

永磁辅助式同步磁阻电机转矩预测控制方法^{*}

方磊^{1,2}, 谭国俊^{1,2}, 刘娜¹, 徐海奇^{1,3}

(1. 中国矿业大学 电气与动力工程学院, 江苏 徐州 221116;

2. 江苏省电力传动与自动控制工程技术研究中心, 江苏 徐州 221116;

3. 国网新疆电力公司 乌鲁木齐供电公司, 新疆 乌鲁木齐 830011)

摘要: 为了验证永磁磁阻电机具备宽调速域的优势, 同时充分发挥永磁磁阻电机在弱磁运行时的输出转矩, 提出了一种基于转矩预测控制的全速域控制方法。采用 Ansys 设计了一台永磁磁阻电机, 并与 Simulink 联合仿真验证了方法的可行性。验证结果表明: 转矩预测控制方法可以使电机在全速域获得良好的动态性能, 同时永磁磁阻电机弱磁运行时依然具有优秀的转矩输出能力。

关键词: 永磁辅助式同步磁阻电机; 转矩预测控制; 全速域; 弱磁控制

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)05-0001-07

Torque Predictive Control Method for Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor^{*}

FANG Lei^{1,2}, TAN Guojun^{1,2}, LIU Na¹, XU Haiqi^{1,3}

(1. School of Electrical and Power Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China;

2. Jiangsu Electric Power Transmission and Automatic Control Engineering Technology Research Center, Xuzhou 221116, China;

3. State Grid Electric Power Company Urumqi Xinjiang Power Company, Urumqi 830011, China)

Abstract: In order to verify the advantages of the PMASynRM with wide speed domain, and give full play to the output torque of the PMASynRM in the field weakening operation, a full speed domain control method based on torque prediction control was proposed. A PMASynRM was designed with Ansys, and cosimulated with Simulink. The results showed that the torque prediction control method could make the motor get good dynamic performance in the full speed area, and the PMASynRM still had excellent torque output capability under field weakening control.

Key words: permanent magnet assisted synchronous reluctance motor (PMASynRM); torque predictive control (TPC); full speed area; field weakening

0 引言

电机作为电动汽车等电力传动设备的动力组件一直受到广泛的关注和深入的研究^[1]。随着研究的不断深入, 以及对设备的性能需求和环境友好性的不断提高, 研究者不断提出高性能电机本

体和高精度的控制方法^[2-4]。

永磁辅助式同步磁阻电机 (Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor, PMASynRM) 由意大利学者 Alfredo Vagati 首次提出^[5], 当时限于工艺水平和材料的未能得到很好的发展。由于国际上倡议减少对稀土材料的依赖

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目 (U1610113); 国家重点研发计划子课题 (2016YFC0600800); 江苏省科技成果转化专项引导资金项目 (BA2016017); 江苏省自然科学基金项目 (BK20140204)

作者简介: 方磊 (1991—), 男, 博士研究生, 研究方向为高性能永磁电机设计与控制。

谭国俊 (1962—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子与电力传动。

性,使得永磁磁阻电机再次受到研究人员的青睐^[6]。永磁磁阻电机结合了永磁同步电机高功率密度、高转矩密度以及同步磁阻电机不依赖稀土永磁材料并具有强鲁棒性的特点^[7-8],近年来,成为了驱动领域的研究热点。永磁磁阻电机被认为是异步电机和同步磁阻电机最有竞争力的替代品^[9-11]。

尽管永磁磁阻电机融合了两种类型电机的优势,但是其依然处于研究初期,尚未有商业化的产品,无法针对性地开发性能优异的驱动器。

本文借助有限元软件 Ansys 分析了一种 4 对极结构的永磁磁阻电机,推导了不同状态下的数学方程,再通过 Simulink 与 Ansys 联合仿真的方式设计了一种针对永磁磁阻电机的全速域转矩预测控制(Torque Predictive Control, TPC)方法。该方法以电机转矩为控制对象,充分发挥出永磁磁阻电机宽弱磁区域高转矩输出的特性,同时 TPC 使电机具有更高的动态性能。联合仿真表明:TPC 具有很好的动态性能,同时永磁磁阻电机在弱磁运行时依然具有较高的输出转矩。

