

感应电机磁链与转矩无差拍控制^{*}

李耀华, 陈桂鑫, 王孝宇, 刘子焜, 刘东梅, 任超
(长安大学汽车学院, 陕西 西安 710064)

摘要: 为了降低感应电机模型预测转矩控制(MPTC)系统的转矩脉动、进一步减小磁链脉动,提出一种磁链和转矩无差拍控制策略。仿真结果表明:磁链和转矩无差拍控制下,感应电机系统运行良好。与MPTC相比,所提策略的转矩脉动均方根差(RMSE)降低87.84%,磁链脉动RMSE降低97.83%,电流总谐波失真(THD)降低94.21%。与转矩无差拍模型预测控制相比,所提策略的转矩脉动略有增大,但磁链脉动RMSE降低96.77%,电流THD降低90.03%。实时性试验结果表明:磁链和转矩无差拍控制计算简单,实时性好,计算耗时为MPTC的4.79%、转矩无差拍模型预测控制的5.29%。

关键词: 感应电机;无差拍控制;转矩脉动;磁链脉动;模型预测转矩控制

中图分类号: TM346 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)10-0027-07

doi: 10.12177/emca.2022.093

Flux Linkage and Torque Deadbeat Control for Induction Motor^{*}

LI Yaohua, CHEN Guixin, WANG Xiaoyu, LIU Zikun, LIU Dongmei, REN Chao
(School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Abstract: In order to reduce torque ripple of induction motor model predictive torque control (MPTC) system and further reduce the flux ripple, a flux linkage and torque deadbeat control is proposed. The simulation results show that the induction motor system works properly under the flux linkage and torque deadbeat control. Compared with MPTC, the proposed strategy can decrease the root mean squared error (RMSE) of torque ripple by 87.84%, the RMSE of flux ripple by 97.83%, and the total harmonic distortion (THD) of current by 94.21%. And compared with torque deadbeat model predictive control, the torque ripple of the proposed strategy is increased slightly, but the RMSE of flux ripple is reduced by 96.77%, and the THD of current is reduced by 90.03%. The real-time experiment results show that the flux linkage and torque deadbeat control is simple to calculate and has good real-time performance. The calculation time is 4.79% of MPTC and 5.29% of torque deadbeat model predictive control.

Key words: induction motor; deadbeat control; torque ripple; flux ripple; model predictive torque control (MPTC)

0 引言

有限状态集模型预测控制(FCS-MPC)性能优越、控制灵活,是电机控制领域的研究热点^[1-2]。文献[3-5]将模型预测控制应用于感应电机,将逆变器的基本电压矢量遍历代入磁链和

转矩预测模型,基于成本函数选择最优电压矢量。模型预测转矩控制(MPTC)选择的电压矢量作用时间固定,可与无差拍控制结合,优化电压矢量作用时间,提高系统性能。文献[6-11]将转矩无差拍控制与MPTC结合,以减小转矩脉动,但该策略仅考虑转矩无差拍控制,磁链控制依然需要模型

收稿日期: 2022-03-07; 收到修改稿日期: 2022-08-07

^{*} 基金项目: 陕西省自然科学基金项目(2021JM-163);西安市碑林区科技计划项目(GX2252)

作者简介: 李耀华(1980—),男,博士,副教授,研究方向为电机电控与新能源汽车技术。

预测控制,并且系统要进行无差拍控制和模型预测控制,计算量较大。本文提出感应电机磁链和转矩无差拍控制,仿真和实时性试验表明,相比于MPTC和转矩无差拍模型预测控制,所提策略在控制性能和实时性上均具备优越性。

1 感应电机 MPTC

静止两相 α - β 坐标系下,以定子磁链矢量 ψ_s 和定子电流矢量 i_s 为状态变量,定子电压矢量 u_s 为输入变量,三相感应电机状态方程如下:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}_s \quad (1)$$

$$\text{式中: } \mathbf{x} = [\mathbf{i}_s \quad \psi_s]^T; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 1 \end{bmatrix}^T; \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r}{L_r} \right) + j\omega_r & \frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_s L_r} - j \frac{\omega_r}{L_s} \right) \\ -R_s & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{i}_s =$$

