

基于自抗扰迭代学习控制的双定子磁场调制电机转矩脉动抑制策略^{*}

高云雷, 王玉彬, 黄 瑛

[中国石油大学(华东) 新能源学院, 山东 青岛 266580]

摘 要: 与传统单层气隙电机相比, 双定子磁场调制(FMDS)电机存在较大的转矩脉动。转矩脉动随转子位置的变化而周期性变化, 从而导致速度脉动。针对周期性转矩脉动、快速性与超调性的矛盾以及外部不确定干扰的存在, 提出一种基于自抗扰迭代学习(ILC-ADRC)的转速外环控制器。通过设定期望转速的过渡过程, 避免了阶跃输入引起过大转速超调, 降低了迭代学习的初始条件要求。设计线性扩张状态观测器(LESO)以简化参数调节。加入过去周期性的转速误差信息, 以补偿转矩脉动。最后, 利用状态误差反馈控制律生成控制信号。仿真结果表明, 该系统响应快速、无超调, 有效地降低了电机的转矩脉动。

关键词: 磁场调制; 转矩脉动; 迭代学习控制; 自抗扰控制

中图分类号: TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)06-0010-07

doi: 10.12177/emca.2021.017

Torque Ripple Suppression Strategy of Field-Modulation Double-Stator Motor Based on ILC-ADRC^{*}

GAO Yunlei, WANG Yubin, HUANG Ying

[College of New Energy, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China]

Abstract: Compared with the traditional single layer air-gap motors, larger parasitic torque ripple exists in field-modulation double-stator (FMDS) motor. The torque ripple varies periodically with rotor position, which leads to speed ripple. For the existence of periodic torque ripple, the contradiction between response and overshoot, and the presence of external uncertain disturbances, a novel outer-loop speed controller based on iterative learning control and active disturbance rejection control (ILC-ADRC) is proposed. By arranging the transition process of expected speed, the excessive overshoot of speed caused by stepped input is avoided, and the initial condition requirements of iterative learning are reduced. A linear expanded state observer (LESO) is designed to simplify parameter adjustment. The past periodic rotational speed error information is added to compensate the torque ripple. Finally, the state error feedback controller is used to generate control signals. The simulation results show that the system responds quickly without overshoot, and the torque ripple of the motor is effectively reduced.

Key words: field-modulation; torque ripple; iterative learning control (ILC); active disturbance rejection control (ADRC)

收稿日期: 2021-02-01; 收到修改稿日期: 2021-03-18

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51777216)

作者简介: 高云雷(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为特种电机控制。

王玉彬(1974—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为特种电机的设计、分析与控制。(通信作者)

黄 瑛(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为特种电机设计与分析。

0 引言

磁场调制电机因具有低速、大转矩的特性,在风力发电、电动汽车等领域得到了广泛的应用^[1-4]。由于固有的结构和工作原理,在带来大转矩的同时,也不可避免地带来了较高的转矩脉动。

一般而言,解决转矩脉动的方法有 2 大类型^[5-6]:(1)改进电机的设计,如斜槽、斜极,不同齿槽数的配合,改善绕组的分布等。侧重优化电机参数,是一种减少转矩脉动现象的方法。(2)控制策略的实现,采用有效的控制方法,改善反电动势或电流波形来抑制转矩脉动。对于本文研究的场调制双定子电机,优化其结构参数后,空载电动势的偶次谐波仍然严重,导致转矩脉动变大。为了解决这些主要问题,特别是在各种高精度伺服控制系统中,需要进一步探索一种合适的控制方法,以减少由齿槽转矩和非正弦反电动势引起的周期性转矩脉动。目前,PID 控制器广泛应用于电机调速系统的设计中,具有结构简单、稳定性好等优点^[7-8]。然而,闭环动态品质对 PID 增益变化太敏感。因此,当被控对象处于经常变化的工况时,PID 参数也要随之改变。另外,快速性、超调性和稳定性三者之间也存在着不可避免的矛盾。