1 PMASynRM 的数学模型与电磁关系

永磁磁阻电机隶属于一般交流电机,也是非线性强耦合系统,因此不能对电机建立数学模型。采用有限元软件 Ansys 分析了一个 4 对极永磁磁阻电机。其有限元模型如图 1 所示。

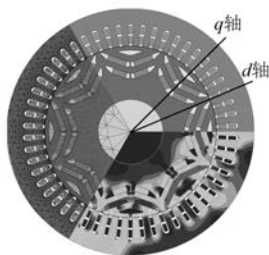


图 1 永磁磁阻电机有限元模型及 dq 轴位置

由电机的有限元模型可知电机在结构上类似于内置式永磁同步电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM),但是磁场分布却接近同步磁阻电机,尤其是 dq 轴位置与 IPMSM 完全不同。为了建立电机的数学模型,同样需要采用旋转交流电机中的坐标变换。永磁磁阻电机在不同坐标系下定子电流的矢量关系如图 2 所示。

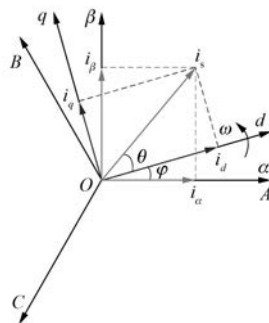


图 2 不同坐标系下的定子电流矢量

参考永磁同步电机的坐标变换关系,将永磁磁阻电机三相电流进行 Clark 变换,则在两相静止坐标系下的电流表达式为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

进一步的两相 αβ 静止坐标系变换为两相 dq 旋转坐标系,同 IPMSM 相同的定义 d 轴为主磁场方向。图 2 中 φ 表示 dq 坐标系与 αβ 坐标系夹角,θ 为电流角,ω 为 dq 坐标系旋转角速度,也就是电机实际的旋转角速度。由图 2 可计算定子电流在 dq 旋转坐标系下的表达式为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

则在 dq 坐标系下 PMASynRM 的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q + \omega \psi_f \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q ——dq 旋转坐标系下的定子电压和电流;

L_d 、 L_q ——d、q 轴等效电感。

因此电机稳态时的电磁转矩输出为

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_f i_d + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4)$$

式中: p——电机极对数。

此转矩公式与 IPMSM 相似,电磁转矩同样由永磁转矩和磁阻转矩组成。

2 TPC 机理分析

直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)

系统具有快速动态响应性能,但在电压矢量的选择上局限于相邻矢量,灵活性较差;而模型预测控制通过对下一时刻各状态进行预测分析选择最优解。因此,将 DTC 与模型预测控制方法相融合,可实现对电机下一时刻的转矩预测,通过预测的转矩值选择最优开关矢量,不局限于相邻矢量,故控制方法更加快速灵活。

永磁磁阻电机在 dq 转子坐标系下的定子磁链和电磁转矩的表达式为

$$\psi_s = L_d i_d + j(L_q i_q - \psi_f) \quad (5)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (6)$$

设 $k+1$ 时刻的定子 dq 轴预测电流分别为 i_d^{k+1} 、 i_q^{k+1} , 则定子磁链和转矩在 $k+1$ 时刻的预测值为

$$\begin{cases} \psi_d^{k+1} = L_d i_d^{k+1} \\ \psi_q^{k+1} = L_q i_q^{k+1} - \psi_f \\ \psi_s^{k+1} = \sqrt{(\psi_d^{k+1})^2 + (\psi_q^{k+1})^2} \\ T_e^{k+1} = \frac{3}{2} p (\psi_d^{k+1} i_q^{k+1} - \psi_q^{k+1} i_d^{k+1}) \end{cases} \quad (7)$$

TPC 的核心是通过预测下一时刻的转矩输出进而选择最优开关矢量,而表征最优电压矢量的价值函数选取由式(8)决定:

$$g = k_{T_e} |T_e^{\text{ref}} - T_e^{k+1}| + k_{\psi_s} |\psi_s^{\text{ref}} - \psi_s^{k+1}| \quad (8)$$

