

滞环容差自适应算法的直接转矩控制研究

瞿成明¹, 时少军², 薛树功¹, 许 钢¹

(1. 安徽工程大学电气工程学院 安徽 芜湖 241000; 2. 合肥工业大学电气与自动化工程学院 合肥 230009)

【摘要】传统感应电机直接转矩控制(DTC)系统的滞环控制器为Bang-Bang控制,其滞环容差保持不变,因此低速下被调节的磁链和转矩具有较大脉动。为改善转矩和磁链响应,在传统滞环比较器基础上,提出了一种滞环容差自适应调节控制方法,通过对转矩或磁链误差的当前采样值和历史采样值以及滞环比较历史输出值的综合比较,得到当前滞环输出控制信号,并充分利用零电压矢量和反向电压矢量,达到满意控制效果。仿真结果表明该算法不仅能有效降低定子磁链和转矩脉动,也能够有效降低开关频率,提高了逆变器效率。

关键词 自适应算法; 滞环; 感应电机; 转矩控制

中图分类号 TP273.2; TP271

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2013.01.017

Research on Hysteresis Bandwidth Adaptive Algorithms in DTC Systems

QU Cheng-ming¹, SHI Shao-jun², XUE Shu-gong¹, and XU Gang¹

(1. School of Electrical Engineering, Anhui Polytechnic University Wuhu Anhui 241000;

2. School of Electrical & Automation Engineering, Heifei University of Technology Heifei 230009)

Abstract The bandwidth of the conventional hysteresis controller for the Bang-Bang control is constant in the direct torque control (DTC) systems of induction motors, thus the ripple of the tuned flux and torque is stronger in low speed. In order to improve the torque and flux response, a hysteresis bandwidth adaptive control algorithm is proposed on the basis of conventional hysteresis comparator. By the comprehensive comparison of the current sample value, historical sample value of the torque error or flux linkage error as well as the historical output values of the hysteresis comparator, the current hysteresis control signal is achieved, and the zero voltage vector and the backward voltage vector are used fully to achieve satisfactory control effect. The simulation result shows that the new hysteresis control algorithm can not only effectively reduce the stator flux and torque ripple, but also can effectively reduce the switching frequency, and improve the efficiency of the inverter.

Key words adaptive algorithms; hysteresis; induction motors; torque control

在传统的感应电机直接转矩控制方案中,实现磁链和转矩控制的滞环控制器,其滞环容差保持固定,因此转矩和磁链脉动较大^[1-2]。为优化感应电动机的转矩脉动,可使滞环控制器的滞环容差能在线自适应调节^[2-3],还可适当降低逆变器的开关损耗。

1 低速下影响转矩脉动因素分析

在以定子轴为参考坐标系下,定子磁链的估算方程为:

$$\psi_s = \frac{1}{T_s} \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt + \psi_{s0} \quad (1)$$

式中, ψ_{s0} 为定子磁链的初始值; ψ_s 为定子磁链矢量; $V_{s\alpha}$ 、 $I_{s\alpha}$ 、 R_s 分别为定子电压矢量、定子电流

矢量、定子电阻; T_s 为系统采样时间。

通过忽略式(1)中定子电阻 R_s ,可以简写为:

$$\Delta\psi_s = V_s \cdot \Delta t \quad (2)$$

式中, $\Delta\psi_s$ 是因应用了新的定子电压矢量而使定子磁链变化的量。式(2)表明定子磁链的改变依赖定子输入电压矢量和该矢量的作用时间 Δt 。图1表示了 $\Delta\psi_s$ 的径向和切向分量 $\Delta\psi_{sr}$ 和 $\Delta\psi_{st}$ 。

从图1中,能观察到为增加 ψ_s ,必须选择一个能使 ψ_{sr} 分量变大的电压矢量。另外,由定子、转子磁链幅值和它们之间的夹角 θ_{sr} 构成的转矩为^[4]:

$$T_e = P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\psi_s| * |\psi_r| \sin \theta_{sr} \quad (3)$$

收稿日期: 2012-03-20; 修回日期: 2012-06-19

基金项目: 安徽省高校省级科学重点研究项目(KJ2011A029)

