

DOI: 10.7667/PSPC161628

基于 ILC 算法和 SVM 调制的 PMSM DTC 控制

张志文¹, 赵健康¹, 周腊吾², 严小敏¹, 安柏楠¹

(1. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082; 2. 长沙理工大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410114)

摘要: 传统 PMSM DTC 通过预制开关电压表获得基本空间电压矢量的组合, 转矩和转速的波动程度比较大。给出了 PMSM SVM-DTC 控制的基本理论, 通过 SVM 调制得到最佳的电压矢量, 保证逆变器开关频率的恒定以及对定子磁链偏差的有效补偿。为使 PMSM 转矩和转速脉动得到进一步改善, 在 SVM 技术的基础上, 再结合利用 ILC 算法构成迭代学习控制器, 对系统转速误差进行在线补偿, 将 ILC 算法和 SVM 技术共同作用于 PMSM DTC 控制系统中。仿真与实验结果表明这种改进方法在提高 PMSM 转矩和转速稳定程度上有比较好的效果, 提高了控制系统的鲁棒性, 从而证明了 ILC 算法改善 PMSM 转矩转速脉动的可行性。

关键词: PMSM; DTC; SVM-DTC; SVM 调制; 迭代学习; ILC 算法

PMSM DTC based on ILC algorithm and SVM modulation

ZHANG Zhiwen¹, ZHAO Jiankang¹, ZHOU Lawu², YAN Xiaomin¹, AN Bainan¹

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China; 2. College of Electrical and Information Engineering, Changsha University of Science and Technology, Changsha 410114, China)

Abstract: There are big ripples in PMSM on torque and speed when using traditional DTC which gets the combination of the basic space voltage vector through the preset switch. This paper firstly presents the basic principles of PMSM SVM-DTC, ensuring the stability of the inverter switching frequency and effective compensation of stator flux bias by getting optimal voltage vector through SVM. In order to further improve PMSM torque and speed pulsation, on the basis of the SVM technology, it constructs iterative learning controller by ILC algorithm to compensate the system speed error online, and acts on PMSM DTC system. Through simulation and experiment, the results show the improved method has a good effect on improving the stability of torque and speed, enhancing the robustness of the system and verifying the feasibility of the ILC algorithm in improving torque and speed ripple for PMSM.

This work is supported by International S & T Cooperation Program of China (ISTCP) (No. 2011DFA62890) and National Natural Science Foundation of China (No. 51477046).

Key words: PMSM; DTC; SVM-DTC; SVM modulation; iterative learning; ILC algorithm

0 引言

近年来, PMSM 因其转矩惯量比高、能量密度高以及效率高等优良特性而备受关注, 尤其是永磁材料的快速发展对其不断推动, 促使 PMSM 的应用范围变得越来越广泛^[1-2]。因直接转矩控制的转矩响应快和动态性能好而成为专家学者的研究热点, 并且取得了丰硕的成果^[3-6]。

传统 DTC 技术中的定子磁链和电磁转矩是通

过滞环比较器进行控制的, 在测试的过程中, 转矩和磁链的波动程度比较大^[7-8]。目前, SVM 技术发展已很成熟, 在电力系统和电机控制领域都显现出了很好的调制效果^[9-10]。文献[11]分析了传统空间电压矢量所存在的间断性导致电机转矩脉动大的问题, 提出了一种空间电压矢量细分的 SVM 策略, 通过观察仿真结果, 电机转矩脉动程度有较好的削弱效果。但由于一般均是采用 PI 调节, 系统对转速、负载变动以及电机参数摄动比较敏感。文献[12]采用占空比控制方法将有效矢量和零矢量配合起来以降低转矩脉动, 并取得了一定的改善效果。此外, 为改善电机系统性能, 智能控制技术备受关注^[13-15]。

基金项目: 国家国际科技合作专项(2011DFA62890); 国家自然科学基金资助(51477046)

文献[13]在 PMSM 的 DTC 控制系统中引入模糊控制算法, 基于转矩偏差及其变化率对电压矢量的作用时间进行模糊调节, 有效削弱了转矩脉动程度, 但由于模糊推理时的计算量大, 难以进行实时控制。

本文将 ILC 算法和 SVM 调制技术同时引入到 PMSM DTC 控制系统中。在 SVM 技术对空间电压矢量调制的基础上, 引入 ILC 算法构成速度误差迭代学习控制器, 对系统转速误差进行在线补偿, 以减小各种因素对控制系统的扰动所带来的误差。在研究具有重复运动特点的控制对象时, ILC 算法的作用效果非常明显, 并且不需要依赖被控对象原本的数学模型, 能对不确定度很高的非线性强耦合动态系统以非常简单的方式进行处理。本文通过引入 ILC 控制算法, 提高了 PMSM 对电机参数摄动、转矩脉动和负载变化的鲁棒性, 很大程度上减小了 PMSM 的转矩脉动, 提高了系统的稳定程度^[16-19]。

