

doi:10.16104/j.issn.1673-1891.2022.02.013

基于准比例谐振控制器的 5 相感应电机电子变极研究

贾慧利^{1,2}

(1.芜湖职业技术学院汽车与航空学院,安徽 芜湖 241006;2.浙江大学电气工程学院,浙江 杭州 310027)

摘要:针对采用传统比例积分(PI)电流控制器的 5 相感应电机(FIM)电子变极过程中存在转矩、转速动态响应慢和波动大的问题,设计了一种准比例谐振电流控制器(QPR)控制 FIM 电子变极。设计的 QPR 控制器在传统比例谐振控制的基础上进行了阻尼项修正,实现了电流的无静差跟踪。加入相应的谐波抑制算法以改善电机变极切换过程中的抖动问题,同时在变极前后获得了更好的稳态性能。采用变参数化设计 QPR 控制器实现了谐振频率点随电机转速的自适应变化。使用预修正 Tustin 变换的离散化方法,保证了 QPR 控制的稳定性和谐振频率的无偏差。随着电机运行平面的改变切换谐振频率,实现了电子变极前后的两段式精确控制。实验结果表明:所提方法有效提高了 FIM 电子变极过程中的转矩和转速动态响应性能并减小了其波动。

关键词:准比例谐振(QPR);五相感应电机(FIM);电子变极;谐波抑制;动态响应

中图分类号:TM346 **文献标志码:**A **文章编号:**1673-1891(2022)02-0064-07

Electronic Pole-Changing of Five-Phase Induction Motor Based on Quasi-Proportional Resonant Current Controller

JIA Huili^{1,2}

(1.School of Automotive and Aeronautical Engineering, Wuhu Institute of Technology, Wuhu, Anhui 241006, China ;2.College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou, Zhejiang 310027, China)

Abstract: The five-phase induction motor(FIM) using the traditional proportional integral(PI) current controller has the issues of slow dynamic response and large fluctuations of torque and speed during the pole-changing process.To solve these issues,a quasi-proportional resonance controller(QPR) is designed to control the electronic pole-changing of FIM.The designed QPR controller modifies the damping term on the basis of the traditional proportional resonance control,and realizes the static error free tracking of current.The shake problem in the switching process was improved by adding the corresponding harmonic suppression algorithm.At the same time,steady-state performance was achieved before and after the electronic pole-changing.The adaptive change of resonant frequency points with the motor speed was realized by adopting the variable parameter to devise the QPR controller.Discretization method with pre-modified Tustin transform was used to ensure the stability of the QPR control and unerring resonant frequency.The resonant frequency was switched with the change of the motor operating plane,realizing the two-stage precise control before and after the electronic pole-changing.The results of the experiment indicate that the method presented effectively raises the dynamic response performance of torque and speed and reduces their fluctuations during the FIM electronic pole-changing process.

Keywords: quasi-proportional resonant(QPR); five-phase induction motor(FIM); electronic pole-changing; harmonic suppression;dynamic response

0 引言

感应电机自身结构简单、成本低,具有宽广的

速度范围以及优越的弱磁调速性能。多相电机由于相数的增加,其突出的优势有转矩输出更加平稳,振动和噪声低,可运行在不同控制平面满足不

收稿日期:2021-12-17

基金项目:安徽高校自然科学研究重点项目(KJ2020A0909);安徽省职业与成人教育学会教育教学研究规划课题重点项目(Azcj2021059);安徽省高校优秀青年人才支持计划重点项目(gxyqZD2021150);芜湖职业技术学院教学示范课(课堂革命)项目(060200130001)。

作者简介:贾慧利(1981—),女,河南新乡人,副教授,硕士,研究方向:多相感应电机控制策略。

同工况的需求,使电机运行性能提高^[1-2];其驱动系统可靠性高、容错效果好^[3-5]。多相感应电机兼具 2 者的优点,非常适合重要的工业领域如智能化汽车驱动系统、航空驱动系统等^[6],这些应用领域的电机需要同时满足低转速时输出大转矩和宽广的调速范围^[7],其中电子变极技术是实现这些要求的便捷方法之一,即改变极对数来扩大电机的转速和转矩范围,在低速时采用大极对数,在高速时采用小极对数,实现低速大转矩和宽广的恒功率运行范围^[8]。但是电机在电子变极过程中存在转矩和转速的波动大,系统运行不平稳和动态响应滞后等问题,影响了电子变极技术的应用,因此提高电子变极过程中电机运行性能和控制精度是多相感应电机电子变极领域的研究热点。

近年国内外多位学者在多相感应电机变极领域进行研究:Osama 等^[9-10]在一台 6 相电机上实现了 1 对极和 2 对极之间的基本电子变极,拓宽了恒功率运行范围;对阶跃响应和斜坡响应电子变极的仿真对比分析,验证了斜坡响应性能优于阶跃响应。钱罗奋^[11]提出一种交流电机 $2\Delta/3\Delta$ 换相变极法,在不断电条件下实现电机换相变极,采用的是一种传统的接触开关控制的变极方法,变极切换过程存在不连续问题。Ge^[12]等在一台 9 相电机上通过基于斜坡响应的 PI 电流控制技术实现了电子变极,但动态响应性能较慢。Ershad 等^[13]对 9 相电机在空载条件下电子变极进行实验和分析。Umesh 等^[14]对 9 相感应电机变极运行在 4 极和 12 极的模式下减小转矩脉动等进行研究。Libbos 等^[15]对多相感应电机变极的选极策略从转矩和速度两方面进行研究。Latif^[16]对多相感应电机的 4 极到 8 极电子换极研究,以提升电子变极过程中转矩平稳。笔者所在课题组对 5 相感应电机 (five-phase induction motor, FIM) 的电子变极技术的响应方法和变极电流控制策略方面分别做了深入研究^[17-18],使变极过程中的电磁转矩波动和超调量减小。