作者简介: 瞿成明(1973-),男,副教授,主要从事电力传动与运动控制方面的研究。

式中,漏磁系数为:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (4)$$

P 为极对数; ψ_s 和 ψ_r 分别是定子和转子磁链; L_s 和 L_r 分别是定子和转子自感; L_m 为定、转子互感。

稳态下, $|\Delta\psi_s|$ 和 $|\Delta\psi_r|$ 几乎恒定, T_e 仅决定于角度 θ_{sr} 。因此,使 $\Delta\psi_{st}$ 变大的定子电压矢量将能更有效地控制转矩。从图1中,可以看到超前于磁链的开关电压矢量 V_s 能更快地使 ψ_s 远离 ψ_r ,因此会增加 θ_{sr} 和 T_e 。使用零电压矢量(V_0, V_7), ψ_s 不变而 ψ_r 前向运动,降低了 θ_{sr} 也即 T_e 。如果使用零电压矢量时间足够长, ψ_r 将超前于 ψ_s , θ_{sr} 将变负^[5],进而产生制动转矩,会降低转速。因此,定子电压矢量的累积运用在转矩脉动方面具有重要作用。通过交替使用有效的开关和零电压矢量,能够很好地控制电机的转矩脉动。在较低转子速度下, ψ_r 运动太慢而不能使转矩很快降低时,运用使定子磁链反向旋转的电压矢量将是较好的选择,这样可更有效地控制转矩。

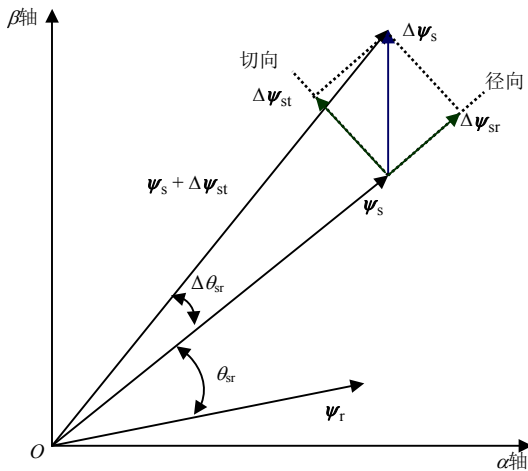


图1 转子、定子磁链矢量及定子磁链增量分解图

在有效的定子电压矢量影响下,电机转矩将一直保持增加或减少,直到其达到了转矩滞环容差边界。此时,下一采样周期,按照开关表选择另外定子电压矢量,以改变前一电压矢量影响。由于磁链和转矩各自独立控制,转矩脉动只受转矩滞环容差的影响,不受磁链滞环容差的影响。但由于控制系统的离散性,即使滞环容差为0的情况下,仍然会存在转矩脉动。这是由于受采样周期的限制,而采样周期是受开关频率和逆变器损耗约束的。

转矩滞环限幅容差选择原则:转矩脉动大小和逆变器开关频率必须在一定范围内。若限幅宽太小,可能导致用反向电压矢量代替零电压矢量,且大幅

提高了逆变器开关频率,而不恰当选取反向电压矢量可能造成转矩丢失,从而使转矩脉动变得更大而超出滞环限制。在一个采样周期内,转矩变化的斜率是电机速度、定子电压、定子磁链和转子磁链矢量的函数,由下式给出^[4]:

$$\text{slope}^+ = -\frac{T_e(k)}{\sigma\tau_{sr}} + \frac{3PL_m}{8\sigma L_s L_r} [(V_s - j\omega_m \psi_s) j\psi_r] \quad (5)$$

$$\text{slope}^- = -\frac{T_e(k)}{\sigma\tau_{sr}} + \frac{3PL_m}{8\sigma L_s L_r} [(-j\omega_m \psi_s) j\psi_r] \quad (6)$$

式中, $\tau_{sr} = L_s L_r / (L_r R_s + L_s R_r)$; ω_m 为电动机机械角速度; $T_e(k)$ 是在第 k 个采样点的电磁转矩值。这两个方程都依赖于电机速度 ω_m 。然而,在低速情况下,正斜率远大于负斜率,即转矩达到滞环上下限的时间,开关频率会随转子速度而改变。这一概念能进一步通过机械侧动态方程考虑。为简化分析,暂不考虑摩擦损耗,机械侧动态方程可表达为:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (7)$$