自抗扰控制(ADRC)是一种不依赖被控对象数学模型的改进型控制算法,将外界扰动和系统内部未建模扰动统一为集总扰动,对集总扰动进行估计并给与补偿,较好地解决了快速性和超调性的矛盾^[9-10]。将ADRC作为转速外环,用于永磁同步电机(PMSM)时,实现了转速响应快速、无超调的良好控制效果^[11-12]。然而,ADRC中简单观测模块很难有效地抵制寄生转矩所引起的扰动。因此,对于磁场调制这类电机中转矩脉动抑制效果并不明显。解决这一问题的一种有效方法是迭代学习控制(ILC)^[13-14]。ILC可以利用过去的控制输入和跟踪误差,修正某种重复运动的不理想控制信号,从而提高系统跟踪性能。传统的ILC中,需要许多完全重复的条件,如固定的时间间隔、相同的初始状态、相同的跟踪目标、相同的操作环境等。然而,在实际应用中,由于外部的未知干扰或负载的突然变化,传统迭代不变的条件往往会被破坏,这就阻碍了常规ILC的实际应用。

依据转矩/转速脉动的周期性,本文在 ADRC 的基础上引入 ILC,该控制策略有效补偿了双定子磁场调制(FMDS)电机的转矩脉动,改善了系统动态性能。为理论分析和设计磁场调制类电机的驱动控制系统提供了一种有效方法。

1 FMDS 电机的数学模型

图1为FMDS电机截面示意图,该电机由内外2个定子以及1个调磁环转子组成。FMDS电机的基本设计参数如表1所示。在FMDS电机中,原始的励磁磁动势和电枢磁动势在物理上是相互隔离的,基于磁场调制现象,调制后的励磁磁场和电枢反应磁场在内外气隙中均具有丰富的谐波。在相同的极对数和电角速度下,这些谐波会相互作用,输出稳定的电磁转矩^[15]。

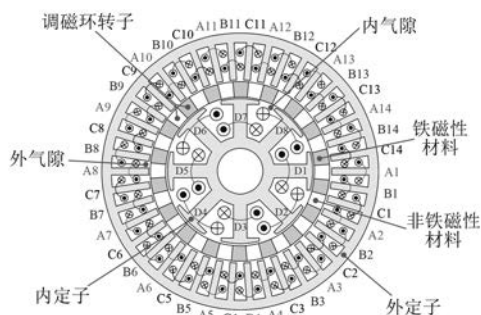


图 1 FMDS 电机截面示意图

表 1 FMDS 电机的基本设计参数

参数名称	参数值
外定子齿数	42
内定子齿数	8
励磁绕组极对数	4
电枢绕组极对数	14
调磁块个数	18
外定子外径/mm	145.0
外定子内径/mm	95.6
内定子外径/mm	78.0
内定子内径/mm	36.0
转子外径/mm	94.6
转子内径/mm	79.0
定子厚度/mm	60.0
内气隙长度/mm	0.5
外气隙长度/mm	0.5
额定转矩/(N·m)	4
额定转速/(r·min ⁻¹)	167
相数	3

FMDS 电机的动态非线性数学模型包括三相电压方程、转矩方程、机械运动方程。

其中,电压方程为

$$i_a = \frac{\int (U_a - i_a R_a - e_a) dt}{L_a} - \frac{M_{ab} i_b + M_{ac} i_c}{L_a} \quad (1)$$

$$i_b = \frac{\int (U_b - i_b R_b - e_b) dt}{L_b} - \frac{M_{ab} i_a + M_{bc} i_c}{L_b} \quad (2)$$

$$i_c = \frac{\int (U_c - i_c R_c - e_c) dt}{L_c} - \frac{M_{ac} i_a + M_{bc} i_b}{L_c} \quad (3)$$

式中: U_p 、 i_p 、 R_p 分别为 p 相 (p 对应 a、b、c 三相) 绕组的端电压、相电流、相电阻; e_p 为 p 相绕组的空载反电动势, L_p 为外定子 p 相绕组自感; M 为两相绕组间互感。

转矩方程为

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} + T_{\text{cog}} \quad (4)$$