$i_{s\alpha} + j i_{s\beta}; \psi_s = \psi_{s\alpha} + j \psi_{s\beta}; \mathbf{u}_s = u_{s\alpha} + j u_{s\beta}; \sigma = (L_s L_r - L_m^2)/L_s L_r; \omega_r = p \omega_m; R_s, R_r$ 分别为定子电阻和转子电阻; L_s, L_r, L_m 分别为定子电感、转子电感、定转子互感; p 为电机极对数; ω_m, ω_r 分别为电机转子机械角速度、电角速度。

感应电机转子磁链矢量 ψ_r 和电机转矩 T_e 如下:

$$\psi_r = \frac{L_r}{L_m} \psi_s + \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) i_s \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_s \times i_s \quad (3)$$

采用一阶欧拉向前离散公式对式(1)离散化,则可得下一时刻定子电流矢量和定子磁链矢量预测模型如下:

$$\mathbf{i}_s(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \mathbf{i}_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \cdot$$

$$\left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[\frac{L_m}{L_r} \left(\frac{1}{\tau_\sigma} - j\omega_r \right) \psi_r(k) + \mathbf{u}_s(k) \right] \right\} \quad (4)$$

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) + T_s \mathbf{u}_s(k) - T_s R_s \mathbf{i}_s(k) \quad (5)$$

式中: $R_\sigma = R_s + R_r L_m^2/L_r^2$; $\tau_\sigma = \sigma L_s/R_\sigma$; T_s 为采样周期; $\mathbf{u}_s(k)$ 为逆变器电压矢量。

将下一时刻定子电流矢量和定子磁链矢量代入式(3),可得下一时刻转矩如下:

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} p \psi_s(k+1) \times i_s(k+1) \quad (6)$$

两电平三相逆变器可产生 7 个基本电压矢量,如式(7)所示。其中零电压矢量可由 000 或 111 两种开关状态生成,具体选择以开关次数最小为原则^[12]。

$$\mathbf{u}_s \in \{\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{u}_3, \mathbf{u}_4, \mathbf{u}_5, \mathbf{u}_6\} \quad (7)$$

基于当前时刻定子电流矢量、定子磁链矢量和转子磁链矢量,感应电机模型转矩控制系统将逆变器电压矢量遍历代入定子磁链矢量、定子电流矢量和转矩预测模型,则可得下一时刻定子磁链和转矩。

定义表征磁链和转矩控制性能的成本函数如下所示^[13]:

$$g = |T_e^* - T_e(k+1)| + \lambda |\psi_s^* - \psi_s(k+1)| \quad (8)$$

式中: T_e^*, ψ_s^* 分别为参考电磁转矩、参考定子磁链幅值; λ 为权重系数。

将磁链和转矩预测值代入式(8),并输出令成本函数最小的电压矢量,从而实现 MPTC。感应电机 MPTC 系统如图 1 所示。

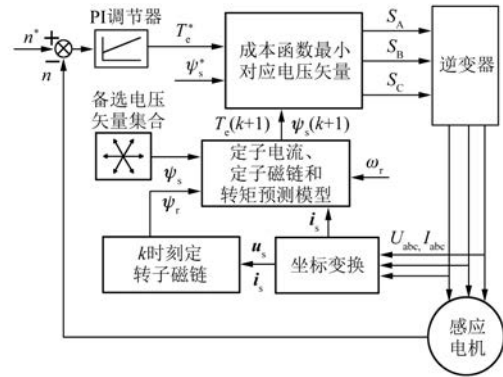


图 1 感应电机 MPTC 系统

2 转矩无差拍模型预测控制

由 MPTC 原理可知,系统通过成本函数定量评价 7 个电压矢量在一个采样周期对磁链和转矩的控制效果,并从这 7 个电压矢量中选择相对最优电压矢量,但这只是被动选择相对最优,并未根据系统期望值主动计算绝对最优。因此,可基于转矩误差优化电压矢量作用时间,计算得到理想占空比,实现转矩无差拍控制,从而减小转矩脉动。

