

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

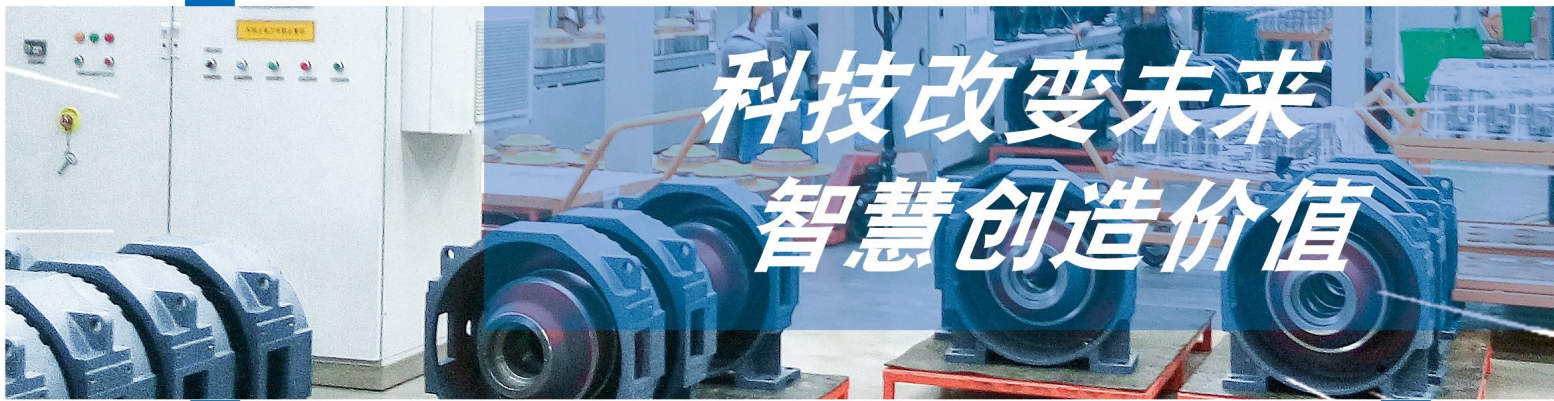
李耀华, 陈桂鑫, 王孝宇, 刘子焜, 刘东梅, 任超.
基于占空比调制的感应电机直接转矩控制与模型预测转矩控制研究.
电机与控制应用, 2021, 48(12):7.



SEARI
上電科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn
掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



科技改变未来
智慧创造价值

· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号 手机: 18918357509 电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904 邮箱: wangcj@seari.com.cn

基于占空比调制的感应电机直接转矩控制与模型预测转矩控制研究*

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: 建立了感应电机直接转矩控制(DTC)系统、模型预测转矩控制(MPTC)系统、基于占空比调制的DTC和MPTC系统仿真模型,并对四种控制策略进行仿真对比。仿真结果表明:控制性能上,基于占空比调制的MPTC>MPTC>基于占空比调制的DTC>DTC。通过转矩无差拍控制对电压矢量占空比优化调制,可有效减小转矩脉动,提高控制性能。

关键词: 感应电机; 直接转矩控制; 模型预测转矩控制; 转矩无差拍控制; 占空比调制
中图分类号: TM 346 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2021)12-0007-07
doi: 10.12177/emca.2021.121

Direct Torque Control and Model Predictive Torque Control of Induction Motors Based on Duty Cycle Modulation*

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

Abstract: The four simulation models of induction motor direct torque control (DTC) system, model predictive torque control (MPTC) system, the DTC system based on duty cycle modulation and the MPTC system based on duty cycle modulation are established. The comparisons of different control strategies are carried. Simulation results show that in terms of control performances, the MPTC based on duty cycle modulation>the MPTC>the DTC based on duty cycle modulation>the DTC. The duty cycle modulation based on torque deadbeat control can not only optimize the duty cycle of voltage vector, but also decrease torque ripple and improve control performance.

