

感应电机直接转矩控制系统的转矩脉动极小化方法

张兴华, 石 万

(南京工业大学 自动化与电气工程学院, 江苏 南京 211816)

摘要: 针对感应电机直接转矩控制系统在稳态运行时转矩脉动大的问题, 提出了一种转矩脉动抑制方法。基于离散化的感应电机模型, 分析了直接转矩控制系统的转矩脉动机理。以转矩误差均方根极小为目标, 将采样周期分为非零电压矢量作用时间段和零电压矢量作用时间段, 推导了最优电压矢量切换时间的计算公式。仿真和实验结果表明所提方法可有效减小直接转矩控制系统的转矩脉动。

关键词: 感应电机; 直接转矩控制; 转矩脉动分析; 转矩脉动抑制

中图分类号: TM 301

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.10.021

0 引言

目前, 高性能的感应电机控制主要采用矢量控制 FOC 或直接转矩控制 DTC (Direct Torque Control)。矢量控制通过磁场定向和坐标变换, 实现转矩与磁链的解耦, 以获得优良的调速控制性能。与矢量控制不同, 直接转矩控制根据定子磁链的位置、定子磁链和转矩的误差, 采用滞环比较器和开关逻辑表, 直接生成作用于电机的定子电压矢量, 驱动电机运行。其无需磁场定向和坐标变换, 具有算法简单、动态响应快和鲁棒性强等优点, 主要缺点是稳态运行时转矩脉动较大、开关频率不固定^[1-3]。

针对传统直接转矩控制转矩脉动大的问题, 研究人员提出了一些解决方法。最简单的方法是直接提高逆变器开关频率来减小转矩脉动, 但这会增加逆变器的功率损耗, 降低驱动系统的效率, 并且提高开关频率也要受开关器件最大工作频率的限制^[4]; 采用多电平逆变器, 以形成更多的非零电压矢量, 也可有效减小转矩脉动^[5-6], 该方法的实质是矢量细分技术, 缺点是硬件拓扑结构复杂, 从而降低了系统的可靠性, 同时也提高了实现成本; 此外, 采用离散空间矢量调制 DSVM (Discrete Space Vector Modulation) 技术也是一种减小转矩脉动的有效方法^[7-8], 该方法在每个采样周期内对转矩和定子磁链进行多次调节, 实际上是一种周期细分技术, 其缺点是周期不能划分过细, 否则开关逻辑表会变得过于庞大, 以至于难以实现; 近年来, 一些采用模糊控制^[9-10]、性能指标最优控制^[10-13]和预测控制^[14]的方法也被用于直接转矩控制系统, 可不同程度地减小直接转矩控制的转矩脉动, 取得了良好效果。

本文提出了一种转矩误差均方根极小的转矩脉

动抑制方法。在建立感应电机离散化模型的基础上, 对转矩脉动的产生机理进行分析, 以转矩误差均方根极小为目标, 将采样周期细分为非零电压矢量作用时间段和零电压矢量作用时间段, 导出了使转矩脉动极小的电压状态切换时间计算式。然后采用 MATLAB/Simulink 对感应电机的传统直接转矩控制和转矩脉动极小化直接转矩控制方法进行了仿真。在此基础上, 以电机控制专用数字信号处理器 TMS320F2812 和二电平 IGBT 逆变器为核心构建电机驱动控制系统, 采用 C 语言编写了带转矩脉动抑制环节的感应电机直接转矩控制程序, 完成了驱动控制实验。仿真与实验结果表明本文提出的方法可有效减小转矩脉动, 提高感应电机直接转矩控制系统的综合性能。

1 感应电机的数学模型

在静止参考坐标系 ($d-q$ 坐标系) 中, 以定子电流和定子磁链为状态变量的感应电机状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\lambda_s}{dt} \\ \frac{di_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} + j\omega_r \right) & -j\omega_r - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \lambda_s \\ i_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} U_s \quad (1)$$

电磁转矩方程为:

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

或写成:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} (\lambda_s \times \lambda_r) = \frac{3}{2} \frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} |\lambda_s| |\lambda_r| \sin \delta \quad (3)$$