基于上述研究,为了进一步提高 FIM 电子变极过程中转矩、转速动态响应性和减小其波动,同时改善变极前和变极后电机在稳态时的运行性能,设计适于电子变极的准比例谐振 (quasi proportional resonance, QPR) 电流控制器:首先改进传统比例谐振得出 QPR,根据电子变极前后谐波不同加入相应的谐波抑制算法,再对 QPR 变参数化设计使谐振频率点随电机转速自适应变化;其次,采用预修正 Tustin 变换离散化保证 QPR 控制器的稳定性;最

后,设计 QPR 控制,随电机运行平面的改变来切换相应的谐振频率,对电子变极前后实施 2 段式精准控制,并在 Speedgoat 多相电机半实物仿真平台上对所提控制方法进行实验验证。

1 FIM 数学模型和电子变极

1.1 电压和转矩方程

多相感应电机在自然坐标系下的电压方程如式(1)所示:

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: U 为电压; I 为电流; R 为电阻; L_{sr} 为互感矩阵;下标号 s 为定子参数;下标号 r 为转子参数。

转矩方程如式(2)所示:

$$T_e = i_s^T \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} \quad (2)$$

式中: T_e 为电磁转矩; θ 为转子的电角度。

采用的恒幅值变换矩阵 C_s 如式(3)所示,可将多相感应电机的定子电流、电压等效变换成同步速坐标系下的直流分量。

$$C_s = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \cos(\theta_1 - \alpha) & \cos(\theta_1 - 2\alpha) & \cdots & \cos(\theta_1 - (n-1)\alpha) \\ -\sin(\theta_1) & -\sin(\theta_1 - \alpha) & -\sin(\theta_1 - 2\alpha) & \cdots & -\sin(\theta_1 - (n-1)\alpha) \\ \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 - 2\alpha) & \cos(\theta_2 - 4\alpha) & \cdots & \cos(\theta_2 - 2(n-1)\alpha) \\ -\sin(\theta_2) & -\sin(\theta_2 - 2\alpha) & -\sin(\theta_2 - 4\alpha) & \cdots & -\sin(\theta_2 - 2(n-1)\alpha) \\ \cos(\theta_3) & \cos(\theta_3 - 3\alpha) & \cos(\theta_3 - 6\alpha) & \cdots & \cos(\theta_3 - 3(n-1)\alpha) \\ -\sin(\theta_3) & -\sin(\theta_3 - 3\alpha) & -\sin(\theta_3 - 6\alpha) & \cdots & -\sin(\theta_3 - 3(n-1)\alpha) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos(\theta_x) & \cos(\theta_x - x\alpha) & \cos(\theta_x - 2x\alpha) & \cdots & \cos(\theta_x - x(n-1)\alpha) \\ -\sin(\theta_x) & -\sin(\theta_x - x\alpha) & -\sin(\theta_x - 2x\alpha) & \cdots & -\sin(\theta_x - x(n-1)\alpha) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & \cdots & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & \cdots & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: x 为谐波次数; $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_x$ 为 x 次谐波在任意速坐标系下的相位电角度; n 为电机相数。当 $\alpha = 2\pi/n$ 时,电机有偶次谐波平面。矩阵的第 1 和 2 行构成 q_1-d_1 平面,为基波平面;第 3 和 4 行构成的 q_2-d_2 面即 2 次谐波平面,以此推断可得 x 次谐波平面。

由集中整距绕组分布的多相电机的坐标变换矩阵式(3)可得,其变换后则形成 m 个相互正交的控制平面,即有 m 个自由度,在旋转坐标系下各谐波平面相互解耦。当 n 为奇数时, m 取值为 $(n-1)/2$ 。

多相感应电机在基波 q_1-d_1 平面和 x 次谐波 q_x-d_x 平面的电压和转矩方程表达式如式(4)所示:

$$\begin{cases} u_{xds} \\ u_{xqs} \\ 0 \\ 0 \end{cases} = \begin{bmatrix} R_x+L_{x0}p & -\omega L_{x0s} & L_{xm} & -\omega L_{xm} \\ \omega L_{x0s} & R_x+L_{x0}p & \omega L_{xm} & L_{xp} \\ L_{xm}p & -(\omega-\omega_r)L_{xm} & R_r+L_{r0}p & -(\omega-\omega_r)L_{r0s} \\ (\omega-\omega_r)L_{xm} & L_{xp} & (\omega-\omega_r)L_{r0s} & R_r+L_{r0}p \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{xds} \\ i_{xqs} \\ i_{xdr} \\ i_{xqr} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$T_{xe} = n_p L_{xm} (i_{xds} i_{xqr} - i_{xqs} i_{xdr})$$