Key words: induction motor; direct torque control (DTC); model predictive torque control (MPTC); torque deadbeat control; duty cycle modulation

0 引言

直接转矩控制(DTC)采用滞环控制器和开关表对电机磁链和转矩进行定性增减控制,结构简单,动态响应速度快,但由于控制简单粗放,存在转矩脉动较大的问题^[1-4]。近年来,模型预测转矩控制(MPTC)将逆变器所有开关状态遍历代入预测模型,得到未来时刻的磁链和转矩预测值,以成本函数作为评价指标,输出令成本函数最小开

关状态,定量选择最优电压矢量,受到高度关注^[5-10]。

与DTC的定性控制相比,MPTC定量比较备选电压矢量集中所有电压矢量的控制性能,从中选择最优电压矢量,性能有所改善^[11]。但与DTC相同,模型预测控制输出的电压矢量作用时间固定,占空比为1,导致磁链和转矩脉动依然较大。因此,DTC和MPTC输出电压矢量占空比都存在进一步优化的空间。文献[12-17]使用模糊

收稿日期: 2021-09-15; 收到修改稿日期: 2021-10-15

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51207012); 陕西省自然科学基金项目(2021JM-163)

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。

控制对电压矢量占空比进行调节,从而减小转矩脉动。但模糊控制隶属度函数的设计和模糊控制的制定等需要先验经验。无差拍控制可通过预测模型精确计算得出使控制变量达到参考值所需的作用时间,实现电压矢量占空比最优化^[18-20]。因此,将 DTC 及 MPTC 与无差拍控制结合,在确定电压矢量后,对电压矢量占空比优化调制,进一步减小磁链和转矩脉动就成为研究热点。

本文基于转矩无差拍策略对感应电机 DTC 和 MPTC 输出电压矢量的占空比进行调制,并对 DTC、MPTC、基于占空比调制的 DTC 和 MPTC 进行仿真对比。仿真结果表明:通过转矩无差拍控制,可实现对 DTC 和 MPTC 输出电压矢量占空比的调制,从而进一步减小转矩脉动,提升控制性能。

1 感应电机 DTC

感应电机 DTC 系统根据定子磁链位置、磁链和转矩比较器的输出信号,由开关表唯一确定输出电压矢量,实现对磁链和转矩的定性控制,如图 1 所示。

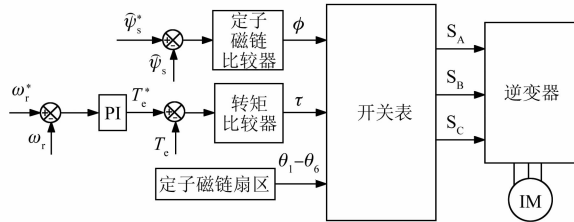


图 1 感应电机 DTC 系统

感应电机 DTC 系统开关表如表 1 所示,其中 ϕ 和 τ 为磁链和转矩滞环比较器输出信号, $\theta_1 - \theta_6$ 为定子磁链扇区信号, $u_1 - u_6$ 为逆变器输出电压矢量。

表 1 感应电机 DTC 系统开关表

| ϕ | τ | θ_1 | θ_2 | θ_3 | θ_4 | θ_5 | θ_6 |
|--------|--------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| 1 | 1 | u_2 | u_3 | u_4 | u_5 | u_6 | u_1 |
| 1 | 0 | u_6 | u_1 | u_2 | u_3 | u_4 | u_5 |
| 0 | 1 | u_3 | u_4 | u_5 | u_6 | u_1 | u_2 |
| 0 | 0 | u_5 | u_6 | u_1 | u_2 | u_3 | u_4 |

基于 MATLAB/Simulink 建立三相感应电机 DTC 仿真模型。仿真模型为离散模型,采样周期

为 5×10^{-5} s,对应采样频率为 20 kHz。参考定子磁链幅值为 0.71 Wb。参考转速初始为 2 772 r/min,4 s 时阶跃至 -2 772 r/min,负载转矩为 $2.5 \text{ N}\cdot\text{m}$,2 s 阶跃至 $-2.5 \text{ N}\cdot\text{m}$,6 s 阶跃至 $2.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。仿真总时长为 8 s。为了防止电机起动电流过大,若定子磁链幅值小于 0.65 Wb,电流大于 6.5 A,输出零电压矢量,否则输出电压矢量 u_1 ,以实现电机软起动。感应电机 DTC 系统仿真参数如表 2 所示。

表 2 感应电机 DTC 系统仿真参数

| 参数名称 | 参数值 |
|-------------------------------------|---------------|
| 定子电阻 R_s/Ω | 2.68 |
| 转子电阻 R_r/Ω | 2.13 |
| 等效定子电感 L_s/H | 0.283 4 |
| 等效转子电感 L_r/H | 0.283 4 |
| 等效励磁电感 L_m/H | 0.275 1 |
| 极对数 p | 1 |
| 转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$ | 0.005 |
| 参考转矩上下限 $(\text{N}\cdot\text{m})$ | $[-7.5, 7.5]$ |
| 转速环 PI 调节器 K_p | 0.06 |
| 转矩环 PI 调节器 K_i | 0.15 |
| 直流母线电压 U_{dc}/V | 582 |