将式(3)所示转矩方程对时间求导可得:

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3}{2}p \left(\frac{d\psi_s}{dt} \times i_s + \psi_s \times \frac{di_s}{dt} \right) \quad (9)$$

将式(1)所示的定子电流矢量和定子磁链矢量代入式(9)以替换等号右侧的微分项,并采用一阶欧拉向前公式将等号左侧的转矩导数离散化可得:

$$\begin{cases} \frac{T_e(k+1) - T_e(k)}{T_s} = a_u + a_0 \\ \text{其中,} \\ a_u = \frac{3}{2}p \left[u_{s\alpha} \left(i_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\beta} \right) + u_{s\beta} \left(\frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \right) \right] \\ a_0 = -\frac{3}{2}p \left[\frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r}{L_r} \right) \cdot (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) - \right. \\ \left. \omega_r (\psi_{s\alpha} i_{s\alpha} + \psi_{s\beta} i_{s\beta}) + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} (\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2) \right] \end{cases} \quad (10)$$

由于 a_u 含电压变量,将其作用时间设为 t_u 。对于每个采样时刻, a_0 为常数项,作用时间设置为 T_s ,可得:

$$T_e(k+1) - T_e(k) = T_s a_0 + t_u a_u \quad (11)$$

根据转矩无差拍原理,可得:

$$T_e(k+1) = T_e^*(k+1) \quad (12)$$

将当前时刻的转矩参考值近似为下一时刻转矩参考值,可得:

$$T_e^*(k) \approx T_e^*(k+1) \quad (13)$$

因此,实现转矩无差拍的电压矢量理想占空比如下:

$$d = \frac{T_e^*(k) - T_e(k) - T_s a_0}{a_u T_s} \quad (14)$$

将电压矢量遍历代入式(14),则可得到对应的理想占空比。如果计算得到占空比 d 小于 0,表明该电压矢量对转矩的增减效果与无差拍控制相反,应予以舍弃,不进行下一步模型预测控制计算。如果得到占空比 d 大于 1,表明该电压矢量在一个采样周期内无法实现转矩无差拍控制,令占空比为 1。这里需要指出:零电压矢量的作用时间必为采样周期,无需转矩无差拍控制计算占空比,直接令 d 等于 1。

由于转矩无差拍控制并未考虑磁链控制,且并不是所有的电压矢量都可实现转矩无差拍控制。因此,需要将占空比调整过的电压矢量代入

磁链和转矩预测模型,计算下一时刻的磁链和转矩预测值,通过如式(8)所示的成本函数选择最优的优化电压矢量。

感应电机转矩无差拍模型预测控制系统如图 2 所示。

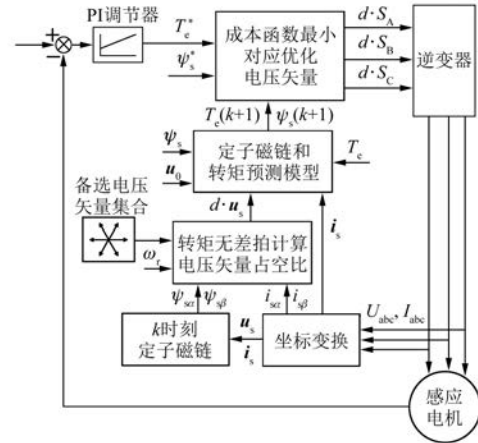


图2 感应电机转矩无差拍模型预测控制系统

3 磁链和转矩无差拍控制

由上文可知,转矩无差拍模型预测控制仅对转矩进行无差拍控制,磁链依然采用模型预测控制,使得磁链脉动较大。因此,下文提出感应电机磁链和转矩无差拍控制。

由式(5)可知,忽略定子电阻压降,定子磁链坐标系下,施加电压矢量 u_s 一个采样周期后,下一时刻的定子磁链矢量 ψ_s 如图3所示,其中 α 为施加电压矢量与定子 $\psi_s(k+1)$ 磁链矢量的夹角, $\Delta\theta_s$ 为定子磁链矢量角度的变化。