1 PMSM SVM-DTC 控制的基本原理

1.1 PMSM SVM-DTC 的基本原理

PMSM 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = (R_s + L_s p) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \int (u_\alpha - R_s i_\alpha) dt \\ \psi_\beta = \int (u_\beta - R_s i_\beta) dt \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_α 、 u_β 为定子电压矢量在 $\alpha\beta$ 轴上的分量; ψ_α 、 ψ_β 为定子磁链矢量在 $\alpha\beta$ 轴上的分量; i_α 、 i_β 为定子电流矢量在 $\alpha\beta$ 轴上的分量; R_s 为定子电阻; L_s 为定子电感; ω_r 为转子机械角速度; ψ_f 为转子永磁体磁链; θ_r 为转子位置角; p 为微分算子 d/dt 。

PMSM 的转矩方程为

$$T_e = p_0 \frac{1}{L_d L_q} \left[\psi_f \psi_s \sin \delta_{sf} + \frac{1}{2} (L_d - L_q) \psi_s^2 \sin 2\delta_{sf} \right] \quad (3)$$

式中: p_0 为极对数; δ_{sf} 为负载角。

在 PMSM 中, 转子永磁体磁链 ψ_f 幅值恒定, 若保持 ψ_s 为定值, 那么 PMSM 的电磁转矩就只与负载角 δ_{sf} 有关, 于是根据式(3)知, 通过控制 δ_{sf} 可直接控制 PMSM 的电磁转矩, 这就是 PMSM DTC 的基本控制原理。

图 1 为传统 PMSM DTC 控制系统原理框图。在控制系统中, 定子参考磁链 ψ_s^* 与反馈估计磁链 ψ_s 的差值经滞环比较器调节后得到磁链控制信号 $\Delta\psi$; 转速给定值 ω^* 与电机实际转速 ω 的差值经速度调节器调节后得到电机的给定转矩 T_e^* , 其与反馈估计转矩 T_e 的差值经滞环比较器调节后得到转矩控制信号 ΔT ; 通过 $\Delta\psi$ 、 ΔT 和定子磁链位置信号 S_ψ , 然后查询已设置好的逆变器开关电压矢量选择表, 就可获得对应空间电压矢量, 用来控制电压逆变器, 驱动 PMSM。图 2 为空间电压矢量控制下的定子磁链矢量运行轨迹。

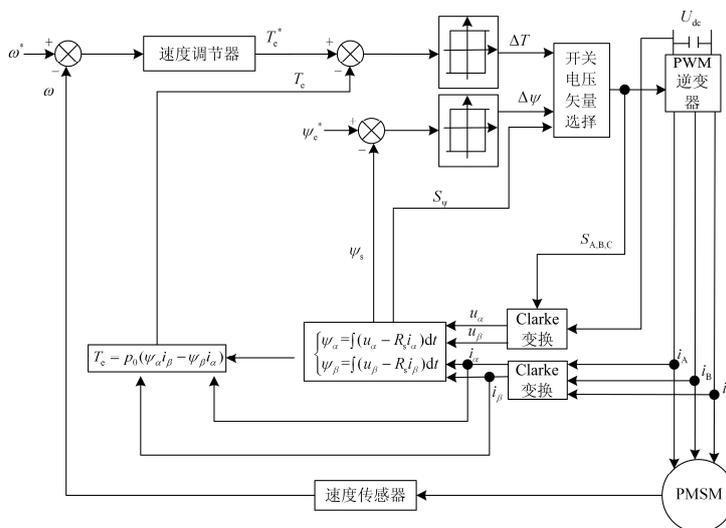


图 1 传统 PMSM DTC 控制系统原理框图

Fig. 1 Block diagram of traditional PMSM DTC control system

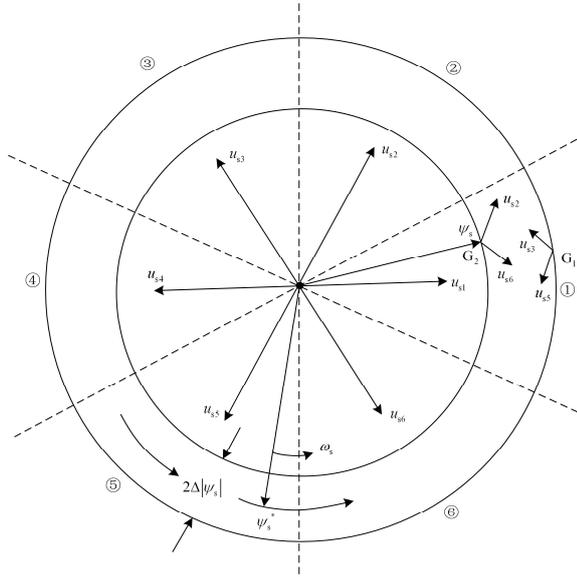


图 2 定子磁链矢量运行轨迹

Fig. 2 Stator flux vector trajectory

1.2 SVM 的基本原理

三相逆变器处于不同的开关状态时对应 8 个基本的空间电压矢量, 通过准确控制基本空间电压矢量, 就可使电机定子磁链矢量的运行轨迹接近圆形, 这就是 SVM 的主要控制目标。