感应电机 DTC 系统仿真波形如图 2~图 5 所示。

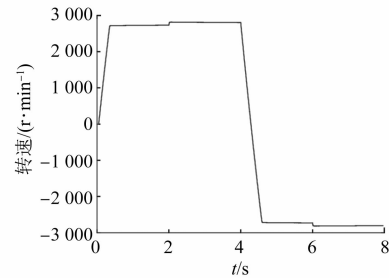


图 2 DTC 下电机转速

定义转矩脉动均方根误差 (RMSE) 和磁链脉动 RMSE 如下:

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

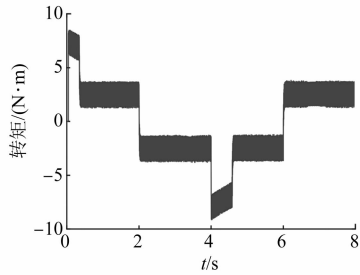


图3 DTC 下电磁转矩

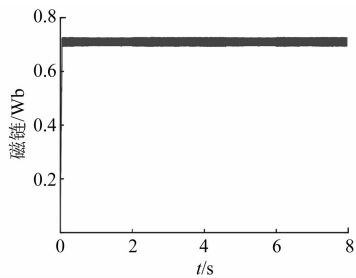


图4 DTC 下定子磁链

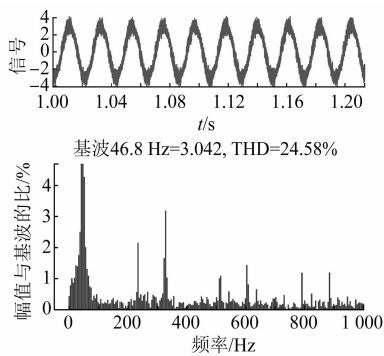


图5 DTC 下 a 相定子电流

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

式中： m 为采样个数。

DTC 下，三相感应电机定子 a 相电流在 1 s 后 10 个周期的谐波含量 (THD) 及 0.05 ~ 8 s (不含电机软启动) 转矩脉动磁链脉动 RMSE 如表 3 所示。

表3 感应电机 DTC 系统仿真结果

| THD/% | $T_{\text{RMSE}}/(\text{N}\cdot\text{m})$ | $\psi_{\text{RMSE}}/\text{Wb}$ |
|-------|---|--------------------------------|
| 24.58 | 0.827 4 | 0.007 1 |

2 感应电机 MPTC

静止两相坐标系下,以定子磁链矢量 ψ_s 和定子电流矢量 i 为状态变量,定子电压矢量 u_s 为输入变量,三相感应电机数学模型如下:

$$\dot{x} = Ax + Bu_s \quad (3)$$

式中: $x = [i_s \ \psi_s]^T$, $A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r}{L_r} \right) + j\omega_r & \frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_s L_r} - j \frac{\omega_r}{L_s} \right) \\ -R_s & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 1 \end{bmatrix}^T$, $i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}$, $\psi_s = \psi_{s\alpha} + j \psi_{s\beta}$, $u_s = u_{s\alpha} + j u_{s\beta}$,

$\sigma = (L_s L_r - L_m^2) / L_s L_r$, $\omega_r = p \omega_m$, R_s 、 R_r 、 L_s 、 L_r 、 L_m 、 p 、 ω_m 和 ω_r 分别为定子电阻、转子电阻、定子电感、转子电感、定转子互感、极对数和电机机械角速度和电角速度。

感应电机电磁转矩如下:

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_s \times i_s \quad (4)$$

下一时刻感应电机定子磁链预测模型如下:

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) + T_s u_s(k) - T_s R_s i_s(k) \quad (5)$$

当前时刻的感应电机转子磁链如下:

$$\psi_r(k) = \frac{L_r}{L_m} \psi_s(k) + \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) i_s(k) \quad (6)$$

下一时刻感应电机定子电流预测模型如下:

$$i_s(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) i_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{L_r} \left[\frac{L_m}{L_r} \left(\frac{1}{\tau_\sigma} - j\omega_r \right) \psi_r(k) + u_s(k) \right] \right\} \quad (7)$$