其中, R_s, R_r 分别为定子、转子电阻; $\lambda_s = \lambda_{ds} + j\lambda_{qs}$ 和 $\lambda_r = \lambda_{dr} + j\lambda_{qr}$ 分别为定子和转子磁链复矢量; $i_s = i_{ds} + j i_{qs}$ 为定子电流复矢量; $U_s = U_{ds} + j U_{qs}$ 为定子电压复矢量; L_s, L_r, L_m 分别为定子自感、转子自感和互感; $\tau_s = L_s / R_s$

收稿日期: 2014-12-13; 修回日期: 2015-08-16

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (60974009)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (60974009)

为定子时间常数; $\tau_r=L_r/R_r$ 为转子时间常数; ω_r 为转子的电角速度; $\sigma=1-L_m^2/(L_s L_r)$ 为漏感系数; p 为电机的极对数; δ 为定子磁链矢量和转子磁链矢量之间的夹角,即转矩角。

2 转矩脉动分析和抑制方法

2.1 转矩脉动分析

通常感应电机在额定转速以下运行时,为充分利用电机的定额,电机的磁链幅值应保持在额定值基本不变。因此,由式(3)可知,调节电机的输出转矩是通过改变定子磁链矢量和转子磁链矢量之间的夹角 δ 来实现的。

由于定子磁链方程可表示为:

$$\frac{d\lambda_s}{dt} = U_s - i_s R_s \quad (4)$$

忽略定子电阻压降,式(4)离散化后可得:

$$\lambda_{k+1} - \lambda_k \approx U_s t_{sp} \quad (5)$$

其中, t_{sp} 为采样周期; k 表示第 k 次采样。

由式(5)可知,通过切换非零电压空间矢量和零电压空间矢量,能够控制定子磁链矢量的转动或停止,从而改变定子磁链矢量和转子磁链矢量之间的夹角,达到控制电机输出转矩的目的。

图 1 是定子磁链和空间电压矢量,图中 ω_e 为定子磁链的旋转角速度。逆变器的 8 种开关状态对应 8 个基本的电压矢量(6 个非零矢量 U_1-U_6 , 2 个零矢量 U_0, U_7), 每 2 个非零的电压矢量在空间上相隔 60° 电角度,图 1 中虚线将电压矢量空间划分为区间 1—6。表示空间区间的位置变量 $\theta_s(N)$ 可写成:

$$-\frac{\pi}{6} - (1-N)\frac{\pi}{3} \leq \theta_s(N) < \frac{\pi}{6} - (1-N)\frac{\pi}{3} \quad (6)$$

其中, $N=1, 2, \dots, 6$ 对应区间 I、II、...、VI。

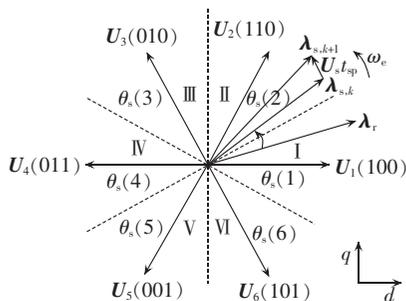


图 1 定子磁链矢量与空间电压矢量

Fig.1 Stator flux vector and space voltage vector

在传统的直接转矩控制系统的数字实现中, 1 个控制周期 t_{sp} 内, 逆变器只输出 1 个电压空间矢量。该电压矢量与上一个采样时刻的转矩误差 $E_T = T_e^* - T_e$ 、磁链误差 $E_\lambda = |\lambda_s^*| - |\lambda_s|$ 以及定子磁链 λ_s 的位置有关, 通过查表方式来确定(上标 * 表示给定参考值或期望值, 后同)。