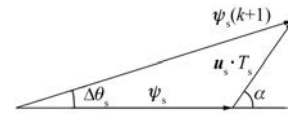


图3 电压矢量对定子磁链的影响

由图3可知,施加电压矢量引起的定子磁链矢量角度变化 $\Delta\theta_s$ 如下:

$$\Delta\theta_s = \arctan\left(\frac{u_s T_s \sin \alpha}{\psi_s + u_s T_s \cos \alpha}\right) \quad (15)$$

令 $q = u_s T_s / \psi_s$, 式(15)可简写为

$$\Delta\theta_s = \arctan\left(\frac{q \sin \alpha}{1 + q \cos \alpha}\right) \quad (16)$$

由于采样周期很小, q 值较小。当 $0^\circ < \alpha \leq 360^\circ$ 、 $0 < q \leq 0.03$ 时, $\Delta\theta_s$ 和 $\cos(\Delta\theta_s)$ 的变化如图 4 和图 5 所示。

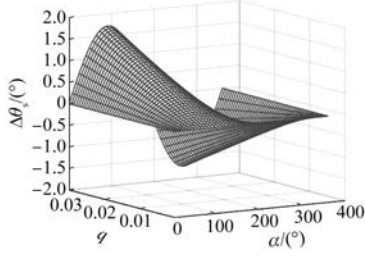


图 4 定子磁链矢量角度变化 $\Delta\theta_s$

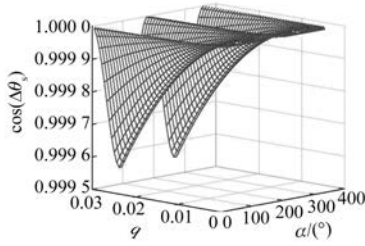


图 5 $\cos(\Delta\theta_s)$ 的变化

由图 4 和图 5 可知, 此时定子磁链矢量角度的变化较小, $\cos(\Delta\theta_s) \approx 1$ 。因此, 下一时刻定子磁链幅值可简化为

$$\psi_s(k+1) \approx \psi_s(k+1) \cos(\Delta\theta_s) \quad (17)$$

由图 3 可得:

$$\psi_s(k+1) \cos(\Delta\theta_s) = \psi_s(k) + u_s T_s \cos \alpha \quad (18)$$

设定子磁链矢量与静止坐标系 α 轴夹角为 α_ψ , 施加电压矢量与 α 轴夹角为 α_u , 则可得:

$$\alpha = \alpha_u - \alpha_\psi \quad (19)$$

由此可得:

$$u_s T_s \cos \alpha = u_s T_s \cos(\alpha_u - \alpha_\psi) = u_s T_s (\cos \alpha_u \cos \alpha_\psi + \sin \alpha_u \sin \alpha_\psi) \quad (20)$$

电压矢量和定子磁链矢量在静止坐标系 α - β 轴的分量如下:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = u_s \cos \alpha_u \\ u_{s\beta} = u_s \sin \alpha_u \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \psi_s \cos \alpha_\psi \\ \psi_{s\beta} = \psi_s \sin \alpha_\psi \end{cases} \quad (22)$$

将式(20)~式(22)代入式(18), 可得:

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) + T_s u_{s\alpha} \frac{\psi_{s\alpha}}{\psi_s} + T_s u_{s\beta} \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_s} \quad (23)$$

由磁链无差拍控制可知:

$$\psi_s^*(k+1) = \psi_s^*(k+1) \approx \psi_s^*(k) \quad (24)$$

由此可得:

$$\psi_s^*(k) = \psi_s(k) + T_s u_{s\alpha} \frac{\psi_{s\alpha}}{\psi_s} + T_s u_{s\beta} \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_s} \quad (25)$$