以第①扇区的控制来阐明 SVM 的实现原理, 图 3 为空间电压矢量在第①扇区的分解图, 其中: T_s 为采样周期; T_4 、 T_6 为 U_4 、 U_6 的作用时间。根据伏秒平衡原则有:

$$\begin{cases} U_{\text{ref}} T_s = U_4 T_4 + U_6 T_6 \\ T_s = T_4 + T_6 \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} |U_{\text{ref}}| \cos \theta = \frac{T_4}{T_s} |U_4| + \frac{T_6}{T_s} |U_6| \cos \frac{\pi}{3} \\ |U_{\text{ref}}| \sin \theta = \frac{T_6}{T_s} |U_6| \sin \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (5)$$

由式(4)和式(5)可得基本的空间电压矢量作用时间为

$$\begin{cases} T_4 = \frac{\sqrt{3} |U_{\text{ref}}|}{U_{\text{dc}}} T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_6 = \frac{\sqrt{3} |U_{\text{ref}}|}{U_{\text{dc}}} T_s \sin \theta \end{cases} \quad (6)$$

式中: $|U_{\text{ref}}|$ 为空间电压矢量的期望幅值; $|U_4|$ 、 $|U_6|$ 是基本空间电压矢量 U_4 、 U_6 的幅值, 其值均为 $2U_{\text{dc}}/3$, U_{dc} 为逆变器直流电压; θ 为期望空间电压矢量与两相静止坐标 α 轴的夹角, 且 $0 \leq \theta \leq \pi/3$ 。

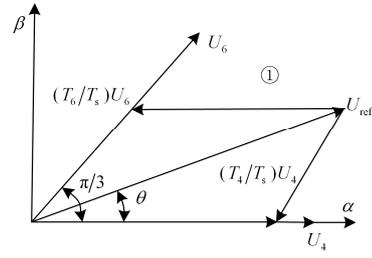


图 3 空间电压矢量分解图

Fig. 3 Diagram of space voltage vector decomposition

SVM 调制方式比其他调制方式对直流电压的利用率更高, 同时还能获得较稳定的开关频率。

1.3 PMSM SVM-DTC 系统的实现

PMSM SVM-DTC 控制系统的实现, 关键是确定定子参考电压矢量 U_s^* 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量 U_α^* 和 U_β^* 。图 4 是定子磁链矢量偏差变化图。

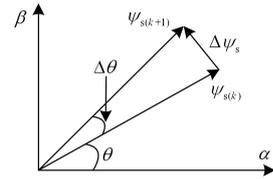


图 4 定子磁链矢量偏差变化图

Fig. 4 Diagram of stator flux vector deviation variation

由图 4 可知:

$$\begin{cases} \Delta \psi_s = \psi_{s(k+1)} - \psi_{s(k)} \\ \psi_{s(k)} = \psi_s = \psi_s^* e^{j\theta} \\ \psi_{s(k+1)} = \psi_s^* = |\psi_s^*| e^{j(\theta + \Delta\theta)} \end{cases} \quad (7)$$

式中: ψ_s^* 为参考定子磁链矢量; ψ_s 与 θ 分别为当前定子磁链及相位角。

于是 U_α^* 和 U_β^* 可按下式计算:

$$\begin{cases} u_\alpha^* = \frac{|\psi_s^*| \cos(\theta + \Delta\theta) - |\psi_s| \cos \theta}{T_s} + R_s i_\alpha \\ u_\beta^* = \frac{|\psi_s^*| \sin(\theta + \Delta\theta) - |\psi_s| \sin \theta}{T_s} + R_s i_\beta \end{cases} \quad (8)$$

图 5 是 PMSM SVM-DTC 控制系统框图。由速度调节器输出的转矩作为给定转矩 T_e^* , 与观测转矩 T_e 的差值经 PI 调节后得到相位补偿角 $\Delta\theta$, 根据式(7)可求得定子磁链参考矢量 ψ_s^* 和定子磁链观测值 ψ_s , 然后根据式(8)便可求得定子电压分量 U_α^* 和 U_β^* , 再通过 SVM 调制技术就能得到逆变器开关状态的控制信号, 从而实现连续调节电压矢量, 进而获得比较好的定子磁链圆。