表 1 是确定电压空间矢量的开关逻辑表。表中,

d_λ, d_r 分别是磁链滞环控制器和转矩滞环控制器输出。当电机输出转矩大于参考值($E_T < 0, d_r = -1$)时, 适当选择电压矢量, 可使定子磁链矢量向转矩角减小的方向运动, 从而使转矩减小; 当电机输出转矩小于给定值($E_\lambda < 0, d_r = 1$)时, 适当选择电压矢量, 可使定子磁链矢量向转矩角增大的方向运动, 从而使转矩增大。每一个电压矢量是在 PWM 周期开始时确定的, 并在整个周期内保持不变。由于电压矢量一直作用于电机, 定子电流、定子磁链和输出转矩始终沿着一个方向变化。在转矩误差较小、采样周期较大或滞环宽度较小等情况下, 所选择的电压矢量可使转矩在小于采样周期的较短时间内就达到参考值, 而由于数字控制的周期性, 在余下的时间里电压空间矢量将继续作用于电机, 使转矩沿原来的方向变化, 从而造成较大的转矩脉动。

表 1 开关逻辑表

Table 1 Switching logic table

d_λ	d_r	开关逻辑
1	1	U_{N+1}
	0	U_0, U_7
	-1	U_{N-1}
0	1	U_{N+2}
	0	U_0, U_7
	-1	U_{N-2}

以下对电机的转矩脉动进行定量分析, 设在下一个采样周期 t_{sp} 内, 作用于电机的电压空间矢量为 $U_s^* = U_{N,k} = U_{ds}^* + j U_{qs}^*$, 则将方程(1)离散化后可得:

$$\lambda_{s,k+1} = \lambda_{s,k} + (U_{s,k} - i_{s,k} R_s) t_{sp} \quad (7)$$

$$i_{s,k+1} = i_{s,k} + \left\{ \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} + j \omega_r \right) \lambda_{s,k} - \right.$$

$$\left. \left[j \omega_r + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) \right] i_{s,k} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{N,k} \right\} t_{sp} \quad (8)$$

离散化方程(2), 并忽略 t_{sp} 的高次项, 则可得在 第 $k+1$ 次采样时间 t_{sp} 内, 由非零电压矢量 $U_{N,k}$ 作用引起的转矩增量为:

$$\frac{\Delta T_{e,k+1}}{t_{sp}} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) T_{e,k} + \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left(i_{s,k} U_{N,k}^* - j \omega_r i_{s,k} \lambda_{s,k}^\dagger - \frac{1}{\sigma L_s} U_{N,k} \lambda_{s,k}^\dagger \right) \quad (9)$$

其中, Im 表示取复数的虚部; 上标 \dagger 表示复变量的共轭复数。由式(9)可得 $k+1$ 次采样时电机输出转矩为:

$$T_{e,k+1} = T_{e,k} + \Delta T_{e,k1} + \Delta T_{e,k2} \quad (10)$$

$$\Delta T_{e,k1} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) T_{e,k} t_{sp}$$

$$\Delta T_{e,k2} = \frac{3}{2} p \left[(U_{ds,k}^* i_{qs,k} - U_{qs,k}^* i_{ds,k}) + \right.$$

$$\left. \frac{1}{\sigma L_s} (U_{ds,k}^* \lambda_{qs,k} - U_{qs,k}^* \lambda_{ds,k}) - \omega_r (i_{ds,k} \lambda_{ds,k} + i_{qs,k} \lambda_{qs,k}) \right] t_{sp}$$

通过观察式(10)可见 $\Delta T_{e,k1}$ 与电压矢量 $U_{N,k}$ 和

电机的转速 ω_r 、磁链和电流均无关,仅与第 k 次采样时的转矩有关,在第 $k+1$ 次采样周期 t_{sp} 内可视为常量,且总是起到减少转矩绝对值的作用。而 $\Delta T_{e,k2}$ 不仅与电机的状态变量有关,而且可通过逆变器的输出电压矢量 $U_{N,k}$ 来改变其大小。

2.2 转矩脉动抑制方法

由式(9)可知,当非零电压矢量 $U_{N,k}$ 作用使电机输出转矩增加时,由于控制周期很小,在1个采样周期内,磁链、转速和电流变化不大,可近似为定值,则转矩的上升可视为线性增加,其斜率可表示为:

$$f_1 = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) T_{e,k} - \frac{3}{2} p \left[\omega_r (i_{ds,k} \lambda_{ds,k} + i_{qs,k} \lambda_{qs,k}) - \frac{1}{\sigma L_s} (U_{qs,k}^* \lambda_{ds,k} - U_{ds,k}^* \lambda_{qs,k}) + (i_{qs,k} U_{ds,k}^* - i_{ds,k} U_{qs,k}^*) \right] \quad (11)$$