式中:下标号 xds 为 x 次谐波平面的定子 d 轴分量; xqs 为 x 次谐波平面的定子 q 轴分量; xdr 为 x 次谐波平面的转子 d 轴分量; xqr 为 x 次谐波平面的转子 q 轴分量; p 代表微分运算; L_{xm} 为 x 次谐波平面的互感, L_{x0s} 为 x 次谐波平面的定子漏感; L_{x0r} 为 x 次谐波平面的转子漏感; R_{xr} 为 x 次谐波对应的折算后转子电阻; ω 为定子电角度; ω_r 为转子电角度; T_{xe} 为 x 次谐波的电磁转矩; n_p 为极对数。

1.2 FIM 的电子变极基本原理

本文实验所用的 FIM,其绕组结构图如 1 所示,有偶数次谐波,即可以实现基波平面和 2 次谐波平面之间的电子变极切换。

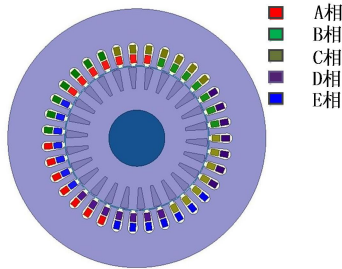


图 1 试验用 FIM 绕组结构

FIM 的 d_1-q_1 和 d_2-q_2 平面如图 2 所示。

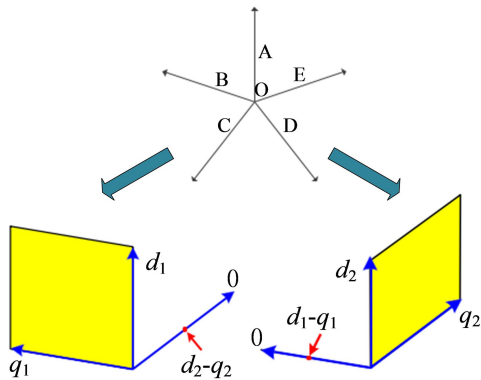


图 2 实验用 FIM d_1-q_1 和 d_2-q_2 平面

d_2-q_2 平面在 d_1-q_1 平面上的投影是 0 轴上的一个点,反之亦然。 d_1-q_1 和 d_2-q_2 为 FIM 正交的 2 个控制平面,这决定其有 2 个控制自由度。基波相电流在 d_1-q_1 平面则形成 1 对极旋转磁场,2 次谐波相电流在 d_2-q_2 平面则形成 2 对极旋转磁场。电子变极的基本原理是:在转子磁场定向矢量控制的基础上,把定子电流分解为励磁电流分量 i_{1ds} 、 i_{2ds} 和转矩电流分量 i_{1qs} 、 i_{2qs} ,变极的切换本质就是 i_{1ds} 、 i_{2ds} 和

i_{1qs} 、 i_{2qs} 相互切换的过程,在此过程中进行电流的分配,顺利完成变极。

2 QPR 控制的电子变极

2.1 基于 PI 电流控制器的电子变极

基于转子磁场定向矢量控制,电机电子变极过程中的励磁电流分量为 i_{1ds} 、 i_{2ds} ,转矩电流分量为 i_{1qs} 、 i_{2qs} ,根据电磁转矩直接跟踪方法,对 i_{1qs} 、 i_{2qs} 由 T_{1e} 、 T_{2e} 取代,切换的过程选取斜坡响应的方法来实现电子变极调速,以 1 对极向 2 对极变换展示,如式 (5) 所示。

$$\begin{cases} i_{1ds} = k_1 i_{1ds}^* \\ i_{1qs} = i_{1qs}^* \left(1 - \frac{t}{T_m}\right) \\ i_{2ds} = k_2 i_{2ds}^* \\ i_{2qs} = i_{1qs}^* \frac{t}{T_m} \end{cases} \quad (5)$$

式中: t 为变极的动态时间减去变极的开始时间; T_m 为变极全过程的总时间。上标 * 代表分量为给定的参考值, k_1 、 k_2 为常数。

FIM 的传统 PI 电流控制器,其经过坐标变换在离散域中数学表达如式 (6) 所示:

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} u_{1ds}^* \\ u_{1qs}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_{1p} + k_{1i} \frac{KT_s}{z-1} \\ k_{1i} \frac{KT_s}{z-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1ds}^* - i_{1ds} \\ i_{1qs}^* - i_{1qs} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} u_{2ds}^* \\ u_{2qs}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_{2p} + k_{2i} \frac{KT_s}{z-1} \\ k_{2i} \frac{KT_s}{z-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{2ds}^* - i_{2ds} \\ i_{2qs}^* - i_{2qs} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (6)$$

式中: k_{1p} 为基波平面的电流环比例系数; k_{2p} 为 2 次谐波平面电流环比例系数; k_{1i} 为基波平面的电流积分系数; k_{2i} 为 2 次谐波平面电流积分系数。

设 $G(z)$ 为 FIM 的数学模型,结合式 (6) 可得 FIM 基于传统 PI 电流控制器的结构框图如图 3 所示:

