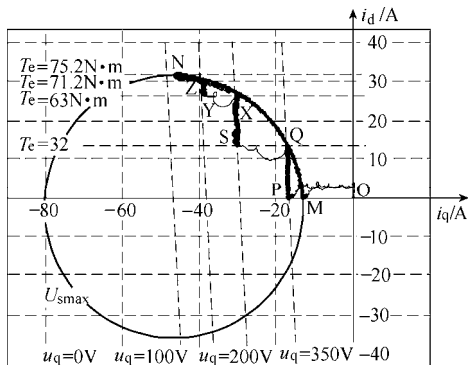


图 9 电流耦合调节弱磁策略恒速加载仿真电流轨迹

Fig.9 Current trajectory of variable load simulation

面上电压限制表现为圆，恒转矩表现为平行于横轴的直线。实验电机定子电阻较大，CCR-FQV 策略的电流耦合曲线明显不垂直于横轴；这也是 CCR-VQV 策略输出转矩最大时，交轴电压未接近零的原因，如图 7a 的 u_q 所示。

图 9 中， U_{smax} 圆对应转速为 2 200r/min。CCR-VQV 策略的电流轨迹为曲线 OMN。弱磁加载过程中，电机工作点沿 U_{smax} 圆从 M 移动到 N，始终为最优工作点。点 M 接近横坐标，对应空载转矩；点 N 为 U_{smax} 圆与 $T_e=75.2 N\cdot m$ 直线切点，对应转矩输出 75.2N·m。CCR-FQV 策略的电流轨迹为曲线 OPQ-SX-YZ。弱磁加载过程，电机工作点沿各 u_q^* 确定的电流耦合直线逐渐远离横轴，始终在 U_{smax} 圆内部。点 P 接近横坐标，对应空载转矩；点 Q、X、Z 为电流耦合直线与 U_{smax} 圆交点，分别对应转矩输出 32N·m、63N·m、71.2N·m。

仿真结果与理论分析相符，本文中提出的 CCR-VQV 弱磁策略能够使 PMSM 运行于电压限制椭圆上，解决了 CCR-FQV 弱磁控制存在的电压利用率、电机效率的问题。

5 实验结果与分析

实验平台由调压器、二极管整流器、三相逆变器、PMSM 以及控制电路组成。直流侧电压由整流模块输出，随电机负载增大略微下降，随负载减小略微上升；定子电压最大幅值 U_{smax} 和直流侧电压变化趋势相同。

CCR-FQV 与 CCR-VQV 弱磁策略的根本区别在于稳态工作点不同。实验电机加速至 2 200r/min 恒速运行，负载 6N·m，进行 CCR-FQV 与 CCR-VQV 策略切换实验。实验结果如图 10 所示。开始时，电

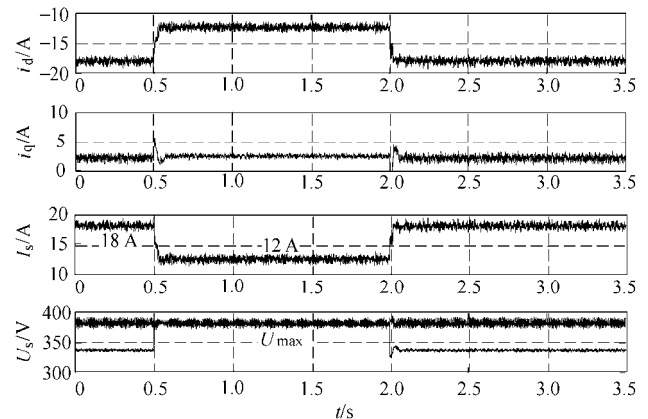


图 10 恒速恒载 CCR-FQV 与 CCR-VQV 策略切换实验

Fig.10 Results of control methods switching experiment

机采用 CCR-FQV 弱磁策略, 第 0.5s 切换至 CCR-VQV 弱磁策略, 第 2s 切回 CCR-FQV 弱磁策略。

由图 10 所示, 恒速恒载条件下, CCR-VQV 相较于 CCR-FQV 弱磁策略, i_d 明显更大, i_q 基本不变, I_s 为 12A 而小于 18A, 展示出效率优势。CCR-FQV 弱磁策略下, U_s 小于 U_{smax} 而未能充分利用直流电压; CCR-VQV 弱磁策略下, U_s 与 U_{smax} 波形重合, 直流电压得到充分利用。