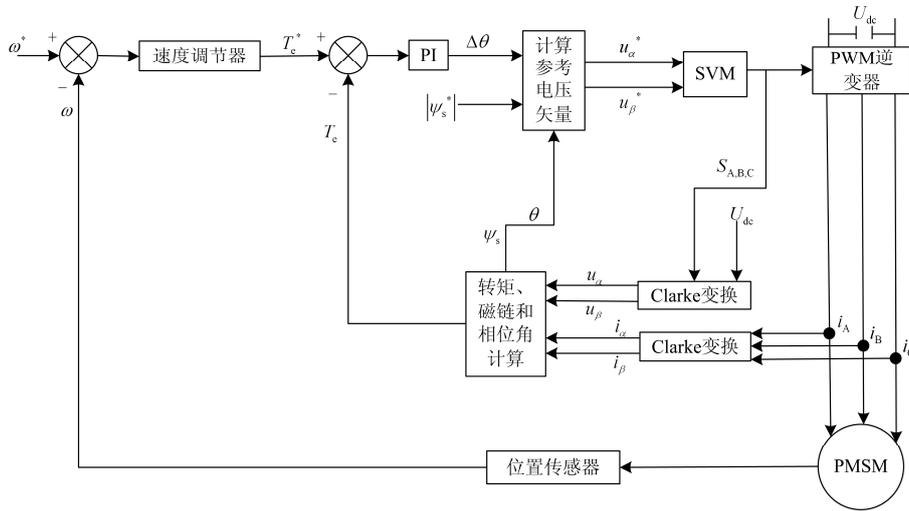


图 5 PMSM SVM-DTC 控制系统框图

Fig. 5 Diagram of PMSM SVM-DTC system

2 ILC 控制器的设计

2.1 ILC 控制原理

基于 ILC 算法和 SVM 调制的 PMSM DTC 系统框图如图 6 所示。在 SVM 技术中，为防止输出电压发生失真现象，采取了一种比例缩小算法的过调制处理技术，但依然存在一定程度的转矩脉动。由于转矩脉动和转速脉动是相互关联相互影响的，为

进一步减小转矩脉动，在 SVM 技术的基础上，在系统中引入 ILC 控制器，将给定转速与测量转速的差值再经过 ILC 控制器进行在线补偿，得到 ΔT_c ，与经过速度调节器后得到的 T_c 相加之和 T_c^{ref} 作为系统的参考给定转矩。通过这种对转速进行在线补偿的方法，能够极大地减小电机转矩与转速的脉动，获得更好的控制效果。

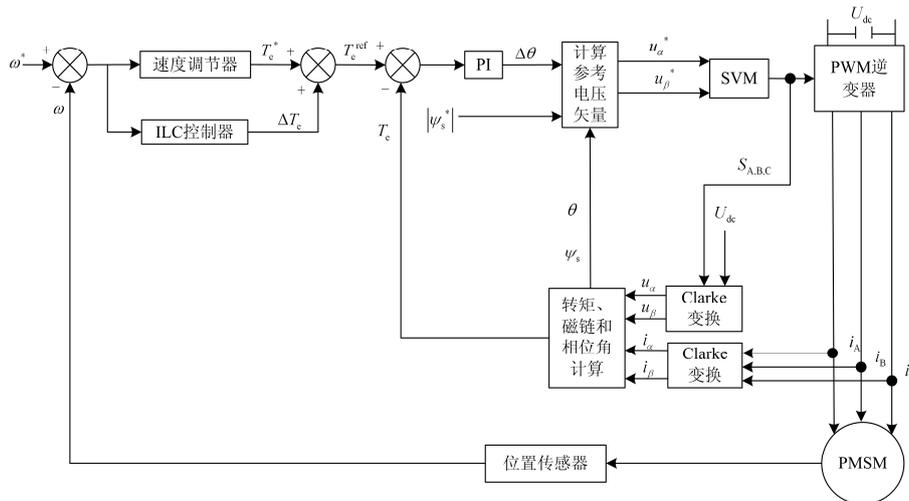


图 6 基于 ILC 算法和 SVM 调制的 PMSM DTC 系统框图

Fig. 6 PMSM DTC system diagram based on ILC algorithm and SVM

2.2 ILC 控制器的设计

ILC 控制器的基本结构如图 7 所示，其基本原理是把系统前一周期的控制信号作为学习经验，根据控制对象的实际输出信号和系统给定信号寻找到一个最佳的控制信号，使系统的输出更为理想。图