式中: k_{T_e} 、 k_{ψ_s} ——转矩、磁链权值系数。

权值系数的作用是调节控制系统对转矩、磁链调节的响应需求。永磁磁阻电机转矩预测动态过程如图 3 所示。

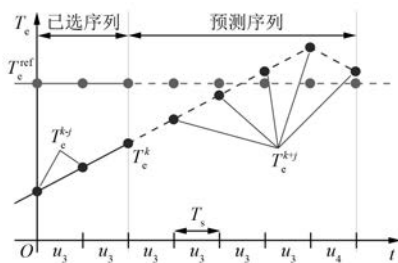


图 3 永磁磁阻电机转矩预测动态过程

3 永磁磁阻电机转矩预测 MTPA 控制

大量研究文献表明直接控制电机转矩具有很高的动态性能,但通常电机运行效率较低^[12]。电机额定转速范围内高效率运行的基础是在任意工

况下的输出转矩和输入电流比值最小,即最大转矩电流比(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)控制。因此,若要保障转矩控制中的电机动态性能和效率,动态过程中应尽量满足转矩跟踪,稳态时通过 MTPA 提升效率。此外,MTPA 的控制范围受电机和逆变器最大输出电流的限制。

以上分析表明,将 TPC 和 MTPA 控制相融合可以有效提高电机的动稳态性能。此控制方法包括了转矩的动态跟踪、电流的稳态收敛和约束限制 3 个控制目标,而 3 个控制目标的控制权重通过各自价值函数的权值系数确定,具体分析如下:

(1) 转矩动态跟踪。电机在实际运行中转矩始终处于波动状态,快速跟踪转矩变化实现误差最小化是动态跟踪的首要目标。转矩误差的价值函数定义为

$$g_T = |T_e^{\text{ref}} - T_e^{k+1}| \quad (9)$$

式(9)表明价值函数 g_T 越小系统的跟踪精度越高,其中,电磁转矩给定 T_e^{ref} 由转速调节器产生, $k+1$ 时刻的预测值由式(4)计算可得。

(2) MTPA 区域收敛。以上分析可知,MTPA 的定义是给定转矩下的电流最小,表明电流矢量与转矩曲线垂直,则可以推导出当电机处于 MTPA 工作点时 dq 轴电流分量满足以下关系:

$$\frac{\partial T_e}{\partial \theta} = 0 \quad (10)$$

$$-i_q + \frac{L_d - L_q}{\psi_f} (i_d^2 - i_q^2) = 0 \quad (11)$$

式(11)保证了电机以恒转矩运行时定子电流幅值最小,即按照 MTPA 规律运行。MTPA 收敛函数为

$$g_{\text{MTPA}} = \left| -i_q^{k+1} + \frac{L_d - L_q}{\psi_f} [(i_d^{k+1})^2 - (i_q^{k+1})^2] \right| \quad (12)$$

由式(12)可知,当 $g_{\text{MTPA}} = 0$ 时实际电流便处于 MTPA 轨迹上。所以可知稳态收敛的价值函数 g_{MTPA} 同样是越小,精度越高,控制价值函数最小化可以使稳态工况收敛于 MTPA 轨迹。

(3) 约束限制。电机的输入电流必然小于逆变器最大输出电流 I_{max} 。根据价值函数的基本原理可知,如果价值函数为零则调节无效,所以当电流轨迹处于电流约束区域内不时给定价值函数为零以关闭其调节作用。当实际电流超过约束限制

时价值函数能快速调节,确保控制系统仍然安全有效。因此,约束限流的价值函数为

$$g_{l_{\max}} = \begin{cases} |I_{\max} - \sqrt{(i_d^{k+1})^2 + (i_q^{k+1})^2}|, \\ 0, & I_{\max} > \sqrt{(i_d^{k+1})^2 + (i_q^{k+1})^2} \end{cases} \quad (13)$$

由式(11)可知,MTPA在数学表达上是两条双曲线。同时根据式(4)可知,处于电动状态的电机其 dq 轴电流均为正,可以进一步数学推导出只有 $+i_q$ 侧的双曲线才是正确的MTPA轨迹,因此轨迹选择函数为

$$g_{\text{dir}} = \begin{cases} 2 \frac{L_d - L_q}{\psi_f} i_q^{k+1} + 1, \\ 0, & 2 \frac{L_d - L_q}{\psi_f} i_q^{k+1} + 1 < 0 \end{cases} \quad (14)$$