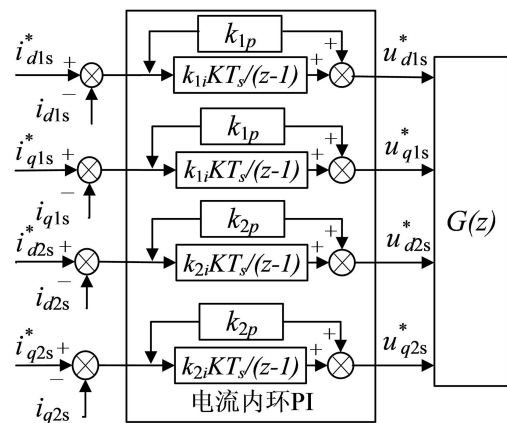


图 3 FIM 的传统 PI 电流控制器结构

设定反馈的定子电流 $i_{dq1s} = [i_{d1s}, i_{q1s}]$, $i_{dq2s} = [i_{d2s}, i_{q2s}]$, 则由图 3 可得其表达式为:

$$\begin{cases} i_{dq1s} = \frac{(k_{1p} + k_{1i} \frac{KT_s}{z-1}) G(z)}{1 + (k_{1p} + k_{1i} \frac{KT_s}{z-1}) G(z)} i_{dq1s}^* \\ i_{dq2s} = \frac{(k_{2p} + k_{2i} \frac{KT_s}{z-1}) G(z)}{1 + (k_{2p} + k_{2i} \frac{KT_s}{z-1}) G(z)} i_{dq2s}^* \end{cases} \quad (7)$$

得出跟踪输出表达式:

$$Y(t) = kt - c + be^{-mt} \quad (8)$$

式中: c 为大于零的常数, 其取值受电机参数和 PI 参数两方面影响; b, m 为实数。

FIM 基于传统 PI 电流控制器的电子变极控制如图 4 所示。

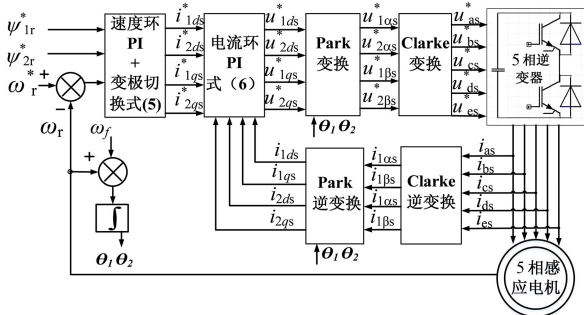


图 4 基于传统 PI 电流控制器的 FIM 电子变极控制

2.2 所提 QPR 电流控制的电子变极

传统的比例谐振控制器可无静差跟踪控制和减小干扰^[19], 相较于 PI 控制, 其减少了 Park 坐标变换, 简化了运算且适用于多相感应电机的容错控制。

2.2.1 传统的 PR 控制器

传统的 PR 控制器其传递函数为:

$$G_{PR}(s) = K_p + K_r \times \frac{2s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (9)$$

式中: K_p 为比例增益; K_r 为积分增益; ω_0 为谐振频率即电机中的电角频率。

PR 在非谐振频率点处增益低且频带宽, 不能抑制非谐振频率点处的干扰信号。

2.2.2 加入阻尼项修正的 QPR 控制器

在传统的 PR 控制器中加入阻尼项进行修正, 即为 QPR 控制器。通过加入阻尼项修正, 可为控制器设定满足要求的谐振点增益, 适当增加带宽, 适度降低系统的灵敏度, 以适于多相感应电机的控制, $G_{QPR}(s)$ 传递函数为^[20]:

$$G_{QPR}(s) = K_p + K_r \times \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (10)$$

式中: ω_c 为截止频率; K_r 的作用是控制稳态误差, 且其取值会影响基波频率处的增益。

ω_c 与系统的带宽成正比, 决定信号的选择性且和信号的选择性成正比关系, 选取适当的 ω_c 值, 可以保证电机在一定的速度范围内实现大增益。

2.2.3 加入谐波抑制项的变参数 QPR 控制器

由于多相感应电机谐波含量较多, 可进一步利用 QPR 控制器的谐波抑制特性, 在 QPR 控制器上叠加需要抑制的第 n 次谐波抑制项。谐波抑制项 $G_{HC}(s)$ 的传递函数为^[21-22]:

$$G_{HC}(s) = K_m \times \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (n\omega_0)^2} \quad (11)$$

绕组结构为 π/n 相带分布时, 谐波次数为: 3、5、7、11、13 次等; 而本实验 FIM 绕组结构为 $2\pi/5$ 相带分布, 则含有偶次谐波; 根据电机变极前后运行平面不同, 选择抑制不同的谐波。

QPR 控制器需要根据电机转速的变化自适应地调整控制器的谐振频率点, 即转化为变参数 QPR。

将 $\omega_0 = 2\pi f$ 代入式 (11), 则变参数 QPR 的 $G_{VHC}(s)$:

$$G_{VHC}(s) = K_m \times \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (n2\pi f)^2} \quad (12)$$

对于绕组结构为 $2\pi/n$ 相带的多相感应电机, 其加入谐波抑制的变参数 QPR 的传递函数 G_{VQPRHC} 表达式如 (13) 所示:

$$\begin{aligned} G_{VQPRHC}(s) = & K_p + K_r \times \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (2\pi f)^2} + \\ & K_{r2} \times \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (2 * 2\pi f)^2} + \dots + \\ & K_m \times \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (n2\pi f)^2} \end{aligned} \quad (13)$$