分别进行 CCR-VQV 和 CCR-FQV 弱磁策略恒速变载实验, 验证不同负载下 CCR-VQV 弱磁策略的性能优势。电机恒速运行于 2 200r/min, 先加载再减载, 两种弱磁策略下电机负载变化规律相同。 $t=7.5s$, 负载 19.8N·m, 为 $u_q^*=330V$ 时 CCR-FQV 弱磁策略下电机可带最大负载。电机的电压和电流实验波形如图 11 和图 12 所示。

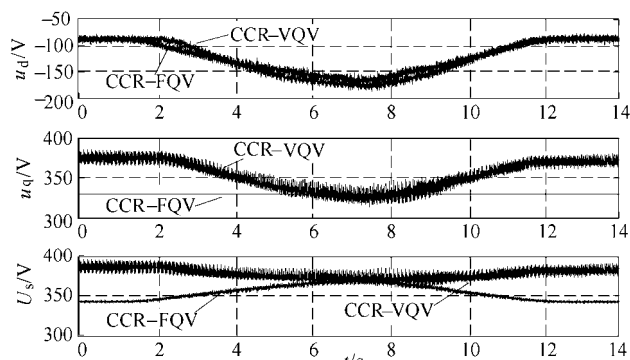


图 11 电流耦合调节弱磁策略恒速变载实验电压波形

Fig.11 Voltage of variable load experiment

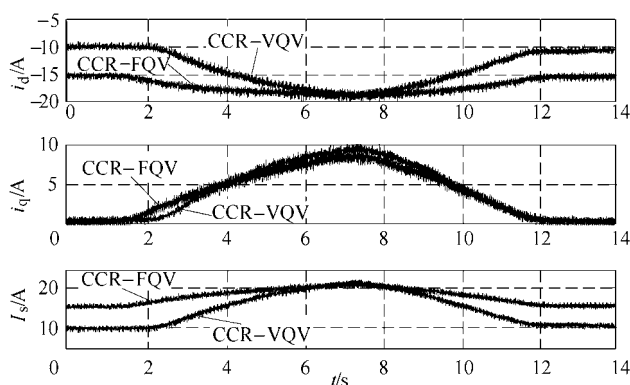


图 12 电流耦合调节弱磁策略恒速变载实验电流波形

Fig.12 Current of variable load experiment

如图 11 所示, CCR-VQV 弱磁策略下, U_s 始终保持在 U_{smax} 附近。加载时, u_q 减小, u_d 也减小, 说明电机工作点沿 U_{smax} 限制曲线向横坐标负向移动; 减载时, u_q 增大, u_d 也增大, 说明电机工作点沿 U_{smax} 限制曲线向横坐标正向移动。CCR-FQV 弱磁策略下, 除最大负载时, U_s 始终小于 U_{smax} , 未能充分利

用直流电压。

如图 12 所示, 变载过程中, CCR-VQV 相较于 CCR-FQV 弱磁策略, i_d 更大, i_q 基本相等, I_s 更小。最大负载时, 两者稳态工作点接近。CCR-VQV 弱磁策略效率优势在不同负载条件下都明显存在。

实验结果表明, CCR-VQV 弱磁策略能够使 PMSM 充分利用变流器直流侧电压。CCR-VQV 弱磁策略的效率优势同样得到了验证。实验结果证明了理论分析的正确性。

6 结论

本文针对基于交直流轴电流耦合的 PMSM 弱磁控制展开研究, 提出了一种改进的 CCR-VQV 弱磁控制策略。该方法能够使 PMSM 稳定工作于效率最优弱磁区域。解决了 CCR-FQV 弱磁控制策略电压利用率、效率以及带载能力下降的问题。相对于已有的 CCR-VQV 弱磁控制策略, 具有参数鲁棒性强; 结构简单, 易于实现; 无需查表, 便于移植的优点。