式中, T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; J 为电机转动惯量。

速度误差可被定义为:

$$\Delta\omega = \omega_m - \omega_m^* \quad (8)$$

因此,

$$T_e - T_L = J \frac{d}{dt} (\Delta\omega + \omega_m^*) \quad (9)$$

由于 ω_m^* 是一常数,因此,可进一步简化为:

$$\frac{d}{dt} (\Delta\omega) = \frac{T_e - T_L}{J} \quad (10)$$

上式表明,速度误差变化率和转矩脉动呈近似线性关系。

2 传统滞环比较器控制方式分析

1) 对磁链滞环比较器,有:

$$H_{\psi_s}[k] = 1 \quad \Delta|\psi_s| > H_{B_{\psi U}} \quad (11)$$

$$H_{\psi_s}[k] = -1 \quad \Delta|\psi_s| < H_{B_{\psi L}} \quad (12)$$

$$H_{\psi_s}[k] = H_{\psi_s}[k-1] \quad H_{B_{\psi L}} \leq \Delta|\psi_s| \leq H_{B_{\psi U}} \quad (13)$$

式中, $H_{B_{\psi U}}$ 和 $H_{B_{\psi L}}$ 表示磁链滞环比较器的上限与下限; $\Delta|\psi_s|$ 是实际磁链幅值与给定磁链幅值之间的差; $H_{\psi_s}[k]$ 和 $H_{\psi_s}[k-1]$ 是当前和前一采样时刻的磁链滞环比较输出。

2) 对转矩三层滞环比较器:

按照文献[6],三层滞环比较器用于控制转矩脉动,其开关规则定义为:

$$H_{T_c} = 1 \quad T_e < T_{ref} - H_{B_{TU}} \quad (14)$$

$$H_{T_c} = 0 \quad T_e = T_{ref} \quad (15)$$

$$H_{T_c} = -1 \quad T_e > T_{ref} - H_{B_{TL}} \quad (16)$$

式中, $H_{B_{TU}}$ 和 $H_{B_{TL}}$ 为转矩滞环比较器的上限与下限; T_e 为实时电磁转矩值; H_{T_c} 是当前时刻的转矩滞环比较输出; T_{ref} 是给定转矩。

由于控制系统的离散特性, 方程式(15)的控制效果有待改进, 如使用零矢量情况几乎不出现。因此, 前向电压矢量(1)和后向电压矢量(-1)在控制系统中的应用十分频繁, 这将提高开关频率, 增加转矩脉动。另外, 由于开关频率提高会相应增加逆变器开关损耗, 使逆变器效率降低。

传统滞环比较器都是具有固定容差的Bang-Bang控制, 它们要控制的参数(磁链和转矩)斜率是变化的。由于电压矢量的切换都是在一个采样周期结束后进行(数字控制系统具有离散特性), 若在某个采样时刻转矩非常接近滞环边界, 带有非常大斜率的转矩脉动在一个采样周期内穿过滞环比较器所设定的边界, 控制变量会引入非常大的脉动, 极端情况下, 若控制的是电机转矩, 会引起电机震动。

3 滞环容差自适应算法原理及实现

1) 转矩滞环比较器。为消除传统的滞环比较器具有固定限幅的缺点, 设计的滞环限幅自适应调节原理为:

$$H_{T_c}[k] = 1 \quad \text{如果} \begin{cases} e_T[k] > H_{B_{TU}} \\ \text{或} \\ e_T[k] > K_0, H_{T_c}[k-1] \equiv 1 \end{cases} \quad (17)$$

$$H_{T_c}[k] = 2$$

$$\text{如果} \begin{cases} e_T[k] \leq H_{B_{TU}}, e_T[k] \geq H_{B_{TL}}, H_{T_c}[k-1] \neq 1 \\ \text{或} \\ e_T[k] \geq H_{B_{TL}}, e_T[k] \leq K_0 \end{cases} \quad (18)$$

$$H_{T_c}[k] = 3 \quad e_T[k] < H_{B_{TL}} \quad (19)$$

改进的转矩滞环比较器的输入-输出曲线如图2所示。所选择的常数值: $H_{B_{TU}}$ 、 $H_{B_{TL}}$ 和 K_0 分别是1、-1和-0.3, $H_{B_{TL}}$ 和 K_0 都是负数; 转矩误差 e_T 是电动机给定转矩与实际转矩之差; $e_T[k]$ 和 $e_T[k-1]$ 表示当前采样时刻和前一采样时刻转矩误差, 是用零电压矢量降低转矩并避免反向电压矢量使用不当。