同理,当零电压矢量作用时,转矩下降斜率为:

$$f_2 = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) T_{e,k} - \frac{3}{2} p \omega_r (i_{ds,k} \lambda_{ds,k} + i_{qs,k} \lambda_{qs,k}) \quad (12)$$

图2所示为电机处于稳态运行状态时,在1个控制周期 t_{sp} 内,非零电压矢量和零电压矢量交替作用时的输出转矩波形,其中在 $0 \sim t_s$ 内是非零电压矢量 $U_{N,k}$ 作用,在 $t_s \sim t_{sp}$ 内是零电压矢量作用。

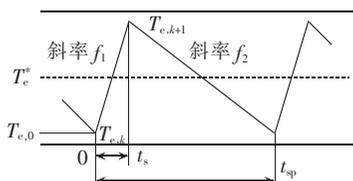


图2 转矩的稳态波形图

Fig.2 Steady-state waveform of torque

若采用转矩误差的均方根值表示转矩脉动的大小,由图2可得在1个采样周期内转矩均方根误差的平方 $T_{e_ripple}^2$ 为:

$$T_{e_ripple}^2 = \frac{1}{t_{sp}} \int_0^{t_s} (f_1 t + T_{e,0} - T_e^*)^2 dt + \frac{1}{t_{sp}} \int_0^{t_{sp}} (f_2 t - f_2 t_s + f_1 t_s + T_{e,0} - T_e^*)^2 dt \quad (13)$$

其中, $T_{e,0}$ 为转矩初始值; T_e^* 为转矩参考给定值。

令 $\frac{\partial T_{e_ripple}^2}{\partial t} = 0$,可得非零电压矢量作用时间 t_s 为:

$$t_s = \frac{2(T_e^* - T_{e,0}) - f_2 t_{sp}}{2f_1 - f_2} \quad (14)$$

根据以上分析,可归纳出转矩脉动抑制方法的实现步骤如下。

- a. 根据当前时刻的转矩和磁链误差以及定子磁链所处位置,由开关逻辑表1选择合适的电压矢量。
- b. 根据式(11)和(12)计算 f_1 、 f_2 ,并根据式(14)计算出切换时间 t_s 。
- c. 根据计算出的 t_s 确定电压矢量的作用时间。若 $t_s < 0$,则在整个采样周期内,选取零电压矢量;若 $0 < t_s < t_{sp}$,在 $0 \sim t_s$ 内选择非零电压矢量,在 $t_s \sim t_{sp}$ 内选择零电压矢量;若 $t_s > t_{sp}$,则在整个采样周期内,选择非零电压矢量。
- d. 在下个控制周期回到步骤a。

将上述转矩脉动抑制方法引入传统的直接转矩控制系统,可得如图3所示改进的直接转矩控制系统结构图。其中的定子磁链 λ_s 和磁链角 θ_s 由式(15)所示的电压模型估计。

$$\begin{cases} \hat{\lambda}_{ds} = \int (u_{ds} - R_s i_{ds}) dt \\ \hat{\lambda}_{qs} = \int (u_{qs} - R_s i_{qs}) dt \\ |\hat{\lambda}_s| = \sqrt{\hat{\lambda}_{ds}^2 + \hat{\lambda}_{qs}^2} \\ \hat{\theta}_s = \arctan(\hat{\lambda}_{qs} / \hat{\lambda}_{ds}) \end{cases} \quad (15)$$

其中,“^”表示估计值。

定子相电压由式(16)计算:

$$\begin{cases} u_a = \frac{1}{3} U_{dc} (2s_a - s_b - s_c) \\ u_b = \frac{1}{3} U_{dc} (-s_a + 2s_b - s_c) \end{cases} \quad (16)$$

其中, s_a 、 s_b 、 s_c 为逆变器开关状态,取值为1或0。

转矩由式(17)估算:

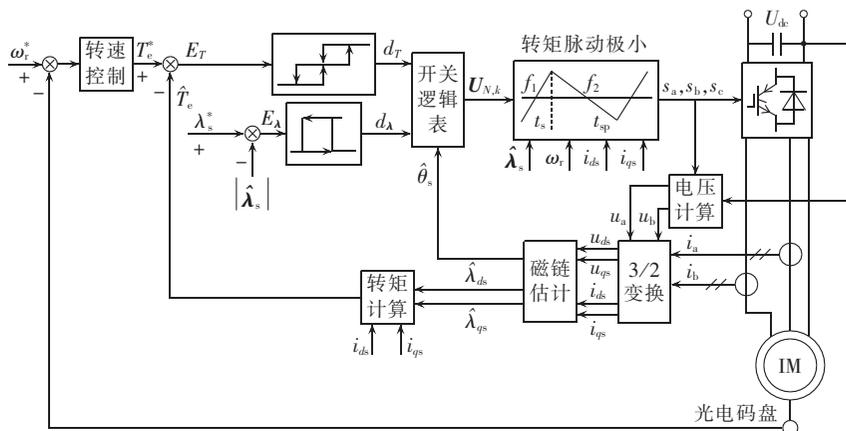


图3 改进的直接转矩控制系统结构图

Fig.3 Structure of improved DTC system

$$\hat{T}_e = \frac{3}{2}p(\hat{\lambda}_{ds}i_{qs} - \hat{\lambda}_{qs}i_{ds}) \quad (17)$$

需要说明的是,本文在进行数字控制系统设计时,采用电压模型式(15)估计定子磁链,考虑到电机驱动系统的电压和电流检测采样是在每个 PWM 采样周期开始时进行的,因此在使用式(16)计算定子电压值时,仍然采用的是 PWM 周期开始时由开关逻辑表给出的逆变器开关状态值(s_a, s_b, s_c),并未考虑在 1 个 PWM 采样周期内非零电压矢量和零电压矢量交替作用的影响。由于开关周期很小,这种简化处理并不会对电压测量精度产生大的影响。

3 仿真与实验结果

3.1 仿真结果

为验证本文提出滑模观测器的有效性,采用 MATLAB/Simulink 建立感应电机直接转矩控制系统的仿真模型。仿真时采用的感应电机参数如下:额定功率 $P_N=0.55$ kW,额定电压 $U_N=220$ V,额定电流 $I_N=1.5$ A;额定转速 $n_N=1390$ r/min;极对数 $p=2$;定子电阻 $R_s=12.8$ Ω ,转子电阻 $R_r=12.8$ Ω ;互感 $L_m=0.73$ H,定子自感 $L_s=0.785$ H,转子自感 $L_r=0.785$ H;电机转子惯量 $J=0.035$ kg·m²;粘滞阻力系数 $b=0.001$ N·m·s。仿真时设置直接转矩控制系统内环转矩滞环比较器的宽度为 $\varepsilon_T=0.2$ N·m,磁链滞环控制器的带宽 $\varepsilon_\psi=0.02$ Wb,PWM 采样周期 $t_{sp}=100$ μ s,定子磁链给定值 $\lambda_s^*=0.85$ Wb。转速控制器参数 $K_p=0.5, K_i=10$,输出转矩限幅 $T_{\max}=\pm 3.5$ N·m,转速控制周期取为 $10t_{sp}$ 。电机给定转速为 $\omega_r=60$ rad/s,空载启动, $t=1$ s 时加 $T_L=1$ N·m 的负载。在电机启动过程中,先对其施加一个恒定的电压矢量进行励磁,待磁链幅值达到预先设定值后,再切入直接转矩控制。

图 4 和图 5 分别为传统直接转矩控制和转矩脉动极小直接转矩控制仿真结果,图中从上至下分别为转速、转矩和相电流响应曲线。图 6 为稳态(转速 $\omega_r=60$ rad/s,负载转矩 $T_L=1$ N·m)时 2 种控制方法的转矩输出局部放大的比较,可见本文给出的改进直接转矩控制的转矩脉动明显小于传统的直接转矩控制。