由以上分析,基于模型预测方法的MTPA控制策略的性能指标函数为

$$g(\min) = k_T g_T + k_{\text{MTPA}} g_{\text{MTPA}} + k_L g_L \quad (15)$$

其中,

$$g_L = g_{l_{\max}} + g_{\text{dir}} \quad (16)$$

式中: k_T 、 k_{MTPA} 、 k_L ——转矩跟踪 g_T 、MTPA稳态收敛 g_{MTPA} 和约束限制 g_L 3个控制目标的权值系数。

虽然转矩跟踪是主控目标,但安全约束却是控制的基础保障,故权值系数的选择应遵循 $k_L > k_T > k_{\text{MTPA}}$ 。

4 永磁磁阻电机转矩预测弱磁控制

根据以上分析,电机在运行中受到电流极限圆的限制,但同时在运行中也受到逆变器输出电压的限制。在两者限制下,为了获得较宽的调速范围,实现基速以上恒功率运行,需对电机进行弱磁控制。

最大转矩电压比(Maximum Torque Per Voltage, MTPV)的控制目的就是满足以上需求,其思想是使电机在逆变器最大电压的约束下输出最大转矩,即电机运行中需要满足:

$$u_d^2 + u_q^2 \leq u_{\max}^2 \quad (17)$$

根据电压关系并忽略稳态时的定子电阻压降,则电压的约束范围是以 $(i_d, i_q) = (0, \psi_f/L_q)$ 为中心的椭圆。参考式(11)的推导过程,当电机运行在电压椭圆约束下时, dq 轴电流分量满足以下

关系:

$$\frac{\psi_f^2}{L_d} + \psi_f \left(1 - 2 \frac{L_q}{L_d}\right) i_q^{k+1} + \left(\frac{L_d^2}{L_q} - L_d\right) (i_d^{k+1})^2 + \left(\frac{L_q^2}{L_d} - L_q\right) (i_q^{k+1})^2 = 0 \quad (18)$$

MTPV曲线是永磁同步电机高速时的稳定性约束界限。若电流增大至超出此约束界限,则输出转矩急剧减小导致电机失去平衡发生故障。

当电机进入高速运行时,基速域的价值函数不再适用,需要重新给定控制目标和约束条件。对比MTPA的控制策略,则基于TPC方法的弱磁控制策略表述如下:

(1) 转矩跟踪。转矩跟踪仍为系统主要控制目标,跟踪误差与式(9)相同。

(2) 区域收敛。基速以下的区域收敛价值函数式(12)在弱磁运行时不再有效,据式(12)可知,电机进入弱磁区域,实际的电流轨迹将沿MTPA轨迹向电流减小的方向运行,导致转矩急速减小,电机无法运行至恒功率区和减功率区。因此弱磁工作的正确过程是功率恒定,转矩逐渐减小。

由前文分析可知,沿电流圆方向进入弱磁的过程中,其实际运行轨迹是当前电机转速对应的电压限制椭圆与最大电流圆的交点。因此,弱磁区域收敛标准定义如式(19)所示:

$$g_{\text{FW}} = \left| \sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q} i_d^{k+1}\right)^2 + \left(i_q^{k+1} - \frac{\psi_f}{L_q}\right)^2} - \frac{\lambda U_{\text{dc}}}{\sqrt{3} \omega L_q} \right| \quad (19)$$

其中, λ 为电压约束安全系数,取值范围为 $[0, 1]$ 。

弱磁区域的收敛标准和MTPA的收敛标准是互相冲突,需要在运行过程中对电机工作点进行判定,本文采用直接判定方法,即设置转折速度 ω_r ,如果当前转速 $\omega < \omega_r$,则区域收敛标准 $g_c = g_{\text{MTPA}}$;反之, $g_c = g_{\text{FW}}$ 。