根据以上算法, 可减少电磁转矩在下降区间的斜率, 且逆变器开关频率也会降低, 因此在反向转矩区域减少了转矩的脉动。不仅如此, 该算法还存储

了额外的能量以适应应用负转矩矢量的要求, 并因此使系统更有效率。为了在变负载条件下改进系统的动态特性, 并避免较大的正转矩脉动, 可在 K_0 处与转矩达到 $H_{B_{TL}}$ 之前的小时间间隔内, 应用负电压矢量, 这是该算法的关键性质。对于 K_0 的值及该点与 $H_{B_{TL}}$ 间的距离, 则由不同负载和速度条件下的系统特性决定。滞环比较器容差自适应算法原理框图及实现如图3所示。

滞环的限幅容差在这个方案中不是恒定的。转矩脉动控制通过动态改变滞环容差实现, 改变量 (ΔB_w) 可由图3中的算法计算。

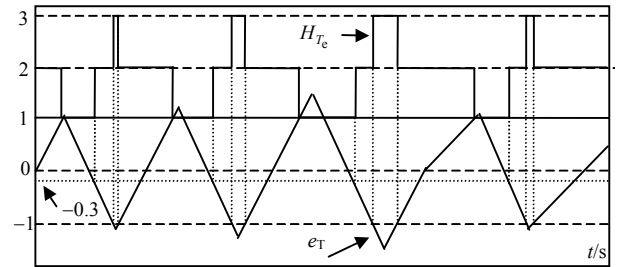
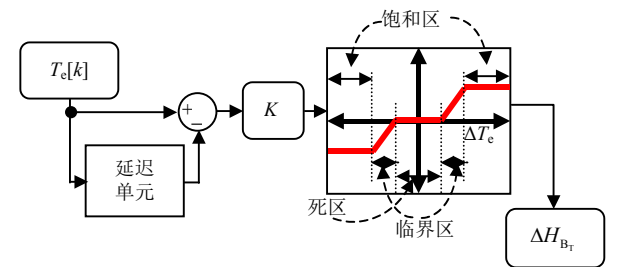


图2 变容差三层转矩滞环比较器的输入输出信号关系
[注: 纵坐标的意义: 1) e_T 幅度与所设定的幅度容差限(-1,1)之间的相对关系; 2) H_{T_c} 输出的 1、2、3 分别是实际滞环输出的 -1、0、1]

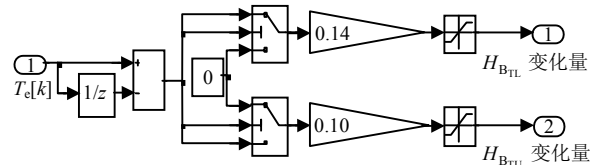
图3中, 3个区域的长度由不同条件下基于系统响应得出的仿真结果决定, 最有效的部分是临界区。当前采样时刻容差改变可以在前一采样时刻转矩的估计值改变的基础上进行预测。转矩滞环的最终上下限分别为:

$$H_{B_{TU}} = H_{B_{TU}} - K_{TU} \Delta H_{B_T} \quad (20)$$

$$H_{B_{TL}} = H_{B_{TL}} + K_{TL} \Delta H_{B_T} \quad (21)$$



a. 算法原理图



b. 算法实现图

图3 滞环比较器容差自适应算法原理框图及实现

标定因子 K_{TL} 、 K_{TU} 的值在方案中为0.14和0.1。最终的容差选择：转矩峰值(含在设置点的正和负)保持在边界($H_{B_{TU}}$, $H_{B_{TL}}$)附近尽可能小的偏差以内。由于逆变器最高开关频率的限制，转矩峰值总是不大可能达到所定义的最大限度。

2) 磁链滞环比较器。由于只是两层滞环，对磁链滞环调节器变容差的方法和转矩滞环调节器相比比较简单。定子磁链的斜率为：

$$\Delta|\psi_s| = |\psi_s(k) - \psi_s(k-1)| \quad (22)$$

式中， k 是当前采样时刻； $k-1$ 为前一采样时刻。

磁链滞环控制器的容差变化是基于磁链的斜率

和类似于图3中转矩滞环比较器的算法。磁链斜率越小，最终的滞环容差越大。因磁链滞环是两层滞环，和转矩滞环自适应容差类似，磁链滞环比较器的最终自适应滞环容差为：

$$H_{B_{\psi U}}^u = H_{B_{\psi U}} - K_{\psi U} \Delta H_{B_{\psi}} \quad (23)$$

$$H_{B_{\psi L}}^u = H_{B_{\psi L}} + K_{\psi L} \Delta H_{B_{\psi}} \quad (24)$$