下一时刻电机转矩预测模型如下:

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} p \psi_s(k+1) \times i_s(k+1) \quad (8)$$

设定成本函数如下:

$$g = |T_e^* - T_e(k+1)| + \lambda |\psi_s^* - \psi_s(k+1)| \quad (9)$$

式中: λ 为权重系数,本文取 $\lambda = 17.5$ 。

两电平三相逆变器可产生 7 个基本电压矢量,如式(8)所示,其中零电压矢量可由两个开关状态生成,具体选择以开关次数最小为原

则^[21-22]。

$$\mathbf{u}_s \in \{\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{u}_3, \mathbf{u}_4, \mathbf{u}_5, \mathbf{u}_6\} \quad (10)$$

由此可得,三相感应电机 MPTC 系统如图 6 所示。

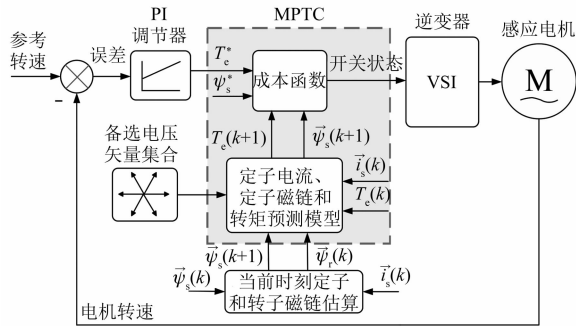


图 6 感应电机 MPTC 系统

相同仿真条件下,感应电机 MPTC 系统仿真结果如图 7~图 10 所示。

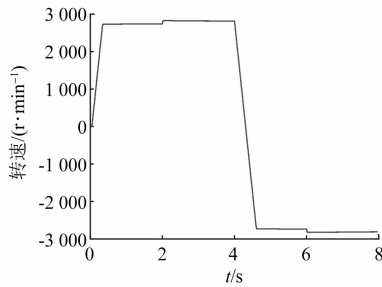


图 7 MPTC 下电机转速

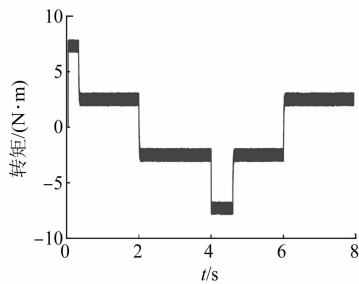


图 8 MPTC 下电磁转矩

MPTC 下,感应电机 a 相电流的谐波含量及 0.05~8 s 转矩脉动和磁链脉动 RMSE 如表 4 所示。

表 4 感应电机 MPTC 仿真结果

| THD/% | $T_{RMSE}/(N \cdot m)$ | ψ_{RMSE}/Wb |
|-------|------------------------|------------------|
| 18.62 | 0.254 5 | 0.008 4 |

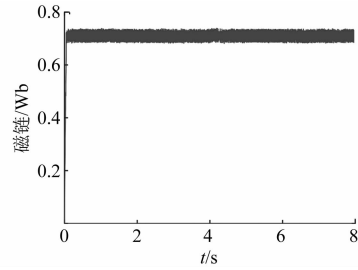


图 9 MPTC 下定子磁链

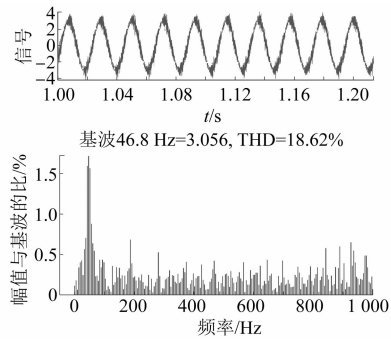


图 10 MPTC 下 a 相定子电流

对比感应电机 DTC 和 MPTC 仿真结果可知:MPTC 可有效减小电流谐波含量和转矩脉动。由于 DTC 和 MPTC 选择电压矢量作用时间固定,有进一步优化的空间,可通过占空比调制优化电压矢量作用时间,从而优化系统控制性能。

3 基于占空比调制的 DTC

对式(4)所示的转矩方程求导可得:

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3}{2}p \left(\frac{d\psi_s}{dt} \times i_s + \psi_s \times \frac{di_s}{dt} \right) \quad (11)$$