式中: T_e 为电磁转矩; ω_r 为调磁环转子机械角速度; T_{cog} 为齿槽转矩。

机械运动方程为

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_l \quad (5)$$

式中: J 、 B 、 T_l 分别为系统转动惯量、摩擦系数、负载转矩。

2 转速脉动分析

由于 FMDS 电机特殊的结构, 内、外气隙谐波磁场中含有丰富的谐波成分, 进而导致非正弦反电动势。当通入正弦电枢电流时, 会产生比较严重的转矩脉动。abc 坐标系下反电动势的正序分量 $u_{abc(1)}$ 和负序分量 $u_{abc(2)}$ 可分别表示为

$$u_{abc(1)} = \begin{bmatrix} \sum_{k_1=0}^{\infty} u_{k_1} \sin(k_1 \omega t - \theta_1) \\ \sum_{k_1=0}^{\infty} u_{k_1} \sin\left(k_1 \omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta_1\right) \\ \sum_{k_1=0}^{\infty} u_{k_1} \sin\left(k_1 \omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta_1\right) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$u_{abc(2)} = \begin{bmatrix} \sum_{k_2=0}^{\infty} u_{k_2} \sin(k_2 \omega t - \theta_1) \\ \sum_{k_2=0}^{\infty} u_{k_2} \sin\left(k_2 \omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta_1\right) \\ \sum_{k_2=0}^{\infty} u_{k_2} \sin\left(k_2 \omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta_1\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

变换到 dq 坐标系下, 反电动势的正序分量 $u_{dq(1)}$ 和负序分量 $u_{dq(2)}$ 分别为

$$u_{dq(1)} = \left[\sum_{k_1=0}^{\infty} u_{k_1} \sin[(k_1 - 1)\omega t - \theta_1] - \sum_{k_1=0}^{\infty} u_{k_1} \cos[(k_1 - 1)\omega t - \theta_1] \right] \quad (8)$$

$$u_{dq(2)} = \left[\sum_{k_2=0}^{\infty} u_{k_2} \sin[(k_2 + 1)\omega t - \theta_1] - \sum_{k_2=0}^{\infty} u_{k_2} \cos[(k_2 + 1)\omega t - \theta_1] \right] \quad (9)$$

由此可知, 将 abc 坐标系下的反电动势谐波分量变换到 dq 坐标系中, 第 k 次正序分量将变成 dq 坐标系中的第 $k-1$ 次分量, 第 k 次负序分量将变成 dq 坐标系中的第 $k+1$ 次分量。因此, 在 dq 坐标系中, 相应的转矩谐波将以某一次数的倍数出现, 即可表示为

$$T_{\text{eh}}(\theta_m) = \sum_{k=1}^{\infty} T_{\text{ehk}} \sin\left(\frac{k}{N_r} \theta_e\right) \quad (10)$$

式中: θ_m 为转子的机械角度; θ_e 为电角度; $\theta_e = N_r \omega_r t = N_r \theta_m$; T_{ehk} 为傅里叶系数; N_r 为调磁环转子极对数。

另外, 内、外定子齿槽的存在, 使不同位置磁路上的磁阻存在差异, 气隙磁场在空间分布上出现锯齿波, 进而引起转矩脉动, 这部分转矩被称为齿槽转矩。根据文献[16]的分析, 齿槽转矩可以被建模为转子位置的函数, 该函数依赖于定子槽的数目和转子极对的数目:

$$T_{\text{cog}}(\theta_m) = \sum_{c=1}^{\infty} T_{\text{ck}} \sin\left(\frac{c}{N_r} k \theta_e\right) \quad (11)$$

式中: T_{ck} 为傅里叶系数; c 为定子齿数和转子极对数之间的最小公倍数。

由式(5)可得 FMDS 电机中调磁环转子机械角速度与电磁转矩之间的传递函数:

$$\omega(s) = \frac{T_m(s) - T_l(s)}{Js + B} \quad (12)$$

由此可知,转矩谐波将引起相同阶次的速度谐波:

$$T_e = T_{e0} + \sum_k T_{ek} \cos(k\theta_e - \varphi_{ek}) \quad (13)$$

$$\omega_r = \omega_{r0} + \sum_k \omega_{rk} \cos(k\theta_e - \varphi_{rk}) \quad (14)$$

式中: T_{e0} 为平均转矩; ω_{r0} 为平均转速; T_{ek} 和 φ_{ek} 分别为第 k 次转矩谐波的幅值和相角; ω_{rk} 和 φ_{rk} 分别为第 k 次转速谐波的幅值和相角。