标定因子 $K_{\psi L}$ 、 $K_{\psi U}$ 的值在当前方案中是常数，分别为0.214和0.214。最终的容差选择是磁链峰值(含在设置点的正和负)保持在边界($H_{B_{\psi U}}$, $H_{B_{\psi L}}$)附近尽可能小的偏差以内。

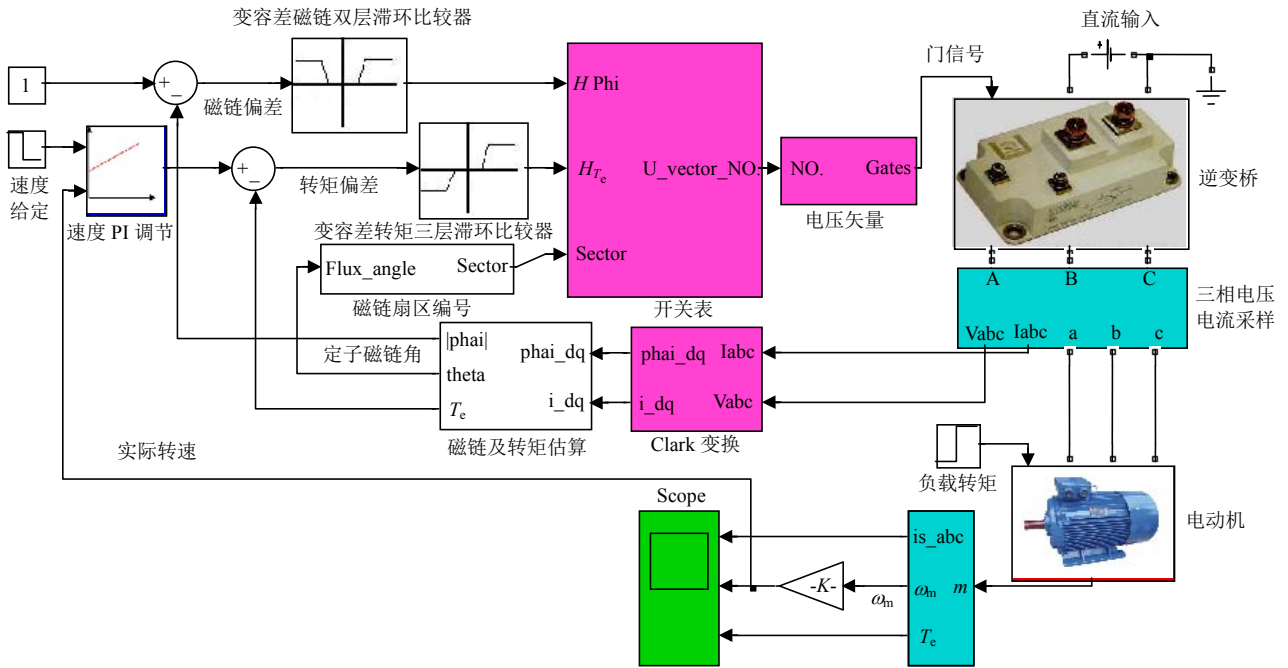


图4 仿真模型Simulink框图

仿真参数如表1所示。

表1 仿真参数表

物理量	数值
相数	3
极对数	2
额定频率/Hz	50
额定转速/rpm	1 500
额定功率/kW	3.73
额定输入线电压/V	380
定、转子间互感 L_m /H	0.203 7
定子漏感 L_{σ} /mH	5.974
转子漏感 L_{σ} /mH	5.974
每相定子电阻/ Ω	1.115
每相转子电阻/ Ω	1.083
转子转动惯量/ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$	0.02
转子阻尼常数/ $\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$	0.005 752

图5~图7显示了在电动机负载为20 N·m(额定负载)且转速为300 rpm(20%额定转速)，在0.5 s负载转矩阶跃突变为10 N·m时的系统响应。图5a和图5b显示了采用传统滞环比较器和变容差滞比较器时，定子磁链的比较，其中， $\psi_{s\alpha}$ 表示定子磁链在 α 轴的分量， $\psi_{s\beta}$ 表示定子磁链在 β 轴的分量。很明显，结果得到改进。脉动幅度降低，且尖峰较少。定子电流的脉动和磁链脉动成比例^[7]。因此，类似于定子磁链的较满意结果也能够得到。