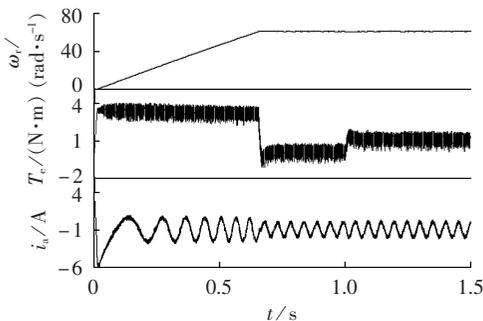


图 4 传统直接转矩控制仿真结果

Fig.4 Simulative results of traditional DTC

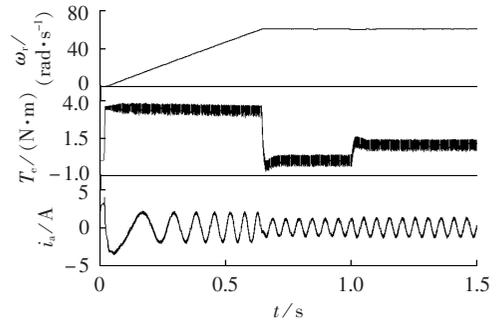


图 5 本文直接转矩控制仿真结果

Fig.5 Simulative results of proposed DTC

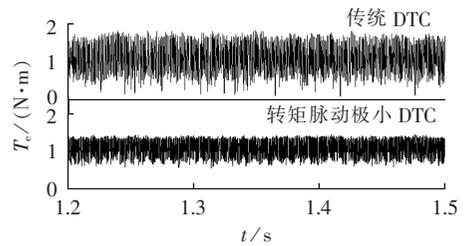


图 6 2 种 DTC 转矩输出仿真结果比较

Fig.6 Comparison of simulative torque output between 2 DTCs

3.2 实验结果

为了检验上述转矩脉动抑制方法的有效性,本文对图 3 所示改进的直接转矩控制系统进行了实验,并与传统直接转矩控制进行了比较。实验系统以 TI 电机控制专用数字信号处理器 TMS320F2812 为控制器,IGBT 逆变器为功率驱动单元。实验中电机参数与仿真时采用电机相同。系统采用霍尔传感器检测相电流和直流母线电压,分辨率为 1024 脉冲/转的光电码盘检测电机转速。实验中的 PWM 采样周期取为 $t_{sp}=100$ μ s,定子磁链给定值 $\lambda_s^*=0.65$ Wb,电机给定转速为 $\omega_r=60$ rad/s,转矩滞环宽度 $\varepsilon_T=0.2$ N·m,定子磁链滞环宽度 $\varepsilon_\psi=0.02$ Wb。转速控制器参数 $K_p=0.15, K_i=1.2$,输出转矩限幅 $T_{\max}=\pm 3.5$ N·m,转速控制周期取为 $10t_{sp}$ 。