(3) 约束限制。弱磁运行区域的限制约束也从恒转矩区域的电流圆 $I_{\max}$ 变为电压椭圆,同时弱磁区域为了充分利用电压约束,电流轨迹一般落在了电压椭圆上,故电压约束为

$$\eta = \sqrt{(L_d i_d^{k+1})^2 + (L_q i_q^{k+1} - \psi_f)^2} - \frac{\lambda U_{\text{dc}}}{\sqrt{3} |\omega|}$$

$$g_{u\max} = \begin{cases} |\eta|, & \eta < 0 \\ 0, & \eta > 0 \end{cases} \quad (20)$$

当电机从恒功率区域继续升速进入减功率区域时,电流轨迹由电压椭圆的约束缩小到电压椭圆和恒转矩曲线的切点,即 MTPV 曲线。MTPV 轨迹约束限制的价值函数为

$$\begin{aligned} \zeta = & \frac{\psi_f^2}{L_d} + \psi_f \left(1 - 2 \frac{L_q}{L_d} \right) i_q^{k+1} + \left(\frac{L_d^2}{L_q} - L_d \right) (i_d^{k+1})^2 + \\ & \left(\frac{L_q^2}{L_d} - L_q \right) (i_q^{k+1})^2 \\ g_{\text{stab}} = & \begin{cases} |\zeta|, & \zeta < 0 \\ 0, & \zeta > 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (21)$$

因此,全速域运行控制系统性能指标函数为

$$g(\min) = k_T g_T + k_c g_c + k_L g_L \quad (22)$$

式中: k_c —— g_c 的权值系数;

g_c ——区域收敛函数。

当 $\omega < \omega_r$ 时,有 $g_c = g_{\text{MTPA}}$ 且 $g_L = g_{\text{I max}} + g_{\text{dir}}$; 当 $\omega > \omega_r$ 时,有 $g_c = g_{\text{rW}}$ 且 $g_L = g_{\text{I max}} + g_{\text{stab}}$ 。弱磁区域适当减小 k_c 可使弱磁轨迹沿电流圆运行。

根据以上对电机全速域运行时的工况分析可得理想状态下的电流轨迹和约束限制如图 4 所示。

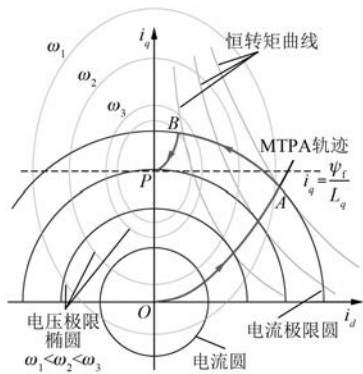


图 4 永磁磁阻电机全速域运行电流轨迹及约束限制

由图 4 可知,电机在给定转矩下起动时将沿 MTPA 轨迹运行,直到到达电流的限制点 A;此后电机转速继续上升,而电流已经无法增大,所以将沿着电流轨迹限制往电压椭圆收缩方向运行,如图 4 中 AB 段所示,B 点是恒功率运行的最大转速;此后若转速继续上升,电机的输出功率将下降,为减功率运行,其运行轨迹沿 BP。

通过对全速域转矩预测方法的工作原理和实现方式分析可得出控制算法的执行流程是:首先

通过对电机电流、转速以及位置信号的检测预测下一时刻电机的电流和转矩;再通过转速判断工作区域进而选择正确的价值函数;最后通过进行滚动优化输出最优开关状态。

5 仿真结果分析

由于永磁磁阻电机目前属于起始研究阶段,所以尚无公开销售的电机产品,本团队所设计的永磁磁阻电机样机尚未加工完成。为了更加准确地分析电机实际的运行工况,选择 Simulink 和 Ansys 联合仿真的方式验证所提控制方法。Ansys 所研究的控制对象结构如图 1 所示,对应参数如表 1 所示,电机实际控制结构框图如图 5 所示。

表 1 有限元计算的电机参数

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.636
d 轴电感 L_d/H	0.02
q 轴电感 L_q/H	0.012
永磁磁链 ψ_f/Wb	0.088
极对数 p	4
额定转速 $n/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	750
额定电压 U/V	380

在 Simulink 中设计给定电机的仿真过程为空载起动,电机额定转速为 750 r/min,给定转速 2 000 r/min 使电机进入弱磁运行区域,并在 1 s 时刻给定负载 2.5 N·m 持续时间 0.5 s,在 2 s 时刻给定电机停机指令,总仿真时间持续 3 s。