联立式(5)、式(13)和式(14)可得:

$$T_{e0} - T_l = B\omega_{r0} \quad (15)$$

$$T_{ek} \cos(k\theta_e - \varphi_{rk}) = B\omega_{rk} \cos(k\theta_e - \varphi_{rk}) - kJPN_r \omega_{rk} \sin(k\theta_e - \varphi_{rk}) \quad (16)$$

对于式(16),考虑到 ω_r 近似等于 ω_{r0} ,等号右边可进一步表示为

$$\begin{aligned} B\omega_{rk} \cos(k\theta_e - \varphi_{rk}) - kJPN_r \omega_{rk} \sin(k\theta_e - \varphi_{rk}) &\approx \\ B\omega_{rk} \cos(k\theta_e - \varphi_{rk}) - kJPN_r \omega_{r0} \omega_{rk} \sin(k\theta_e - \varphi_{rk}) &\approx \\ \sqrt{(-kJPN_r \omega_{r0} \omega_{rk})^2 + (B\omega_{rk})^2} \cdot \\ \cos\left(k\theta_e - \varphi_{rk} + \arctan \frac{kJPN_r \omega_{r0}}{B}\right) &\quad (17) \end{aligned}$$

考虑到 B 比 $kJPN_r \omega_{r0}$ 小得多, ω_{rk} 比 ω_{r0} 小的多,式(16)可以简化为

$$\begin{aligned} T_{ek} \cos(k\theta_e - \varphi_{mk}) &\approx \\ kJPN_r \omega_{r0} \omega_{rk} \cos\left(k\theta_e - \varphi_{rk} + \arctan \frac{kJPN_r \omega_{r0}}{B}\right) &\quad (18) \end{aligned}$$

由此可知,转矩脉动与转速脉动二者均具有明显的周期性,并且第 k 次的转矩谐波幅值与转速谐波幅值成正比。

3 控制器的设计

由于 FMDS 电机本质上具有正弦空载反电动势波形,为了获得高性能驱动,本文选择矢量控制(FOC)作为主要控制策略。此时,根据电压方程、转矩方程以及机械运动方程整理后的状态方程为

$$\dot{i}_d = \frac{1}{L_d}(u_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \quad (19)$$

$$\dot{i}_q = \frac{1}{L_q}(u_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f) \quad (20)$$

$$\dot{\omega} = \frac{3N_r \psi_f}{2J} i_q - \frac{B\omega}{J} + \frac{T_{eh} + T_{cog} - T_l}{J} \quad (21)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为外定子 d 、 q 轴的电压; i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴上的定子电流; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴电感,由有限元分析可得, d 轴电感与 q 轴电感非常接近,即 $L_d = L_q = L$; ω_e 为电角速度, $\omega_e = N_r \omega_r$; ψ_f 是内定子励磁磁场与外定子电枢绕组交链形成的磁链。

图2为 FMDS 电机的调速系统框图,考虑到系统对电流环的实时性有较高的要求,电流环仍采用 PI 控制器。由式(21),可知速度环表示为一阶系统数学模型,因此,速度环采用一阶 ILC-ADRC。图3为所提出的 ILC-ADRC 结构框图,主要由微分跟踪控制器(TD)、线性扩张状态观测器(LESO)、ILC 和状态误差反馈控制律(SEF)4部分组成。

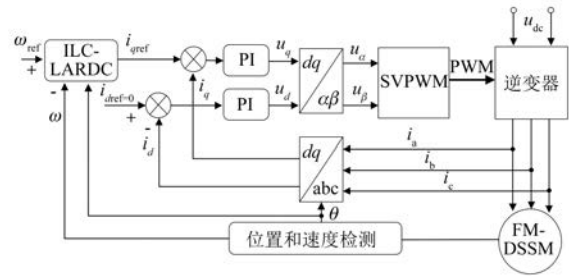


图2 FMDS 电机的调速系统

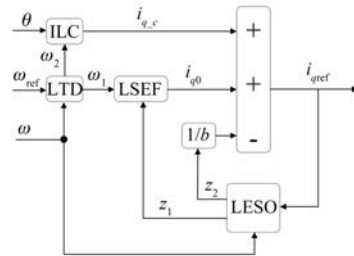


图3 ILC-ADRC 策略框图

传统的 PI 控制直接以电机的给定转速参考值与输出转速的差作为控制信号,造成了电机输出响应速度与超调之间的矛盾。为此,引入 TD,通过为参考给定值安排合理的过渡过程,可以实现输出转速的快速无超调响应。TD 的设计具体为