图 7 与图 8 分别为轻载条件下,传统直接转矩控制和转矩脉动极小直接转矩控制实验结果,图中从上至下分别为转速、转矩和相电流响应曲线。图 9 为

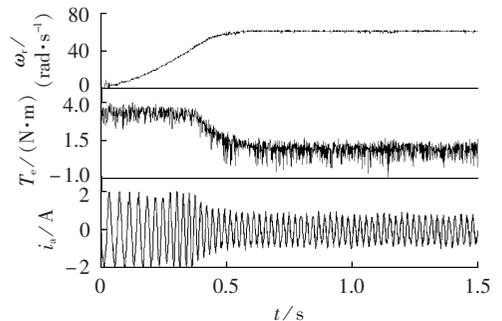


图 7 传统直接转矩控制实验结果

Fig.7 Experimental results of traditional DTC

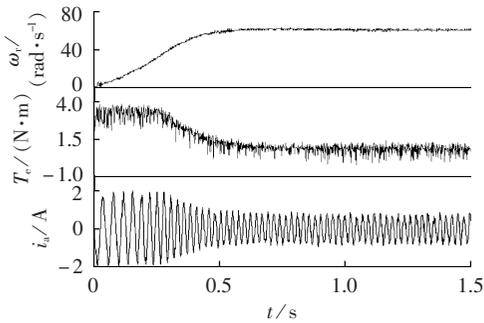


图 8 本文直接转矩控制实验结果

Fig.8 Experimental results of proposed DTC

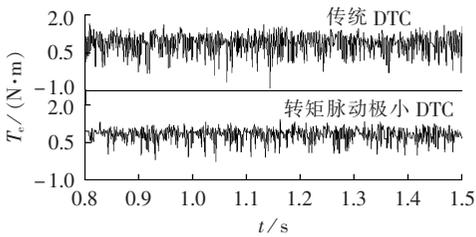


图 9 2 种 DTC 转矩输出实验结果比较

Fig.9 Comparison of experimental torque output between 2 DTCs

稳态(转速 $\omega_r=60 \text{ rad/s}$, 负载转矩 $T_L \approx 0.9 \text{ N}\cdot\text{m}$)时 2 种控制方法的转矩输出放大比较,从中可见本文提出的直接转矩控制的输出转矩脉动总体上小于传统的直接转矩控制,在电机轻载运行时效果尤其明显。

4 结论

针对传统直接转矩控制系统转矩脉动大的问题,基于周期细分思想,采用一类转矩误差均方根极小的转矩脉动抑制策略,合理地将采样周期分割为非零电压矢量作用时间段和零电压矢量作用时间段,从而有效地减小了感应电机在稳态运行时的转矩脉动。仿真和实验结果表明该方法不仅能够保持传统直接转矩控制系统结构简单、转矩动态响应快的特点,而且可以有效减小输出转矩的脉动,是一种具有良好应用前景的高性能感应电机控制方法。

参考文献:

- [1] BIMAL K B. Power electronics and motion control technology status and recent trends[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1993, 29(5):902-909.
- [2] 雷丹,袁爱进,陈汝义. 基于 TMS320LF2407 的新型直接转矩控制系统[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(8):53-55.
LEI Dan, YUAN Aijin, CHEN Ruyi. Improved DTC technique based on TMS320LF2407 DSP[J]. Electric Power Automation Equipment, 2006, 26(8):53-55.
- [3] 徐进,张学. 基于 SVPWM 的 DTC 转矩脉动减小研究[J]. 电力自动化设备, 2005, 25(6):41-42.
XU Jin, ZHANG Xue. DTC with torque-pulsation reduction based on SVPWM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2005, 25(6):41-42.
- [4] PETER V. Sensorless vector and direct torque control[M]. Ox-

ford, UK; Oxford University Press, 1998.

- [5] 孟庆春,叶锦娇,郭凤仪. 异步电动机直接转矩控制系统的改进方案[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(13):118-122.
MENG Qingchun, YE Jinjiao, GUO Fengyi. An improved scheme of induction motor direct torque control system[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(13):118-122.
- [6] 刘述喜,王明渝. 基于快速空间矢量调制算法的三电平直接转矩预测控制系统[J]. 电工技术学报, 2009, 24(2):35-41.
LIU Shuxi, WANG Mingyu. Direct torque predictive control system supplied by three-level inverter based on a fast SVPWM algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(2):35-41.
- [7] CASADEI D, SERRA G, TANI A. Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2000, 15(4):769-777.
- [8] 张爱玲,王震宇,杨文杰. 直接转矩控制系统中减小转矩脉动方案的比较[J]. 电机与控制学报, 2008, 12(5):566-570.
ZHANG Ailing, WANG Zhenyu, YANG Wenjie. Comparison between two kinds of reducing torque ripple of based on direct torque control[J]. Electric Machines and Control, 2008, 12(5):566-570.
- [9] ROMERAL L, ARIAS A, ALDABAS E, et al. Novel Direct Torque Control(DTC) scheme with fuzzy adaptive torque-ripple reduction [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2003, 50(3):487-491.
- [10] 李光叶,万健如,刘英培,等. 基于模糊零矢量永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(9):31-35.
LI Guangye, WAN Jianru, LIU Yingpei, et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on fuzzy zero-vector[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(9):31-35.
- [11] KANG J K, SUL S K. New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1999, 35(5):1076-1082.
- [12] SHYU K K, LIN J K, PHAM V T, et al. Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(9):3148-3156.
- [13] 张兴华,孙振兴,左厚贝. 感应电机空间矢量直接转矩控制系统的效率优化[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(7):52-55.
ZHANG Xinghua, SUN Zhenxing, ZUO Houbei. Efficiency optimization for space-vector direct torque control system of induction motor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(7):52-55.
- [14] BEERTEN J, VERVECKKEN J, DRIESEN J. Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(1):404-412.