中， $\omega_{k+1(\theta)}$ 是当前转子角速度，是电角速度 θ 的函数。

ILC 学习率采用带遗忘因子的 P 型学习率，其形式为

$$\Delta U_{k+1(\theta)} = (1 - \alpha)\Delta U_{k(\theta)} + \phi e_{k(\theta)} + \eta e_{k+1(\theta)} \quad (9)$$

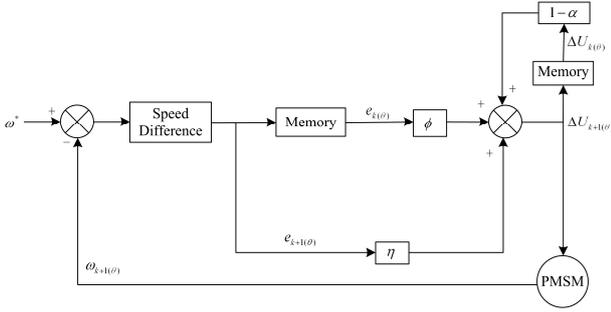


图 7 ILC 控制器的基本结构

Fig. 7 Basic structure of ILC controller

式中: $\Delta U_{k(\theta)}$ 、 $\Delta U_{k+1(\theta)}$ 分别为前一次和当前转矩控制分量; α 为遗忘因子; $e_{k(\theta)}$ 、 $e_{k+1(\theta)}$ 分别为前一次和当前速度差值; ϕ 、 η 分别为前一次和当前反馈增益。

为验证学习率的收敛性, 考虑隐极式 PMSM, 稳态时其电磁转矩为

$$T_e = \frac{\sqrt{3}mp_0\psi_f}{3X_s} \sin(\delta)U \approx K_T U \quad (10)$$

式中: m 为电机相数; X_s 为同步电抗; δ 为功率角; U 为相电压; K_T 为转矩系数。

PMSM 的机械运动方程的数学描述为

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r(\theta)}{dt} &= -\frac{F}{J}\omega_r(\theta) - \frac{1}{J}T_L + \frac{1}{J}T_e = \\ &= -\frac{F}{J}\omega_r(\theta) - \frac{1}{J}T_L + \frac{K_T}{J}U \end{aligned} \quad (11)$$

假设系统状态变量 $x = \omega_r(\theta)$, 输出 $y = T_e$, 输入 $u = U$, 于是根据式(10)和式(11)可得系统状态方程为

$$\begin{cases} x = f[\theta, x(\theta), u(\theta)] = -\frac{F}{J}\omega_r(\theta) - \frac{1}{J}T_L + \frac{K_T}{J}u \\ y = g[\theta, x(\theta)] + D(\theta)u(\theta) = K_T u \end{cases} \quad (12)$$

容易看出, 若 $g[\theta, x(\theta)] = 0$, 那么直接馈通项 $D[\theta] = K_T$ 。于是当在遗忘因子 α 满足 $0 < \alpha < 1$ 的条件下, 由文献[20]可得式(9)所述的学习率收敛条件为

$$\gamma = \rho \left(\frac{1 - \phi K_T}{1 + \eta K_T} \right) = \left| \frac{1 - \phi K_T}{1 + \eta K_T} \right| < 1 \quad (13)$$

3 仿真研究

本文在 Matlab/Simulink 平台上搭建了基于 ILC 算法和 SVM 调制的 PMSM DTC 控制系统仿真模型。ILC 控制器参数设置为: $\alpha = 0.001$, $\phi = 0.35$,

$\eta = 0.018$, 迭代次数 $k = 20$; 速度调节器 PI 控制参数: $k_p = 2.2$, $k_i = 2.2$; 选取带有限幅器的 PI 调节器用于转矩调节, PI 控制参数: $k_p = 0.05$, $k_i = 0.005$, 电机启动时转矩的脉动幅值限定在 $35 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。表 1 为仿真过程中 PMSM 的具体参数。

表 1 PMSM 参数

Table 1 Permanent magnet synchronous motor parameters

永磁同步电机参数	数值
额定功率/kw	1.25
额定转矩/N·m	10
直轴电感/mH	0.835
交轴电感/mH	0.835
转动惯量/kg·m ²	0.0008
摩擦系数/N·m·s	0.0001
永磁体磁链/wb	0.175
极对数/对	4
定子电阻/Ω	1.3