由上文转矩无差拍控制可得:

$$\begin{aligned} T_e^*(k) &= T_e(k+1) = \\ T_e(k) &+ T_s a_0 + T_s a_u = T_e(k) + T_s a_0 + \\ \frac{3}{2} p T_s &\left[u_{s\alpha} \left(i_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\beta} \right) + u_{s\beta} \left(\frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \right) \right] \end{aligned} \quad (26)$$

联立式(25)与式(26), 则可求得满足磁链和转矩无差拍控制的理想电压矢量在静止坐标系 β 轴分量 $u_{s\beta}$ 如下:

$$\begin{aligned} u_{s\beta} &= \\ \left[(\Delta T_e^* - T_s a_0) \psi_{s\alpha} - \frac{3}{2} p \left(i_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\beta} \right) \Delta \psi_s^* \psi_s \right] &/ \\ \left\{ \frac{3}{2} p T_s \left[\left(\frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \right) \psi_{s\alpha} - \left(i_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\beta} \right) \psi_{s\beta} \right] \right\} \end{aligned} \quad (27)$$

式中: $\Delta T_e^* = T_e^*(k) - T_e(k)$; $\Delta \psi_s^* = \psi_s^*(k) - \psi_s(k)$ 。

将 $u_{s\beta}$ 代入式(25), 则可求得理想电压矢量在静止坐标系 α 轴的分量 $u_{s\alpha}$ 如下:

$$u_{s\alpha} = \frac{\Delta \psi_s^* \psi_s - T_s u_{s\beta} \psi_{s\beta}}{T_s \psi_{s\alpha}} \quad (28)$$

在得到满足磁链和转矩无差拍控制的理想电压矢量后, 同样采用空间矢量调制技术生成。感应电机磁链和转矩无差拍控制系统如图 6 所示。

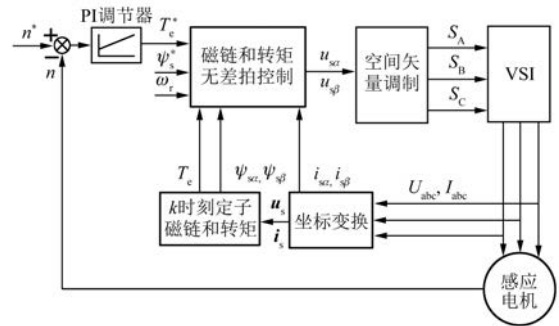


图 6 感应电机磁链和转矩无差拍控制系统

4 仿真实验

基于 MATLAB/Simulink 建立三相感应电机 MPTC/转矩无差拍模型预测控制与磁链和转矩无

差拍控制系统仿真模型。仿真模型为离散模型, 采样周期为 4×10^{-5} s, 对应采样频率为 25 kHz。初始参考转速为 1 480 r/min, 4 s 时阶跃至 -1 480 r/min, 负载转矩为 150 N·m, 2 s 时阶跃至 -150 N·m, 6 s 时阶跃至 150 N·m, 以实现电机系统四象限运行。仿真总时长为 8 s。为了防止电机启动电流过大, 设置定子磁链幅值小于 0.67 Wb 时, 电流大于 200 A 则输出零电压矢量 u_0 , 否则输出电压矢量 u_1 , 以实现电机软启动。对于 MPTC 和转矩无差拍模型预测控制采用的成本函数, 权重系数 λ 设置为 2 000。对于磁链和转矩无差拍控制, 当无差拍控制计算得到的理想电压矢量幅值超过空间矢量调制上限时, 设定电压矢量幅值为电压六边形内切圆半径 $\sqrt{3} U_{dc}/3$ 。电机仿真系统参数如表 1 所示^[14]。