作者简介:



张兴华

张兴华(1963—),男,广东始兴人,教授,博士,主要研究方向为电力传动控制、复杂系统控制等(E-mail:zxhnjut@163.com);
石万(1986—),男,江苏泗洪人,硕士研究生,研究方向为交流电机控制。

(下转第 150 页 continued on page 150)

WANG Ning, LI Linchuan, JIA Qingquan, et al. Classification of power quality disturbance signals using atomic decomposition method[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(4):51-58.

[14] 张英杰, 龚庆武, 李勋, 等. 基于 PSO 的原子分解法在谐波分析中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(15):41-48.

ZHANG Yingjie, GONG Qingwu, LI Xun, et al. Application of atomic decomposition based on PSO in inter-harmonics analysis [J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(15):41-48.

[15] LOVISOLO L, da SILVA E A B, RODRIGUES M A M, et al. Efficient coherent adaptive representation of monitored electric signals in power systems using damped sinusoids[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2005, 53(10):3831-3846.

[16] 杨维, 李歧强. 粒子群优化算法综述[J]. 中国工程科学, 2004, 6(5):87-93.

YANG Wei, LI Qiqiang. Survey on particle swarm optimization algorithm[J]. Engineering Science, 2004, 6(5):87-93.

作者简介:



曲正伟

曲正伟(1979—),男,吉林德惠人,副教授,博士,主要研究方向为新能源电力系统经济调度与电能质量(E-mail:ysu_qzw@163.com);

郝婉茹(1989—),女,山西吕梁人,硕士研究生,主要研究方向为电能质量扰动分析(E-mail:969900752@qq.com);

王宁(1981—),男,河北辛集人,讲师,博士,主要研究方向为电能质量扰动分析。

Application of atomic rapid decomposition algorithm in power quality disturbance analysis

QU Zhengwei, HAO Wanru, WANG Ning

(Key Lab of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: An atomic rapid decomposition method is proposed for the analysis of power quality disturbance signal, which constructs the relative atom dictionary and serializes the discrete parameters of atoms to reduce the atom quantity of the reconstructed signal and make the result more accurate. The fast Fourier transform is adopted to obtain the optimal atom frequency in advance for the signals with wide frequency spans, such as harmonics, damping oscillation, etc., to reduce the dictionary scale. The matching pursuit algorithm based on the particle swarm optimization is adopted to choose the optimal atom reflecting the characteristics of power quality disturbance signal. Simulative case shows that, with better anti-noise ability, the proposed method can quickly extract the disturbance characteristics of power quality signals.

Key words: power quality; disturbance signal; atomic decomposition; continuous coherent dictionary; fast Fourier transforms; particle swarm optimization

(上接第 144 页 continued from page 144)

Torque ripple minimization of direct torque control system for induction motor

ZHANG Xinghua, SHI Wan

(College of Automation and Electrical Engineering, Nanjing Tech University, Nanjing 211816, China)

Abstract: Aiming at the large torque ripple of the direct torque control system for induction motor during the steady-state operation, a torque ripple suppression method is proposed. The mechanism of the torque ripple of direct torque control system is analyzed based on the discrete model of induction motor. With the minimum RMS torque error as the objective, a formula for calculating the optimal voltage vector switching moment is deduced by dividing the sampling period into the non-zero voltage vector section and the zero voltage vector section. Simulative and experimental results show that the proposed method significantly reduces the torque ripple of the direct torque control system.

Key words: induction motors; direct torque control; torque ripple analysis; torque ripple suppression