2.2.4 变参数 QPR 预修正 Tustin 变换离散化

变参数 QPR 要用数字控制器进行控制须离散化处理。而基于广义积分器的数字离散化会使控制系统的稳定性能变差^[23], 采用 Tustin 变换离散化处理能有效保证系统的稳定性, 其表达式为^[24]:

$$s = \frac{2}{T_s} \times \frac{z-1}{z+1} \quad (14)$$

式中: T_s 为采样时间。

但这种 Tustin 变换离散化后会导致积分器谐振频率出现偏差, 为抑制该缺点, 将其优化为预修正

Tustin 变换如式(15)所示:

$$s = \frac{\omega_0}{\tan(\frac{\omega_0 T_s}{2})} \times \frac{z-1}{z+1} \quad (15)$$

由 $\omega_0 = 2\pi f$, 得:

$$s = \frac{2\pi f}{\tan(\pi f T_s)} \times \frac{z-1}{z+1} \quad (16)$$

采用修正项 $\frac{\omega_0}{\tan(\frac{\omega_0 T_s}{2})}$ 取代 Tustin 变换中的系

数 $\frac{2}{T_s}$, 保证变换后离散域谐振频率与连续域设定值相同。

根据实验用 FIM 特性取值 ω_c 为 $\pi f/25$, 用 ω_c 的取值和式(16)代入式(13), 得到离散化的有谐波抑制项的变参数 QPR 传递函数:

$$G_{VQPRHC}(z) = K_p + K_r \times \frac{4\pi^2 f^2}{25 \tan(\pi f T_s)} \times \frac{z-1}{z+1} + K_{r2} \times \frac{4\pi^2 f^2}{25 \tan(\pi f T_s)} \times \frac{z-1}{z+1} + \dots + K_m \times \frac{4\pi^2 f^2}{25 \tan(\pi f T_s)} \times \frac{z-1}{z+1} + n^2 (2\pi f)^2 \quad (17)$$

2.2.5 QPR 电流控制器设计

基于静止坐标系, 根据式(17)为 FIM 设计 1 控制平面和 2 控制平面的 QPR 电流控制器。以 1 平面的电角速度 ω_1 和转差频率 ω_{1s} 算得 f_1 构建 1 平面 QPR 控制器。同理以由 ω_2 和 ω_{2s} 算得 f_2 构建 2 平面 QPR 控制器, 其结构框图如图 5 所示。

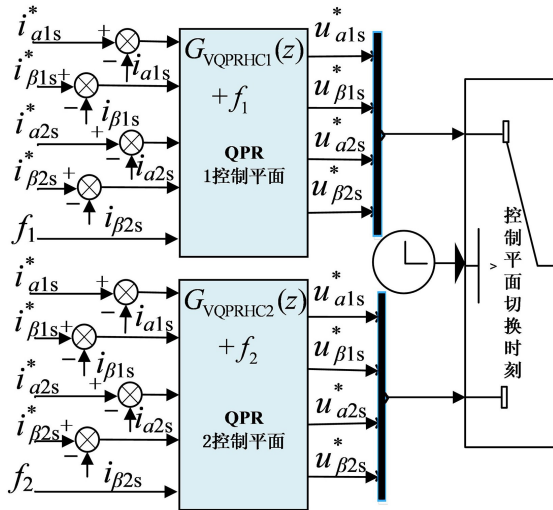


图 5 设计的 QPR 控制器结构

FIM 基于转矩电流切换和 QPR 控制器的电子变极控制过程: 1 平面工作时使用 1 平面 QPR 控制器符合电机的频率 f_1 , 2 平面工作时使用 2 平面 QPR 控制器符合电机的频率 f_2 , 2 个 QPR 控制器工作的切换时刻为电子变极过程的中间时刻。基于 QPR 电流控制器的电子变极控制如框图 6 所示。