图 8 和图 9 给出了仿真时经过 20 次迭代学习后的转矩波形脉动比较结果。

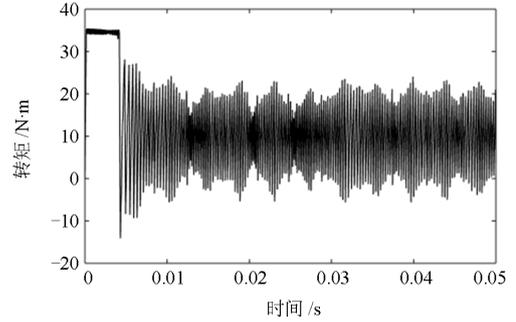

 图 8 $k=0$ 转矩波形图

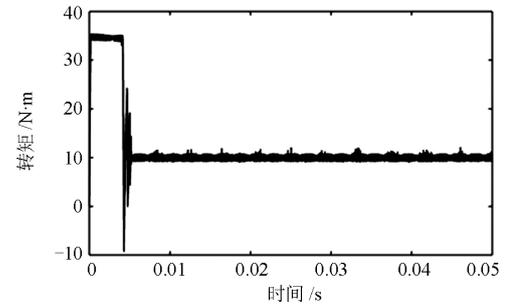
 Fig. 8 Torque waveform chart when $k=0$

 图 9 $k=20$ 转矩波形图

 Fig. 9 Torque waveform chart when $k=20$

图 10 和图 11 给出了仿真时经过 20 次迭代学习后的转速波形脉动比较结果。

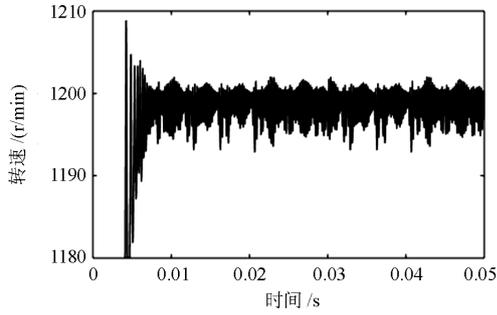


图 10 $k=0$ 转速波形图

Fig. 10 Speed waveform chart when $k=0$

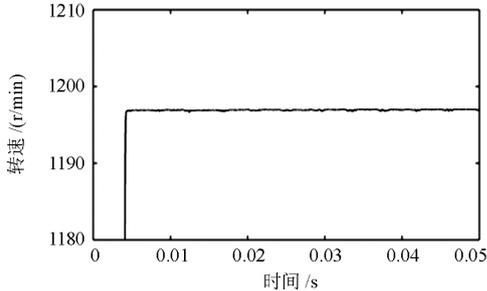


图 11 $k=20$ 转速波形图

Fig. 11 Speed waveform chart when $k=20$

由转矩和转速仿真波形可以清晰地发现, 经过 20 次迭代学习后, 转矩和转速波形的脉动程度明显减小, 这验证了 ILC 算法对减小转矩和转速脉动的有效性。

定义转矩脉动系数 K_{SRF} 为

$$K_{SRF} = \frac{T_{pp}}{T_{arc}} \times 100\% \quad (14)$$

式中: T_{pp} 为转矩脉动峰峰值; T_{arc} 为平均输出转矩。

转矩脉动系数随迭代次数的增加而变化的曲线如图 12 所示, 从变化趋势可清晰地知道伴随着迭代次数的不断增加, 转矩脉动越来越小, 脉动系数从最初的 3.8% 下降到 0.2%, 逐渐向期望输出转矩靠近, 从而证明了 ILC 算法在改善 PMSM 转矩脉动的有效性。

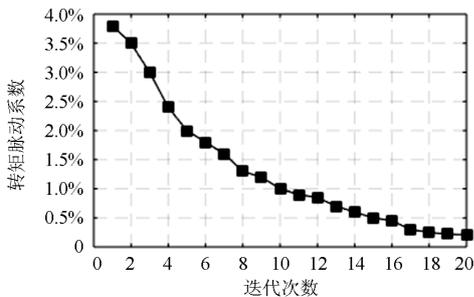


图 12 转矩脉动系数变化曲线

Fig. 12 Torque ripple coefficient curve

4 实验研究

为了测试基于 ILC 算法和 SVM 调制的 PMSM DTC 控制系统的性能, 建立了基于 ILC 算法和 SVM 调制的 PMSM DTC 控制实验平台。实验采用 TI 公司研发的 DSP TMS320F28335 数字处理芯片作为控制系统的核心, 其 CPU 时钟频率为 150 MHz, 采样周期为 0.1 ms, 系统给定转速为 1200 r/min, 采用智能功率模块进行功率变换, 选用表贴式 PMSM 作为控制对象, 实验参数与仿真时的表 1 参数相同。