仿真时间范围内电机的转速波形如图 6 所示。

由图 6 可知,电机从零速起动达到额定转速时继续稳步进入弱磁区域并达到指定转速。在动态停机过程中同样转速跟踪快速、平稳,两段动态过程中并未出现超调。电机稳态运行时转速平稳,未见明显误差,尽管在 1 s 时刻给定了转矩响应,但是转速未受到明显影响。

与全速域转速给定相对应的电机输出电磁转矩波形如图 7 所示。电机起动过程中保持最大电磁转矩输出以尽快跟踪到给定转矩,且动态过程中以转矩控制为首要目标,所以动态转矩纹波较低。当电机达到给定转速时,由于此时最优工作点的权重系数配比较大,所以转矩中有较为明显的纹波含量。此外,在电机加减速过程中可见有

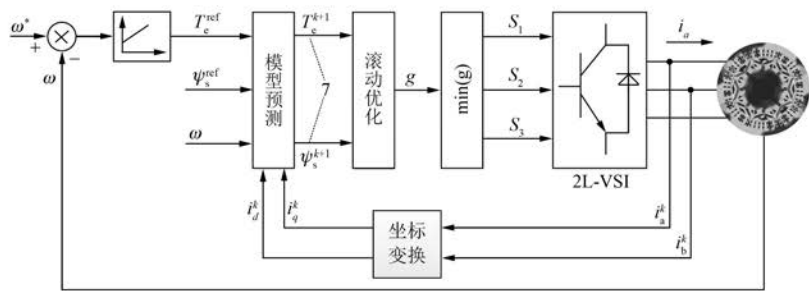


图 5 模型预测弱磁控制原理结构框图

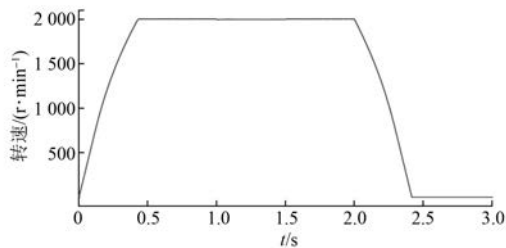


图 6 电机转速波形

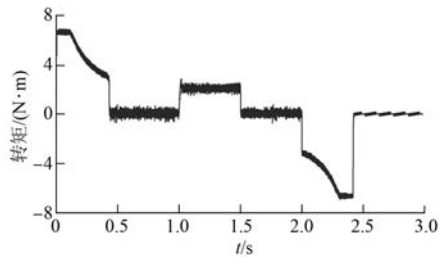


图 7 电机运行过程中输出电磁转矩波形

波形,观测电机在全速域运行过程中的电流轨迹如图 9 所示。根据以上理论分析可知,电机空载起动机将沿 MTPA 路径运行,并且电机最终受到电流极限圆的限制。当转速进一步提升,电流轨迹将受到电压极限椭圆的限制,而 2 000 r/min 并非是电机的极限转速,所以最终轨迹将沿着此转速所对应的电压椭圆运行。实际仿真获得的电流轨迹描绘了电机在电动和制动两种状态下的电流轨迹,轨迹显示实际运行结果完全符合预期理论情况。

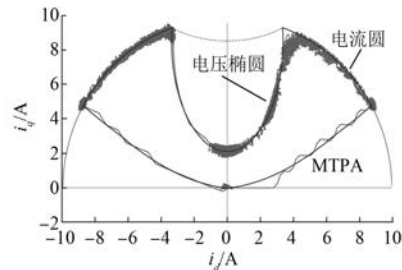


图 9 dq 坐标系下全速域电流轨迹

非常快的动态响应速度。

电机全速域运行时 i_d 、 i_q 及 i_s 波形如图 8 所示。对比电机的转矩波形,由于 d 轴的定义是电机主磁场方向,所以 d 轴电流的主要作用是产生电磁转矩, d 轴电流分量与电磁转矩波形基本吻合。