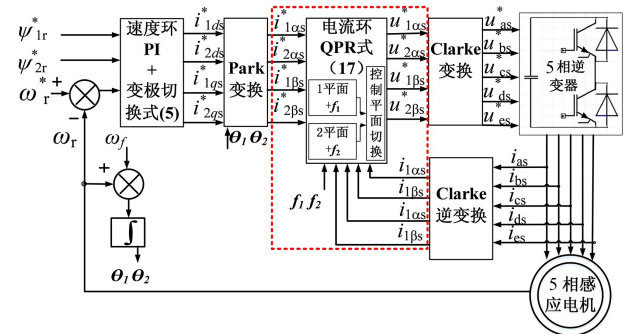


图 6 基于 QPR 电流控制器的 FIM 电子变极

3 试验结果及分析

搭建基于 Speedgoat 的 FIM 试验平台如图 7 所示, 对所提 QPR 电流控制器进行电子变极试验验证。试验 FIM 的参数如表 1 所示。

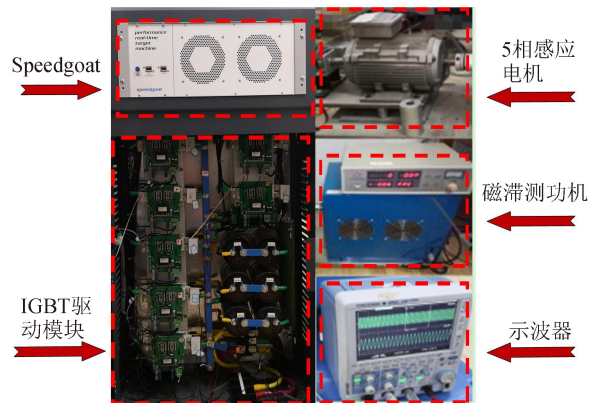


图 7 基于 Speedgoat 的 FIM 试验平台

FIM 的试验条件设定为转速 1 600 r/min, 1 控制平面 QPR 的参数选取值为: f_1 取 28.9 Hz, k_{1p} 取 9, k_{1r} 取 30; 2 控制平面 QPR 的参数选取值为: f_2 取 59.2 Hz, k_{2p} 取 10, k_{2r} 取 20。 f 取值方法为: 试验电机在 1 控制平面工作时极对数为 1, 基于此根据转速算得频率, 然后加上滑差频率得到 f_1 ; 试验电机在

表 1 FIM 的基波和谐波平面参数

参数项	值	参数项	值
功率/kW	3.50	额定频率/Hz	50
额定电压/V	220	极对数	1 或 2
定子电阻/ Ω	1.28	转动惯量	0.03
基波转子电阻/ Ω	0.465	2 次谐波转子电阻/ Ω	0.543
基波激磁电感/H	0.250 3	2 次谐波激磁电感/H	0.064 4
基波定子漏感/H	0.006 1	2 次谐波定子漏感/H	0.006 6
基波转子漏感/H	0.010 3	2 次谐波转子漏感/H	0.007 9

2 控制平面工作时极对数为 2, 基于此根据转速算得频率, 然后加上滑差频率得到 f_2 。

对 FIM 加载 15 N·m, 选取 1 对极向 2 对极变极, 变极过程为 1 s, 在图中以虚线方框圈出, 虚线圆框为变极结束后的波形。

图 8 为基于 PI 电流控制器的 FIM 电子变极的实验波形。由图 8a 基波平面和谐波平面的转矩电流 i_{q1s} 、 i_{q2s} 的波形可见, 在电子变极结束时 i_{q2s} 未达到参考值, i_{q1s} 未达到零值, 要在变极结束后延迟约 0.5 s, i_{q2s} 才稳定在参考值, i_{q1s} 才接近 0; 说明基于 PI 电流控制的转矩电流动态响应滞后, 不能按照给定的斜坡曲线和时间完成变极。转矩电流动态响应滞后, 进而导致相电流图 8b 变极结束后 0.5 s 时仍有较大波动, 且最大波动峰值约 14 A, 波动持续时间长, 使电机运行不平稳的时间延长; 由转速图 8c 可得变极结束后 0.5 s 时才接近稳定值 1 600 r/min, 在电子变极过程中转速波动值约有 160 r/min 左右。从图 8d 中可见电磁转矩的波动时间长, 在变极结束后 0.5 s 还未完全稳定在 15 N·m, 且波动峰值达到约 19.5 N·m, 转矩波动大且持续时间较长。

图 9 为基于所设计的 QPR 电流控制器的 FIM 试验波形。由图 9a 可见变极过程中转矩电流 i_{q1s} 和 i_{q2s} 的变化情况, i_{q1s} 和 i_{q2s} 整体变化过程比 PI 控制时更加平滑, 在变极的起始段和结束段 i_{q1s} 和 i_{q2s} 的超调更小, 在变极结束时刻 i_{q1s} 和 i_{q2s} 几乎无延迟地稳定在参考值, 相较于 PI 控制的转矩电流达到稳态要延迟 0.5 s, 其动态响应快 33%; 且在变极全过程中过渡平滑超调小, 有效削弱电机的抖动问题。由图 9b 可得, 相电流在变极结束时刻, 即达到稳定值, 波