$$\begin{cases} \dot{\omega}_1 = -r_1 \sin \operatorname{sgn}(\omega_1 - \omega_{ref}, \delta) \\ \Delta \omega = \omega_{ref} - \omega \\ \dot{\omega}_2 = -r_2 \sin \operatorname{sgn}(\omega_2 - \Delta \omega, \delta) \end{cases} \quad (22)$$

式中: r 为速度因子, r 越大, 跟踪速度越快; δ 为 TD 的非线性系数; ω_1 为转速给定值 ω_{ref} 安排的过渡过程; ω_2 为转速误差 $\Delta\omega$ 安排的过渡过程;

$$\text{sinsgn}(A, \delta) = \begin{cases} 1, & A > \delta \\ \sin \frac{\pi A}{2\delta}, & |A| < \delta \\ -1, & A < -\delta \end{cases}$$

LESO 模块可以实时地对电机输出转速进行观测, 同时引入一个扩张状态对电机内部扰动和外部扰动进行实时观测, 线性状态观测器的设计具体为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1(z_1 - \omega) + bi_{q_{\text{ref}}} \\ \dot{z}_2 = -\beta_2(z_1 - \omega) \end{cases} \quad (23)$$

式中: z_1 为电机输出转速 ω 的实时观测值; z_2 为电机内部扰动和外部扰动的实时估计值; β_1, β_2 为可调节参数, 其可通过扩张状态观测器带宽进行整定。

ILC 是一种基于先前存储的控制输出信息和当前误差信息的误差校正算法。在 ILC 模块中, 选择 P 型 ILC, 由 PCF 和 CCF2 部分循环反馈构成, 实现简单且在 CCF 的镇定作用下, PCF 可期望快速实现跟踪任务, 有效提高系统跟踪性能。由式(18)可知, 转矩脉动源可以从转子转速中实时观测到, 因此, 可以利用转速误差信息来抑制转矩脉动, 建立基于转子位置角度的迭代学习率。其中, 迭代学习率为

$$i_{q_{-c}, k+1}(\theta) = (1 - \alpha)i_{q_{-c}, k}(\theta) + G_p \omega_{2, k} + G_c \omega_{2, k+1} \quad (24)$$

式中: k 为迭代次数, $i_{q_{-c}, k+1}(\theta)$ 为 ILC 输出 q 轴的补偿电流; $\omega_{2, k}, \omega_{2, k+1}$ 分别为第 $k, k+1$ 个迭代周期的转速误差; G_p, G_c 分别为 $\omega_{2, k}, \omega_{2, k+1}$ 的学习增益, G_p 较小将导致学习收敛速度较慢, G_p 过大将破坏学习收敛条件, 而当存在时滞时, G_c 过大将导致振荡响应; α 为遗忘因子, $0 < \alpha \leq 1$, 在实现过程中引入了遗忘因子, 避免信号中的噪声和非周期性成分的累加, 提高了系统的鲁棒性和抗干扰性能。

SEF 以转速的平方差作为反馈控制量, 通过对误差进行放大, 加快输出转速 ω 对给定值的跟踪, 进而加快系统的响应速度。同时根据 LESO 对系统内扰和外扰的实时估计值对系统进行实时

补偿, 从而提升系统的抗干扰能力。SEF 的设计具体为

$$\begin{cases} i_{q0} = g(\omega_1^2 - z_1^2) \\ i_{q_{\text{ref}}} = i_{q0} + i_{q_{-c}} - z_2/b \end{cases} \quad (25)$$