在 dq 坐标系下绘制电机运行过程中的电流

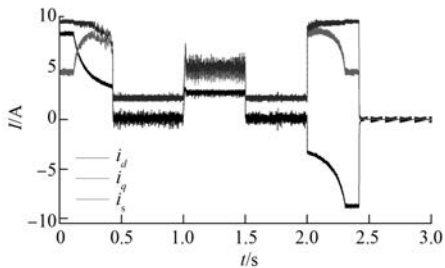


图 8 电机全速域运行时 i_d 、 i_q 及 i_s 波形

由于电机以转矩为控制对象,所以在动态过程中以转矩跟踪为主要目标。电机全速域转速与转矩和功率关系波形如图 10 所示。从图 10 可知,全转速域下电机的转矩波形与理想转矩曲线无明显偏差。功率不作为系统的控制目标,所以实际功率与理想曲线有较为明显的误差,但整体

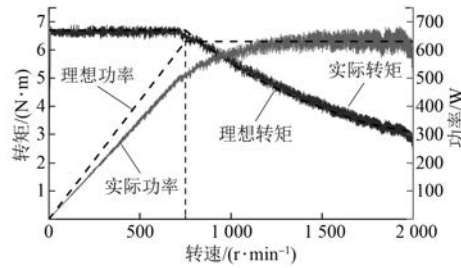


图 10 电机全速域转速与转矩和功率关系波形

走势相同。

6 结 语

尽管永磁磁阻电机尚未量产化,但本文借助 Ansys 和 Simulink 联合仿真的方式探究了永磁磁阻电机的控制性能和运行特性。本文基于永磁磁阻电机的电磁关系推导了该类型电机的数学方程,并针对电机的数学方程介绍了 TPC 的工作原理,详细推导了永磁磁阻电机在 MTPA 和弱磁运行时的 TPC 模型及不同工况下的约束函数和权重分配。

通过联合仿真实现了永磁磁阻电机的全速域运行研究,仿真结果表明针对永磁磁阻电机所设计的全速域 TPC 方法具有优秀的动稳态性能,所有运行结果均与理论分析相吻合。同时,该新型电机弱磁扩速能力强,在弱磁区域转矩输出能力优秀,具有较好的应用前景。

【参 考 文 献】

- [1] 曲荣海,秦川.电动汽车及其驱动电机发展现状与展望[J].南方电网技术,2016,10(3): 82-86.
- [2] 冯桂宏,李庆旭,张炳义,等.电动汽车用永磁电机弱磁调速能力[J].电机与控制学报,2014,18(8): 55-61,66.
- [3] 王雅玲,徐衍亮.基于电动汽车驱动的双定子永磁无刷直流电机绕组换接运行分析[J].电工技术学报,2014,29(1): 98-103.
- [4] 孟庆华,许进,王东峰.轮毂电机驱动型电动汽车动力系统研究[J].农业机械学报,2013,44(8): 33-37,20.
- [5] VAGATI A. The synchronous reluctance solution: a new alternative in AC drives [C] // International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Bologna, 1994: 1-13.
- [6] 张清枝,牛联波,艾永乐.永磁辅助磁阻同步电机性能分析[J].电力系统保护与控制,2011,39(22): 129-132.
- [7] ZHU X, WANG X, ZHANG C, et al. Design and analysis of a spoke-type hybrid permanent magnet motor for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 99(2): 1-4.
- [8] 张健,吴友华,姚丙雷,等.应用于新能源电动汽车的永磁辅助同步磁阻电机设计[J].电机与控制应用,2016,43(1): 77-82.
- [9] BONTHU S S R, ARAFAT A, CHOI S. Comparisons of rare-earth and rare-earth free external rotor permanent magnet assisted synchronous reluctance motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 99(2): 1-10.
- [10] HUYNH T A, HSIEH M F. Comparative study of PM assisted SynRM and IPMSM on constant power speed range for EV applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 99(1): 1-4.
- [11] CAI S, JIN M, HAO H, et al. Comparative study on synchronous reluctance and PM machines [J]. COMPEL-The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2016, 35(2): 607-623.
- [12] 陈炜,赵迎迎,周湛清.采用新型评价表的三电平逆变器占空比调制直接转矩控制[J].电工技术学报,2016,31(增刊1): 128-136.

收稿日期: 2017-11-20

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部