将式(3)所示的定子电流矢量和定子磁链矢量状态变量代入式(11)以替换等式右侧的微分项,并采用一阶欧拉向前离散公式,对等式左侧转矩导数项进行离散化可得:

$$\begin{cases} \frac{T_e(k+1) - T_e(k)}{T_s} = a_u + a_0 \\ a_u = \frac{3}{2}p \left[u_{s\alpha} \left(i_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\beta} \right) + u_{s\beta} \left(\frac{1}{\sigma L_s} \psi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \right) \right] \\ a_0 = -\frac{3}{2}p \left[\frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r}{L_r} \right) (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) + \omega_r (\psi_{s\alpha} i_{s\alpha} + \psi_{s\beta} i_{s\beta}) + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} (\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2) \right] \end{cases} \quad (12)$$

式中： a_u 含电压矢量变量，作用时间为 t_u 。

每个采样时刻， a_0 为常数项，作用时间为 T_s ，
 则可得：

$$T_e(k+1) - T_e(k) = t_u a_u + T_s a_0 \quad (13)$$

根据转矩无差拍控制原理，可得：

$$T_e(k+1) = T_e^*(k) \quad (14)$$

因此，实现转矩无差拍控制的电压矢量理想作用时间 t_u 如下：

$$t_u = \frac{T_e^*(k) - T_e(k) - T_s a_0}{a_u} \quad (15)$$

由于电压矢量作用时间 $0 \leq t_u \leq T_s$ ，当由式 (15) 计算得到的 $t_u < 0$ 时，令 $t_u = 0$ ；当 $t_u > T_s$ 时，令 $t_u = T_s$ ，从而得到 DTC 选择电压矢量占空比如下：

$$d = \frac{t_u}{T_s} \quad (16)$$

由此基于占空比调制的感应电机 DTC 系统如图 11 所示。

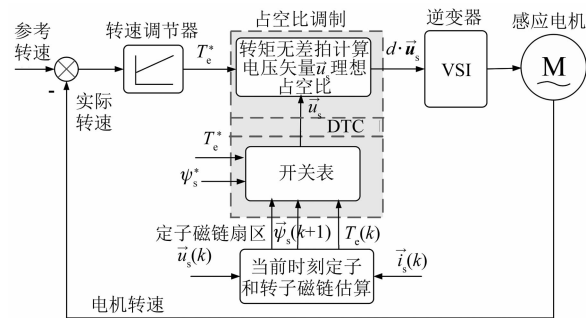


图 11 基于占空比调制的感应电机 DTC 系统

相同仿真条件下，基于占空比调制的感应电机 DTC 系统仿真结果如图 12~图 15 所示。

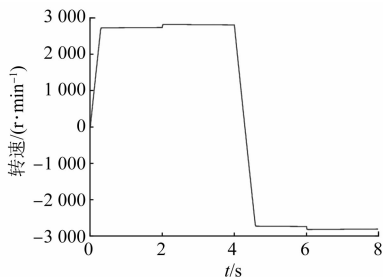


图 12 基于基于占空比调制的 DTC 下电机转速

基于占空比调制的 DTC 下，感应电机 a 相电流的谐波含量及 0.05~8 s 转矩脉动和磁链脉动 RMSE 如表 5 所示。

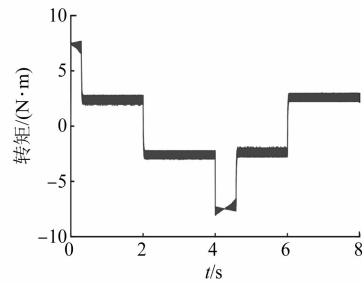


图 13 基于占空比调制的 DTC 下电磁转矩

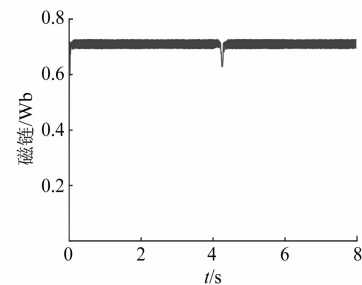


图 14 基于占空比调制的 DTC 下定子磁链

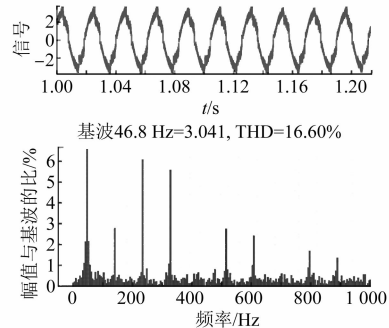


图 15 基于占空比调制的 DTC 下 a 相定子电流

表 5 基于占空比调制的 DTC 系统仿真结果

| THD/% | $T_{RMSE}/(N \cdot m)$ | ψ_{RMSE}/Wb |
|-------|------------------------|------------------|
| 16.60 | 0.309 5 | 0.008 8 |