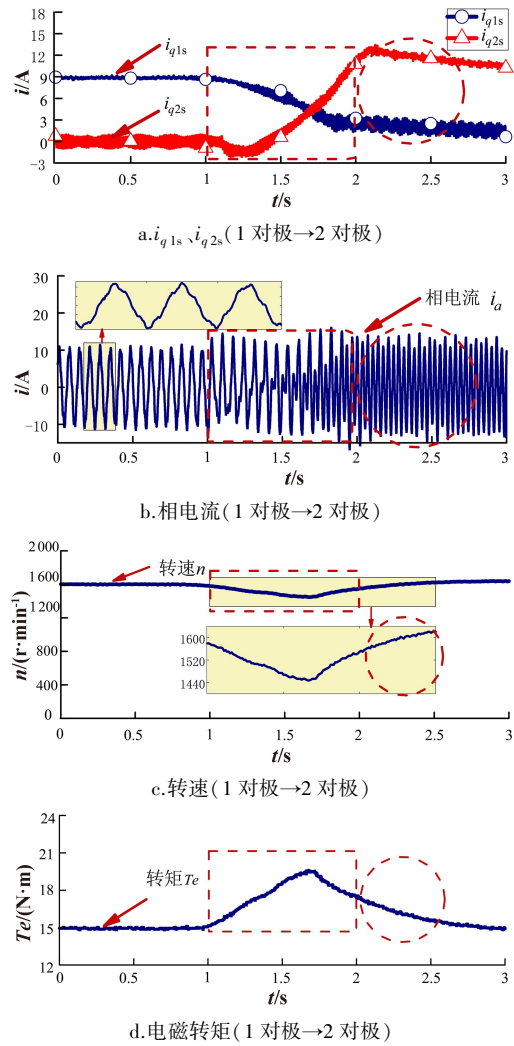


图 8 基于 PI 电流控制器的电子变极波形

动峰值 11.5 A, 明显低于 PI 电流控制的波动峰值 14 A, 相较于 PI 控制变极相电流峰值波动小约 25%; 由图 9c 转速及其局部放大图可得, 变极结束时刻转速即可稳定在 1 600 r/min, 在电子变极过程中转速波动约为 80 r/min 左右, 相较于 PI 控制变极转速波动小 50%。从图 9d 中可得电磁转矩在变极结束时刻即可达到稳定值 15 N·m, 且波动峰值约 16.5 N·m, 小于 PI 电流控制的 19.5 N·m, 相较于 PI 控制变极转矩波动小 20%。由图 9 的数据可见, 采用设计的 QPR 电流控制器, 使 FIM 系统在电子变极过程中动态响应性明显提高, 转矩和转速波动明显减小, 转矩电流过渡平滑且超调小, 有效削弱了电机抖动。

通过对比图 8b 和图 9b 中稳态时相电流放大图可得, 采用所提 QPR 电流控制器, 在 1 对极稳态工作时相电流正弦性更好, 说明谐波抑制算法同时改善了电机的稳态运行性能, 同理在 2 对极稳态工作时同样有效, 提高了 FIM 在不同运行平面的稳态性能。

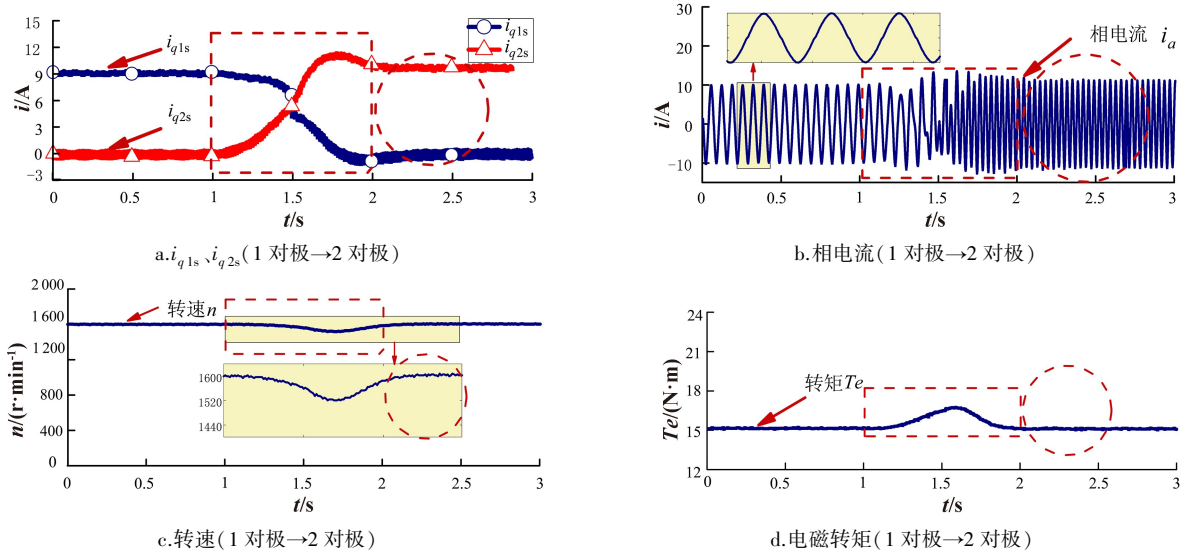


图 9 基于 QPR 电流控制器电子变极试验波形

4 结论

1) 在 FIM 电子变极过程中采用所设计的 QPR 电流控制器取代 PI 电流控制器,可明显提高转矩电流的动态响应性,有效降低转矩和转速波动,使变极过渡更加平滑。

2) 采用 2 段式 QPR 电流控制器可随着变极前

后电机频率的不同对 FIM 实施更加精准的控制,以及加入对应的谐波抑制算法,均可有效减小 FIM 在电子变极动态切换程中的抖动,另外谐波抑制算法改善了电机稳态时相电流的正弦性。

3) QPR 电流控制器基于静止坐标系,其算法更加简单,且适于电机的容错控制。接下来将开展基于 QPR 控制的多相感应电机电子变极容错技术研究。

参考文献:

[1] MALLAMPALLI S, ZHU Z Q, MIPO J C, et al. 48 V starter generator induction machine with pole changing windings[J]. Transactions on Industry Applications, 2020, 56(6): 324-337.

[2] 陶涛, 赵文祥, 程明, 等. 多相电机容错控制及其关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 316-326.

[3] BALOCH N, ATIQ S, KWON B A. Wound-field pole-changing vernier machine for electric vehicles[J]. IEEE Access, 2020(8): 91865-91875.

[4] LI F, CHAU K T, LIU C. Pole-changing flux-weakening DC-excited dual-memory machines for electric vehicles[J]. Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(1): 27-36.