表 1 电机仿真系统参数

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.035 5
转子电阻 R_r/Ω	0.020 9
等效定子电感 L_s/H	0.015 4
等效转子电感 L_r/H	0.015 4
等效励磁电感 L_m/H	0.015 1
极对数 p	2
额定电压/V	220
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 480
额定功率/kW	75
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	1.25
参考转矩上下限/(N·m)	[-531, 531]
参考定子磁链大小 ψ_s^*/Wb	0.71
转速环 PI 调节器 K_p	20
转速环 PI 调节器 K_i	35
直流母线电压 U_{dc}/V	582

感应电机 MPTC 仿真波形如图 7~图 10 所示。感应电机转矩无差拍模型预测控制仿真波形如图 11~图 14 所示。感应电机磁链和转矩无差拍控制仿真波形如图 15~图 18 所示。

定义转矩脉动均方根误差(RMSE)和磁链脉动 RMSE 如下:

$$T_{\text{rip_RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m (T_e - T_e^*)^2}{m}} \quad (29)$$

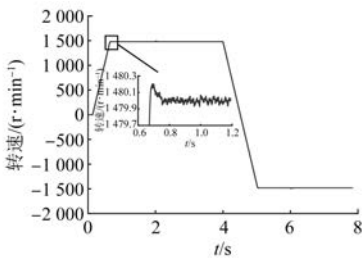


图 7 MPTC 下电机转速

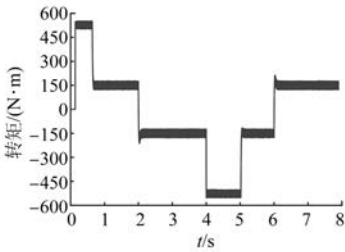


图 8 MPTC 下电机转矩

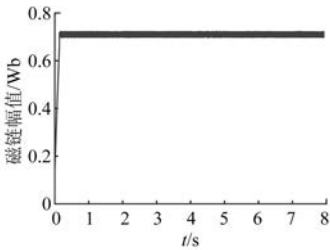


图 9 MPTC 下定子磁链幅值

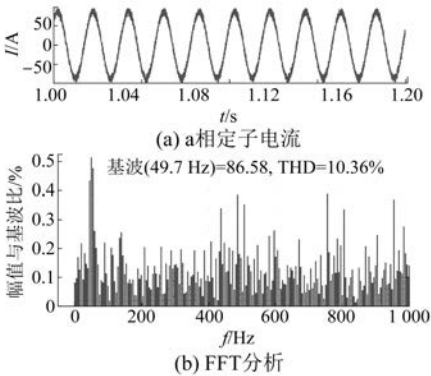


图 10 MPTC 下 a 相电流 FFT

$$\psi_{\text{rip_RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m (\psi_s - \psi_s^*)^2}{m}} \quad (30)$$