图 13 和图 14 给出了实验时经过 20 次迭代学习后转矩波形脉动比较结果。

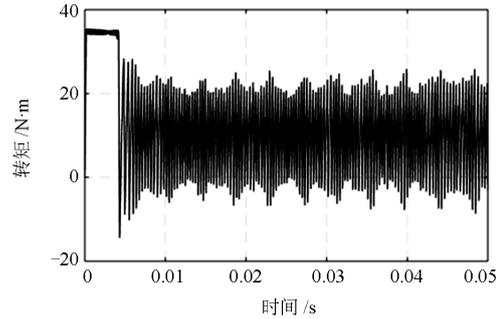


图 13 $k=0$ 转矩波形图

Fig. 13 Torque waveform chart when $k=0$

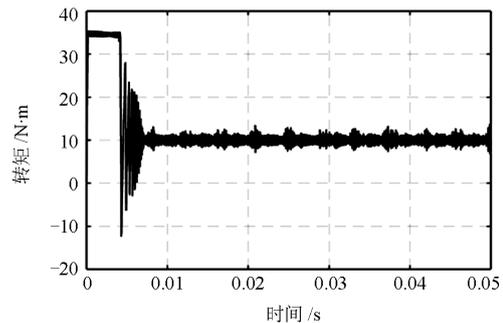


图 14 $k=20$ 转矩波形图

Fig. 14 Torque waveform chart when $k=20$

图 15 和图 16 给出了实验时经过 20 次迭代学习后转速波形脉动比较结果。

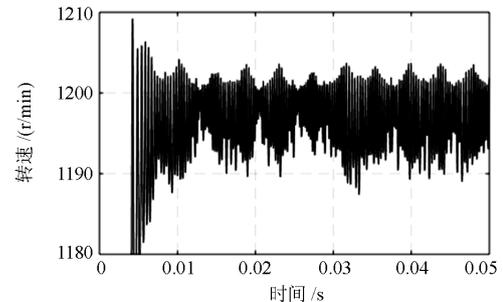
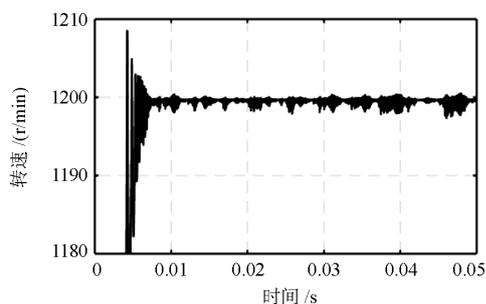


图 15 $k=0$ 转速波形图

Fig. 15 Speed waveform chart when $k=0$

图 16 $k=20$ 转速波形图Fig. 16 Speed waveform chart when $k=20$

实验时,电机实际转速由 PMSM 自带的旋转编码器测得。通过实验得出的转矩转速波形图可以看出,迭代学习控制器的引入发挥了很好的作用,经过 20 次迭代学习后,电机转矩转速脉动程度得到了大幅度的削弱。这很好地说明了 ILC 算法对电机转矩转速脉动的改善效果,验证了 ILC 算法的有效性。

5 结论

为了解决转矩转速脉动在传统 PMSM DTC 控制系统中比较大的问题,本文给出了一种基于 ILC 算法和 SVM 调制的 PMSM DTC 改进控制方法,通过 SVM 调制技术获取良好的空间电压矢量组合,控制定子磁链在空间中的运行轨迹,使轨迹接近圆形。引入 ILC 算法构成的迭代学习控制器,通过对转速误差的在线学习,使得转矩转速的脉动程度得到进一步的改善,提高了系统运行的稳定程度,加强了系统的鲁棒性。

参考文献

- [1] 刘志刚,李世华. 基于永磁同步电机模型辨识与补偿的自抗扰控制器[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(24): 118-123.
LIU Zhigang, LI Shihua. Active disturbance rejection controller based on permanent magnetic synchronous motor model identification and compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(24): 118-123.
- [2] 朱军,田淼,付融冰,等. 基于载波频率成分的永磁同步电机转子定位研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(14): 48-54.
ZHU Jun, TIAN Miao, FU Rongbing, et al. Research on rotor position of permanent magnet synchronous motor based on carrier frequency component[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(14): 48-54.
- [3] 李耀华,刘卫国. 永磁同步电机直接转矩控制不合理转矩脉动[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(2): 148-152.
LI Yaohua, LIU Weiguo. Unreasonable torque ripple of direct torque control in permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2007, 11(2): 148-152.
- [4] 冯江华,许峻峰. 基于定子磁链自适应观测的永磁同步电机直接转矩控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 122-127.
FENG Jianghua, XU Junfeng. Permanent magnet synchronous machines direct torque control system based on adaptive stator flux observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 122-127.
- [5] 王斌,王跃,郭伟,等. 基于定子磁链降阶状态观测的永磁同步电机无差拍直接转矩控制系统[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 160-172.
WANG Bin, WANG Yue, GUO Wei, et al. Deadbeat direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on reduced order stator flux observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 160-172.
- [6] 徐艳平,雷亚洲,马灵芝,等. 基于反推控制的永磁同步电机新型直接转矩控制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 83-89.
XU Yanping, LEI Yazhou, MA Lingzhi, et al. A novel direct torque control of permanent magnet synchronous motors based on backstepping control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(10): 83-89.
- [7] 金孟加,邱建琪,史涔激,等. 永磁同步发电机直接转矩控制中定子电阻预测算法研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(6): 17-20.
JIN Mengjia, QIU Jianqi, SHI Cenwei, et al. Study on resistance estimation to direct torque controlled permanent magnet synchronous machines[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(6): 17-20.
- [8] 陈振,刘向东,戴亚平,等. 采用预期电压矢量调制的 PMSM 直接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(1): 40-46.
CHEN Zhen, LIU Xiangdong, DAI Yaping, et al. Novel direct torque control of PMSM based on expected voltage space vector modulation[J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(1): 40-46.
- [9] 陆原,胡丙辉,张军伟,等. 基于 SVPWM 调制的三段式算法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(6): 68-75.
LU Yuan, HU Binghui, ZHANG Junwei, et al. A three-segment algorithm research based on SVPWM modulation[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(6): 68-75.
- [10] 颜晓娟,龚仁喜,张千锋. 优化遗传算法寻优的 SVM 在短期风速预测中的应用[J]. 电力系统保护与控制,