式中: b 为补偿系数, 其取值会影响系统的动态性能; g 为误差反馈系数。

当 b 增大时, ILC-ADRC 的补偿强度减弱, 系统动态性能降低。而当 b 减小时, 补偿强度加强, 系统动态性能提高。因此, 选取合适的参数 b 对 ILC-ADRC 控制性能的实现也很重要。

4 仿真及分析

为了验证 ILC-ADRC 对 FMDS 电机的控制效果, 首先利用电磁分析软件 JMAG 对 FMDS 电机进行有限元计算分析。

通过有限元计算分析得到 FMDS 电机在不同运行点下的空载反电动势、自感和互感等相关电磁参数, 同时得到不同转子位置下的齿槽转矩。结合式(1)~式(5)在 MATLAB/Simulink 平台下对 FMDS 电机进行建模, 并搭建基于 ILC-ADRC 的 FMDS 电机调速系统仿真模型。其中, 控制器主要参数如表 2 所示。

表 2 控制器主要参数

参数名称	参数值
r_1	20 000
r_2	2 000
δ	0.01
b_1	1 000
b_2	200 000
b	6 500
g	0.000 7
α	0.85
G_p	0.03
G_c	0.015
电流环 K_p	200
电流环 K_i	1 000

为了说明所提控制策略的有效性, 将其与传统的 PI 控制方法进行了比较。分析 FMDS 电机的稳态性能, 图 4~图 6 分别为额定工况 ($n = 167 \text{ r/min}$, $T_1 = 4 \text{ N}\cdot\text{m}$) 下 2 种策略的转速、转矩

和电流稳态仿真对比结果。在图 4 中,加入 ILC-ADRC 后,转速的脉动从 5 r/min 降低到了 2 r/min,转速波形更加平稳。图 5 给出了同时刻下的转矩波形,传统 PI 控制策略中,FMS 电机的转矩脉动较大。而在 ILC-ADRC 策略下,转矩的脉动从 0.8 N·m 降低到了 0.3 N·m,相应的转矩脉动系数 (TRF) 从 20% 降低到了 7.5%,明显降低了转矩脉动。同时,对比图 4(a) 和图 5(a) 可以发现,转速和转矩脉动呈现近似一致的周期性。图 6 为三相电流波形,可以注意到,在 ILC-ADRC 策略下,电流谐波成分增加,非正弦程度增加,由此可知,某些电流谐波的加入,与反电动势作用生成与干扰反向的转矩分量,抵消了部分转矩谐波。

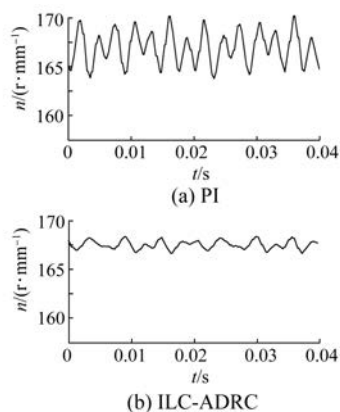


图 4 转速波形

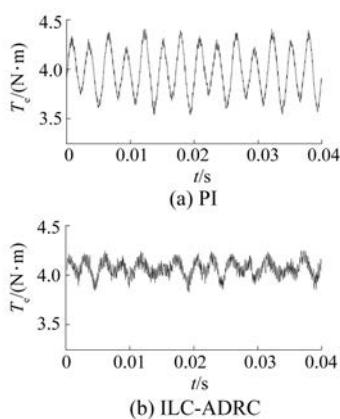


图 5 转矩波形

最后,为了验证系统的动态性能,图 7 和图 8 给出了转速、转矩波形变化,包括带载起动、转速突变以及负载突变。可以看出,在 FMS 电机起动时,选择合理的控制参数,PI 策略下的转速超调较小,然而在转速突变到额定转速时,超调量明

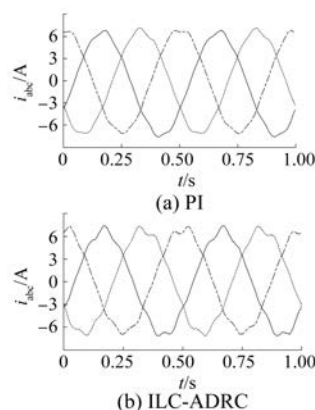


图 6 三相电流波形

显增大。相同的工况下,ILC-ADRC 策略下的转速均无超调,并能够在极短的时间内收敛到最优转矩脉动。另外,在负载发生突变时,ILC-ADRC 策略的抗干扰能力明显优于 PI 策略。