式中: m 为采样个数。

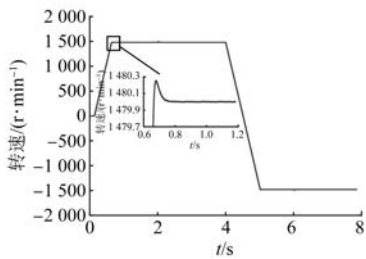


图 11 转矩无差拍模型预测控制下电机转速

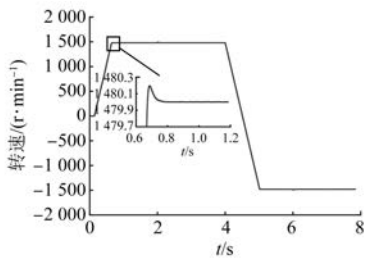


图 15 磁链和转矩无差拍控制下电机转速

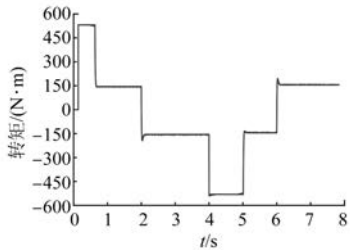


图 12 转矩无差拍模型预测控制下电机转矩

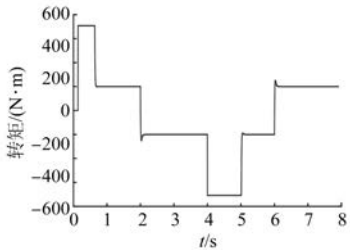


图 16 磁链和转矩无差拍控制下电机转矩

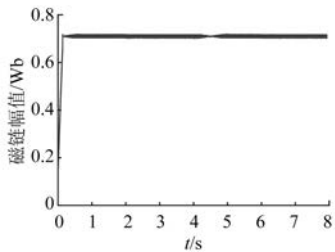


图 13 转矩无差拍模型预测控制下定子磁链幅值

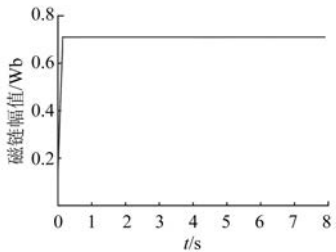


图 17 磁链和转矩无差拍控制下定子磁链幅值

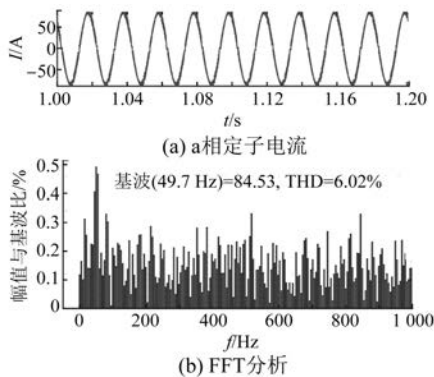


图 14 转矩无差拍模型预测控制下 a 相电流 FFT

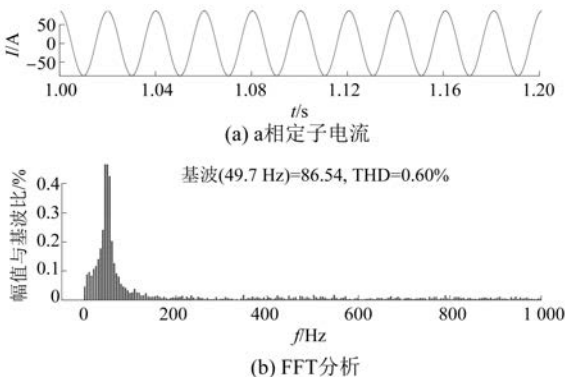


图 18 磁链和转矩无差拍控制 a 相电流 FFT

不同控制策略下,0.2~8 s(不含电机软启动)转矩脉动 RMSE、磁链脉动 RMSE 和定子电流总谐波失真(THD)如表 2 所示。

由仿真结果可知:

(1) MPTC、转矩无差拍模型预测控制与磁链和转矩无差拍控制下,电机系统均可实现四象限正常运行;

表 2 控制性能

控制策略	$T_{rip_RMSE}/(N \cdot m)$	ψ_{rip_RMSE}/Wb	THD/%
MPTC	11.760 6	0.004 6	10.36
转矩无差拍模型预测控制	1.339 8	0.003 1	6.02
磁链和转矩无差拍控制	1.429 6	0.000 1	0.60

(2) 相较于 MPTC,转矩无差拍模型预测控制可降低转矩脉动和磁链脉动,转矩脉动 RMSE 降低 88.61%,磁链脉动 RMSE 降低 32.61%,电流 THD 降低 41.89%;

(3) 相较于 MPTC,磁链和转矩无差拍控制可显著降低转矩脉动和磁链脉动,转矩脉动 RMSE 降低 87.84%,磁链脉动 RMSE 降低 97.83%,电流 THD 降低 94.21%。与转矩无差拍模型预测控制相比,转矩脉动略有增大,但磁链脉动显著降低,磁链脉动 RMSE 降低 96.77%,电流 THD 降低 90.03%。