- 2016, 44(9): 38-42.
YAN Xiaojuan, GONG Renxi, ZHANG Qianfeng. Application of optimization SVM based on improved genetic algorithm in short-term wind speed prediction[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(9): 38-42.
- [11] 陆旦宏, 金龙, 张仰飞, 等. 基于空间电压矢量细分和调制的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 微电机, 2011, 44(12): 6-10.
LU Danhong, JIN Long, ZHANG Yangfei, et al. Direct torque control of permanent magnet based on space vector subdivision and modulation[J]. Micromotors, 2011, 44(12): 6-10.
- [12] 杨影, 陈鑫, 涂小卫, 等. 占空比调制的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(4): 66-71.
YANG Ying, CHEN Xin, TU Xiaowei, et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on duty ratio control[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(4): 66-71.
- [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): 148-152.
LIU Jun, LIU Ding, WU Pusheng, et al. The simulation analysis of permanent magnet synchronous motor based on the strategy of modulating the time of voltage vector[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(10): 148-152.
- [14] 姜家国, 刘延泉, 郭曼利. 汽包水位线性自抗扰控制系统[J]. 热力发电, 2016, 45(7): 110-114.
JIANG Jiaguo, LIU Yanquan, GUO Manli. Linear auto disturbance rejection control system for water level in drum[J]. Thermal Power Generation, 2016, 45(7): 110-114.
- [15] 杨延西, 谢宙桦, 邓毅. 过热蒸汽温度量子粒子群优化无模型自适应控制[J]. 热力发电, 2016, 45(4): 84-88.
YANG Yanxi, XIE Zhouhua, DENG Yi. Model-free adaptive control of superheated steam temperature based on quantum-behaved particle swarm optimization[J]. Thermal Power Generation, 2016, 45(4): 84-88.
- [16] LI Zhi, YE Lin, ZHAO Yongning, et al. Short-term wind power prediction based on extreme learning machine with error correction[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1: 8pp.
DOI 10.1186/s41601-016-0016-y
- [17] 孙明轩. 有限时间迭代学习控制[J]. 系统科学与数学, 2010, 30(6): 733-741.
SUN Mingxuan. Finite-time iterative learning control[J]. Journal of Systems Science and Mathematical Sciences, 2010, 30(6): 733-741.
- [18] 李兵强, 吴春, 林辉. 基于参考输入学习的永磁同步电机高精度位置伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 96-103.
LI Bingqiang, WU Chun, LIN Hui. A high-precision position servo system of permanent magnet synchronous motors with reference input iterative learning[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 96-103.
- [19] 杨俊友, 刘永恒, 白殿春, 等. 基于迭代学习与小波滤波器的永磁直线伺服系统扰动抑制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 87-92.
YANG Junyou, LIU Yongheng, BAI Dianchun, et al. Disturbance rejection for PMLSM based on iterative learning control and wavelet filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(3): 87-92.
- [20] 林辉, 王林. 迭代学习控制理论[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 1998: 24-26.

收稿日期: 2016-09-28; 修回日期: 2016-12-20

作者简介:

张志文(1991—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为交直流电能变换系统理论与新技术、电力系统无功补偿与谐波抑制、电机及其智能控制和新型电力电子器件及应用等; E-mail: 1210232783@qq.com

赵健康(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机与电器; E-mail: 1210232783@qq.com

周腊吾(1965—), 男, 博士, 博士生导师, 主要研究方向为新能源发电技术、电力电子技术在电力系统中的应用与现代交流调速技术。E-mail: 120116559@qq.com

(编辑 姜新丽)