参考文献

- [1] 李崇坚. 交流同步电机调速系统[M]. 北京: 科学出版社, 2013.
- [2] 柴凤, 欧景, 裴宇龙. 双定子锥形永磁同步电机的弱磁研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(7): 12-18.
Chai Feng, Ou Jing, Pei Yulong. Research on flux-weakening of dual-stator conical permanent magnet synchronous motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(7): 12-18.
- [3] 刘军锋. 感应电动机在弱磁区的高性能电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2010, 25(7): 61-66.
Liu Junfeng. High performance current control strategy for induction motors in field-weakening region[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(7): 61-66.
- [4] 胡太元. 永磁同步电机变交轴电压单电流调节器弱磁控制方法研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2012.
- [5] 赵云, 李叶松. 永磁同步电机宽范围最大转矩控制[J]. 电工技术学报, 2010, 25(7): 45-50.
Zhao Yun, Li Yesong. Maximum torque control of surface mounted permanent magnet synchronous motors in wide speed range[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(7): 45-50.
- [6] 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, 38(18): 67-72.
- Zhu Lei, Wen Xuhui, Zhao Feng, et al. Control policies to prevent PMSMs from losing control under field-weakening operation[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 38(18): 67-72.
- [7] Morimoto S, Sanada M, Takeda Y. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4): 920-926.
- [8] Ching Tsai Pan, Sue S M. A linear maximum torque per ampere control for IPMSM drives over full-speed range[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005, 20(2): 359-366.
- [9] Lenke R, Doncker R, Mu Shin K, et al. Field weakening control of interior permanent magnet machine using improved current interpolation technique [C]. Power Electronics Specialists Conference, Jelu, Korea, 2006: 1-5.
- [10] Ottosson J, Alakula M. A compact field weakening controller implementation[C]. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Taormina, Italy, 2006: 696-700.
- [11] Yoon Young Doo, Lee Wook Jin, Sul Seung Ki. New flux weakening control for high saliency interior permanent magnet synchronous machine without any table[C]. European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, 2007: 1-7.
- [12] 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 Yifa, Yu Shouyi, Gui Weihua, 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.
- [13] Jang Mok K, Seung Ki S. Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(1): 43-48.
- [14] Paicu C, Tutelea L, Andreescu G, et al. Wide speed range sensorless control of PM-RSM via “active flux model” [C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, United states, 2009: 3822-3829.
- [15] Song C, Xu L, Zhang Z. Efficiency-optimized flux-weakening control of PMSM incorporating speed regulation[C]. Power Electronics Specialists Conference, Orlando, FL, United states, 2007: 1627-1633.
- [16] Xu L, Zhang Y, Guven M. A new method to optimize q-axis voltage for deep flux weakening control of IPM machines based on single current regulator[C]. International Conference on Machines and Systems, Wuhan, China, 2008: 2750-2754.
- [17] Zhang Y, Xu L, Guven M, et al. Experimental verification of deep flux-weakening operation of a 50kW IPM machine by using single current regulator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(1): 128-133.
- [18] Zhu L, Xue S, Wen X, et al. A new deep field-weakening strategy of IPM machines based on single current regulator and voltage angle control[C]. Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, United States, 2010: 1144-1149.
- [19] Zhu L, Wen X, Feng Z, et al. Deep field-weakening control of PMSMs for both motion and generation operation[C]. International Conference on Electrical Machines and Systems, Beijing, China, 2011: 1-5.
- [20] Zhang Y, Lin F, Zhang Z. Direct voltage vector control for field weakening operation of PM machines [C]. Power and Energy Conference at Illinois, Urbana, United States, 2010: 20-24.
- [21] Miyajima T, Fujimoto H, Fujitsuna M. A precise model based design of voltage phase controller for IPMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5655-5664.

作者简介

方晓春 男, 1987年生, 博士研究生, 研究方向为轨道交通电力牵引传动技术。

胡太元 男, 1988年生, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动。