5 实时性验证

为了验证不同控制策略的实时性,基于 STM32H7 单片机平台对 MPTC、转矩无差拍模型预测控制、磁链和转矩无差拍控制进行单步实时性验证。不同控制策略的实时性验证测试用例参数如表 3 所示。

表 3 测试用例参数

控制策略	参数名称	参数值	参数名称	参数值
MPTC	$\psi_{s\alpha}/Wb$	-0.659 7	$T_e/(N \cdot m)$	-155.247 7
	$\psi_{s\beta}/Wb$	-0.253 9	$T_e^*/(N \cdot m)$	-151.146 9
	ψ_{ra}/Wb	-0.669 0	$i_{s\alpha}/A$	-7.888 7
	$\psi_{r\beta}/Wb$	-0.310 6	$i_{s\beta}/A$	75.411 8
	ψ_s^*/Wb	0.710 0	ω_r/rad^{-1}	309.972 8
转矩无差拍模型预测控制	$\psi_{s\alpha}/Wb$	-0.218 7	$T_e/(N \cdot m)$	-148.809 8
	$\psi_{s\beta}/Wb$	-0.671 2	$T_e^*/(N \cdot m)$	-149.937 6
	ψ_{ra}/Wb	-0.182 7	$i_{s\alpha}/A$	-60.304 2
	$\psi_{r\beta}/Wb$	-0.714 4	$i_{s\beta}/A$	41.741 8
	ψ_s^*/Wb	0.710 0	ω_r/rad^{-1}	309.974 5
磁链和转矩无差拍控制	$\psi_{s\alpha}/Wb$	-0.016 2	$T_e/(N \cdot m)$	-151.876 7
	$\psi_{s\beta}/Wb$	-0.709 6	$T_e^*/(N \cdot m)$	-151.599 3
	ψ_{ra}/Wb	0.032 5	$i_{s\alpha}/A$	-72.448 6
	$\psi_{r\beta}/Wb$	-0.692 6	$i_{s\beta}/A$	-48.357 7
	ψ_s^*/Wb	0.710 0	ω_r/rad^{-1}	309.974 6

对以上 3 种控制策略进行单步运算循环 8 万次,不同算法执行时间如表 4 所示。

表 4 算法程序运行时间

控制策略	耗时/ms
MPTC	142.02
转矩无差拍模型预测控制	128.62
磁链和转矩无差拍控制	6.80

由表 4 可知,MPTC 计算耗时最多,转矩无差拍模型预测控制次之,磁链和转矩无差拍控制计算耗时最少,为 MPTC 的 4.79%、转矩无差拍模型预测控制的 5.29%。

6 结 语

(1) MPTC、转矩无差拍模型预测控制、磁链和转矩无差拍控制下,感应电机系统均可实现四象限正常运行。

(2) 相比于 MPTC 和转矩无差拍模型预测控制,磁链和转矩无差拍控制可显著降低转矩脉动和磁链脉动。

(3) 磁链和转矩无差拍控制计算简单,实时性好。与 MPTC 相比,计算耗时减少 95.21%,与转矩无差拍模型预测控制相比,计算耗时减少 94.71%。

【参考文献】

[1] KOURO S,PEREZ M A,RODRIGUEZ J,et al. Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine,2015,9(4): 8.

[2] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: advances and trends [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2017,64(2): 935.

[3] MIRANDA H,CORTES P,YUZ J I,et al. Predictive torque control of induction machines based on state-space models [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(6): 1916.

[4] 阮智勇,宋文祥,朱洪志. 异步电机模型预测直接转矩控制方法 [J]. 电工电能新技术,2014,33(4): 16.

[5] 张永昌,杨海涛. 异步电机无速度传感器模型预测控制 [J]. 中国电机工程学报,2014,34(15): 2422.

[6] 徐艳平,周钦,雷亚洲,等. 永磁同步电机改进占空比模型预测转矩控制方法 [J]. 电气传动,2017,47(5): 14.

(下转第 67 页)