[5] 刘海涛, 易新强, 王东, 等. FIM 缺相容错运行的全转矩范围效率优化控制策略[J]. 中国电机工程学报. 2020, 40(5): 1642-1653.

[6] GONZALEZ P I, DURAN M J, ACIEGO J J, et al. Model predictive control of six-phase induction motor drives using virtual voltage vectors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 27-37.

[7] 刘建林, 冯焱径, 李芳, 等. 电动汽车用可变磁通外转子轮毂直驱永磁电机研究[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2018, 49(10): 2462-2471.

[8] 马伟明, 王东, 程思为, 等. 高性能电机系统的共性基础科学问题与技术发展前沿[J]. 中国电机工程学报 2016, 36(8): 2025-2035.

[9] OSAMA M, LIPO T A. A new inverter control scheme for Induction motor drives requiring wide speed range[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(4): 938-944.

[10] OSAMA M, LIPO T A. Modeling and analysis of a wide-speed-range induction motor drive based on electronic pole changing[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(5): 1177-1184.

[11] 钱罗奋. 一种新的交流电机换相变极法- $2\Delta/3\Delta$ 变极[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(3): 120-125.

[12] GE B, SUN D, WU W, et al. Winding design, modeling, and control for pole-phase modulation induction motors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(2): 898-911.

- [4] 束仁龙,柳友荣.香港科技大学内部治理特点对内地新型大学治理的启示[J].重庆高教管理,2017(5):36-43.
- [5] PANDIT N R.The creation of theory:a recent application of the grounded theory method[J].Qualitative Report,1996,2(4):1-15.
- [6] 张宁,袁勤俭.用户视角下的学术社交网络信息质量影响因素研究——基于扎根理论方法[J].图书情报知识,2018(5):105-113.
- [7] 教育部.高等学校体育工作基本标准[EB/OL].(2014-06-12)[2021-04-01].http://www.moe.gov.cn/srcsite/A17/moe_938/s3273/201406/t20140612_171180.html.
- [8] 赵富学,程传银.体育学科核心素养的理论基础及结构要素研究[J].沈阳体育学院学报,2018,37(6):104-112.
- [9] 刘卫军.跆拳道[M].北京:高等教育出版社,2016.
- [10] 刘宏伟.跆拳道[M].北京:高等教育出版社,2010.
- [11] 中国跆拳道协会.跆拳道品势晋升全书[M].北京:人民体育出版社,2009.
- [12] 王智慧.跆拳道品势晋升全书[M].北京:北京体育大学出版社,2009.

(上接第70页)

- [13] ERSHAD N F, MIRSALIM M, ALIABAD A D.Line-start permanent magnet motors:proper design for pole-changing starting method[J].IEEE Transactions on Electric Power Applications,2013,7(6):470-476.
- [14] UMESH B S, SIVAKUMAR K.Pole-phase modulated multiphase induction motor drive with reduced torque ripple and improved DC link utilization[J].IEEE Transactions on Power Electron,2017,32(10):7862-7869.
- [15] LIBBOS E, AGRAWAL B K S, TUNGARE S, et al.Loss minimization and maximum torque-per-ampere operation for variable-pole induct-ion machines[J].IEEE Transactions on Transportation Electrification,2020,6(3):1051-1064.
- [16] LATIF T, JAFFAR M Z M, HUSAIN I.Modeling and control of a 4-pole/8-pole induction motor for smooth torque production during elec-tronic pole changing[C]// 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).Detroit:IEEE,2020:11-15.
- [17] 杨家强,高健,黄进.多相感应电机指数响应电子变极方法研究[J].中国电机工程学报,2013,33(27):105-111.
- [18] YANG J Q, YIN R S, ZHANG X J.Exponential response electrical pole-changing method for a five-phase induction machine with a current sliding mode control strategy[J].Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering,2017,18(8):1151-1167.
- [19] AN Q T, ZHANG J Q, AN Q, et al.Quasi-proportional-resonant controller based adaptive position observer for sensorless control of PMSM drives under low carrier ratio[J].IEEE Transactions on Industry Electron,2020,67(4):2564-2573.
- [20] YE T, DAI N Y, LAM C S, et al.Analysis, design, and implementation of a quasi-proportional-resonant controller for a multi-functional capacitive-coupling grid-connected inverter[J].IEEE Transactions on Industry Applications,2016,52(5):4269-4280.
- [21] HERMAN L, PAPIĆ I, BLAZIĆ B A.proportional resonant current controller for selective harmonic compensation in a hybrid active power filter[J].IEEE Transactions on Power Del,2014,29(5):2055-2065.
- [22] GENG Y W, LAI Z, LI Y G, et al.Sensorless fault-tolerant control strategy of six-phase induction machine based on harmonic suppression and sliding mode observer[J].IEEE Access,2019,7(6):110086-110102.
- [23] 罗德荣,陈自强,黄守道,等.PR控制器在永磁同步电机控制中的应用[J].湖南大学学报(自然科学版),2013,40(3):59-64.
- [24] TALHA M, MAKDA I A.Frequency-domain modeling and tustin discretization method based controlling of DC step-up chopper [C]// 2019 International Conference on Power Electronics and their Applications(ICPEA).Turkey:2019:1-5.