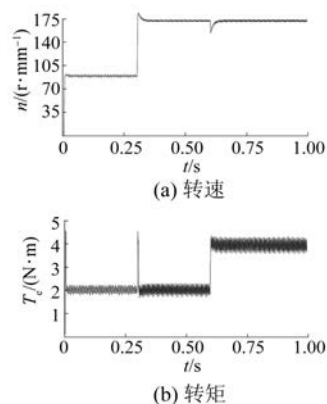


图 7 基于 PI 策略的动态仿真

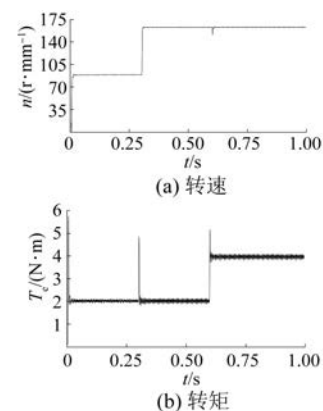


图 8 基于 ILC-ADRC 策略的动态仿真

5 结 语

本文提出并实现了一种 ILC-ADRC 的转矩脉

动抑制策略。与传统矢量控制相比,所提 ILC-ADRC 策略能够实现转速响应快速、无超调,且将转矩脉动从 20%降低到了 7.5%,有效抑制了转矩脉动。仿真结果验证了所提出 ILC-ADRC 控制策略的有效性。

【参考文献】

- [1] CHENG M, HAN P, HUA W. General airgap field modulation theory for electrical machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (8):6063.
- [2] ZHU Z Q, LIU Y. Analysis of air-gap field modulation and magnetic gearing effect in fractional-slot concentrated-winding permanent-magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5):3688.
- [3] LI X, SHEN F, YU S, et al. Flux-regulation principle and performance analysis of a novel axial partitioned stator hybrid-excitation flux-switching machine using parallel magnetic circuit [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020. doi: 10.1109/TIE.2020.3001807.
- [4] LI X, CHAU K T, CHENG M, et al. Performance analysis of a flux-concentrating field-modulated permanent-magnet machine for direct-drive applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(5). doi: 10.1109/TMAG.2014.2374553.
- [5] 王硕,康劲松,钟再敏,等.电动汽车用永磁同步电机转矩脉动抑制方法综述 [J]. 电源学报, 2016, 14(5):24.
- [6] 廖勇,甄帅,刘刃,等.用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31 (21):119.
- [7] TURSINI M, PARASILITI F, ZHANG D. Real-time gain tuning of PI controllers for high-performance PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(4):1018.
- [8] 王宏,于泳,徐殿国.永磁同步电动机位置伺服系统 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(7):155.
- [9] 韩京清.从 PID 技术到“自抗扰控制”技术 [J]. 控制工程, 2002(3):13.
- [10] 冯兴田,崔晓,马文忠,等.基于电网不平衡的三相 Vienna 整流器双闭环控制策略 [J/OL]. 电网技术: 2020 [2021-02-01]. doi: 10.13335/j.1000-3673.pst.2020.1221.
- [11] 唐彬彬,徐道明,吴若鹭.永磁同步电机自抗扰控制调速系统 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47(3):12.
- [12] 贾红敏,张立广,闫昱.基于改进自抗扰的永磁同步电机位置伺服系统 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47(10):33.
- [13] XU J X, PANDA S K, PAN Y J, et al. A modular control scheme for PMSM speed control with pulsating torque minimization [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(3):526.
- [14] ZHU X, XIANG Z, ZHANG C, et al. Co-reduction of torque ripple for outer rotor flux-switching PM motor using systematic multi-level design and control schemes [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2):1102.
- [15] WANG Y, XU W, ZHANG X, et al. Harmonic analysis of air gap magnetic field in flux-modulation double-stator electrical-excitation synchronous machine [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7):5302.
- [16] DOSIEK L, PILLAY P. Cogging torque reduction in permanent magnet machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(6):1565.

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