仿真结果表明：与直接转矩相比，基于占空比调制的 DTC 可降低转矩脉动，但与 MPTC 相比，基于占空比调制的 DTC 依然转矩脉动较大。经统计，基于占空比调制的 DTC 有 49% 概率可实现转矩无差拍，其余情况施加零电压矢量或基本电压矢量。DTC 选择的基本电压矢量往往产生超调，从而使得基于占空比调制的 DTC 转矩脉动较大。

4 基于占空比调制的 MPTC

传统 MPTC 选择的电压矢量作用时间也为固定的采样周期,同样可以基于无差拍控制进行优化。在确定 MPTC 选择的电压矢量后,电压矢量占空比优化计算方法与上文相同。对于零电压矢量,其作用时间恒为采样周期,实质没有实现无差拍控制。因此,基于占空比调制的 MPTC 的备选电压矢量集合不含零电压矢量,仅使用 6 个非零基本电压矢量 $u_1 \sim u_6$ 。基于占空比调制的感应电机 MPTC 系统如图 16 所示。

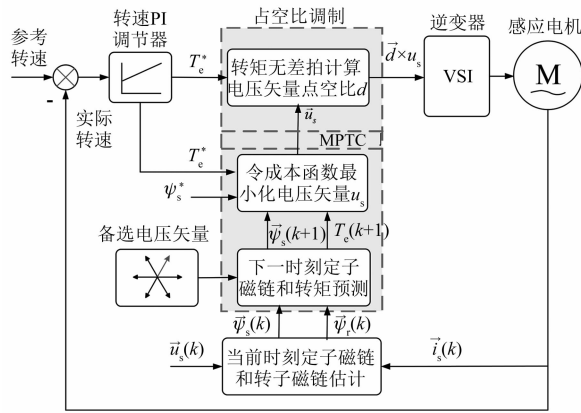


图 16 基于占空比调制的感应电机 MPTC 系统

相同仿真条件,基于占空比调制的感应电机 MPTC 系统仿真结果如图 17~图 20 所示。

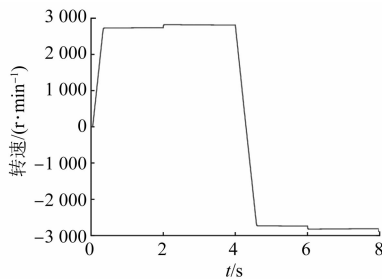


图 17 基于占空比调制的 MPTC 下电机转速

基于占空比调制的 MPTC 下,感应电机 a 相电流的谐波含量及 0.05~8 s 转矩脉动和磁链脉动 RMSE 如表 6 所示。

表 6 基于占空比调制的 MPTC 系统仿真结果

| THD/% | $T_{RMSE}/(N \cdot m)$ | ψ_{RMSE}/Wb |
|-------|------------------------|------------------|
| 15.81 | 0.150 1 | 0.008 9 |

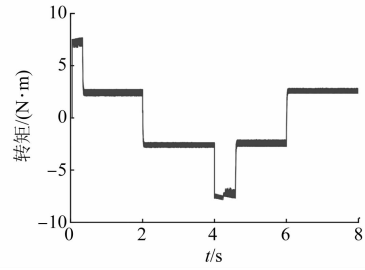


图 18 基于占空比调制的 MPTC 下电磁转矩

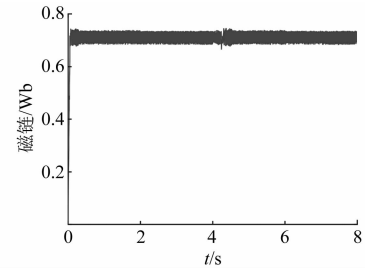


图 19 基于占空比调制的 MPTC 下定子磁链

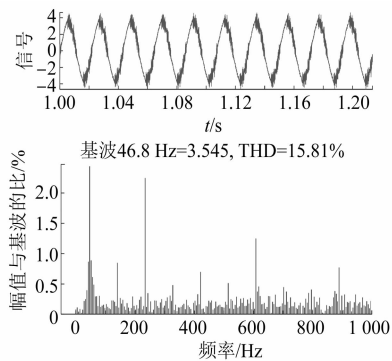


图 20 基于占空比调制的 MPTC 下 a 相定子电流

仿真结果表明:通过转矩无差拍控制对 MPTC 选择的电压矢量占空比进行调制,可有效降低转矩脉动。

5 结 语

本文通过对感应电机 DTC、MPTC、基于占空比调制的 DTC 和 MPTC 系统仿真对比,得出结论如下:

(1) 与 DTC 相比,MPTC 可有效减小电流谐波含量和转矩脉动。

(2) DTC 和 MPTC 输出的电压矢量占空比恒定,可通过占空比调制优化电压矢量作用时间,进一步提升控制性能。

(3) 通过转矩无差拍控制, 可实现对 DTC 和 MPTC 输出电压矢量占空比的调制, 从而进一步减小转矩脉动。

(4) 控制性能上, 基于占空比调制的 MPTC > MPTC > 基于占空比调制的 DTC > DTC。

【参考文献】

- [1] CASADEI D, PROFUMO F, SERRA G, et al. FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 779.
- [2] 李耀华, 马建, 刘晶郁, 等. 电动汽车用永磁同步电机直接转矩控制电压矢量选择策略 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16(4): 43.
- [3] 李耀华, 马建, 刘晶郁, 等. 电动汽车用永磁同步电机驱动系统控制策略比较研究 [J]. 汽车工程, 2013, 35(5): 413.
- [4] 罗浩源, 袁登科, 胡宗杰. 不同开关表下 PMSM 直接转矩控制性能仿真研究 [J]. 系统仿真学报, 2018, 30(11): 4375.
- [5] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINOZA J R, et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 9(2): 1003.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 何俊贤, 陈卓, 曾实. 基于模型预测电动汽车异步电机直接转矩控制 [J]. 电气传动, 2020, 50(7): 3.
- [10] 朱晓雨, 王丹, 彭周华, 等. 异步电机模型预测直接转矩控制 [J]. 电机与控制应用, 2016, 43(2): 6.
- [11] 李耀华, 刘子焜, 刘东梅, 等. 永磁同步电机直接转矩控制与模型预测转矩控制比较研究 [J]. 电机与控制应用, 2021, 48(7): 18.
- [12] ROMERAL L, ARIAS A, ALDABAS E, et al. Novel direct torque control (DTC) scheme with fuzzy adaptive torque ripple reduction [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(3): 487.
- [13] 刘军, 刘丁, 吴浦升, 等. 基于模糊控制调节电压矢量作用时间策略的永磁同步电机直接转矩控制仿真研究 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(10): 150.
- [14] 张春梅, 刘贺平, 陈书锦, 等. 一种新的永磁同步电机直接转矩控制方法 [J]. 系统仿真学报, 2007, 19(9): 2037.
- [15] 李耀华, 秦玉贵, 赵承辉, 等. 模糊控制调节电压矢量占空比的永磁同步电机直接转矩控制系统 [J]. 微电机, 2020, 53(11): 92.
- [16] 李耀华, 秦玉贵, 赵承辉, 等. 永磁同步电机直接转矩控制双模糊控制系统 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47(7): 9.
- [17] 李耀华, 秦玉贵, 赵承辉, 等. 模糊控制调节电压矢量角度和幅值的 SPMSM DTC 系统 [J]. 微电机, 2021, 54(8): 80.
- [18] 严殊, 肖建. 一种无差拍直接转矩控制方法 [J]. 电机与控制学报, 2007, 11(2): 125.
- [19] 廖永衡, 冯晓云, 王珍. 无差拍空间矢量调制直接转矩控制简化设计 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 95.
- [20] 张兴华, 孙振兴, 沈捷. 计及逆变器电压输出限制的感应电机无差拍直接转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 79.
- [21] 李耀华, 曲亚飞, 师浩浩, 等. 一种基于开关次数最小的含零电压矢量永磁同步电机直接转矩控制开关表 [J]. 电机与控制应用, 2018, 45(2): 34.
- [22] 李耀华, 杨启东, 曲亚飞. 自适应变电压矢量 PMSM 直接转矩控制开关表 [J]. 电机与控制学报, 2019, 23(9): 75.