比较在图6a和图6b中，在同样负载条件下，采用自适应滞环控制器后，其电流尖峰更小。这样，就会按比例地在改进的系统中存储能量。在DTC中，观察到最重要的性质是其转矩脉动幅度。

图7a和图7b显示基于DTC的传统滞环比较器和

变容差滞比较器情况下的比较。结果说明在瞬态情况下, 脉动量被自然地减少了, 且通过正确选择电压矢量, 响应也较快。

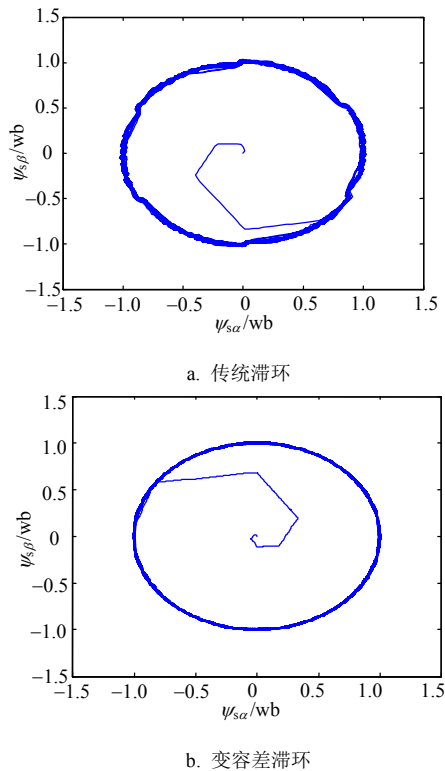


图5 转速为300 rpm, 负载转矩由20 N·m阶跃到10 N·m时的定子磁链响应

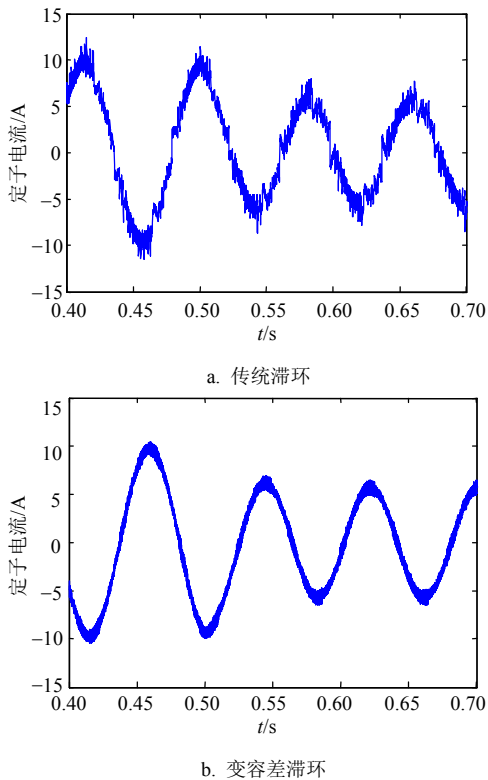


图6 定子A相电流波形对比

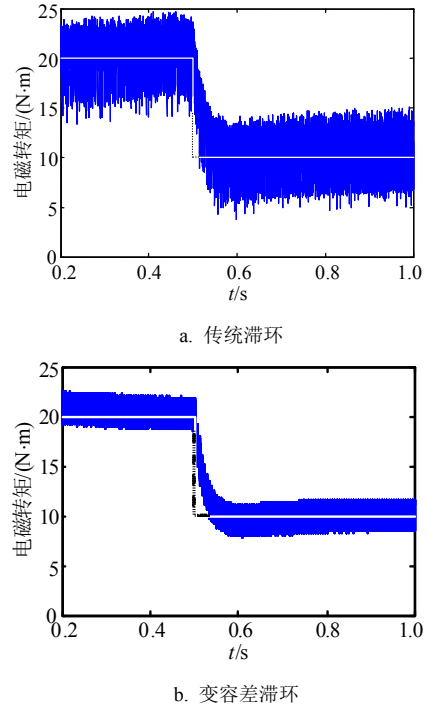


图7 电磁转矩脉动对比, 负载转矩以白色(空白部分用黑色虚线)折线标出

5 结论

滞环容差自适应算法模型能够使电机转矩脉动在瞬态和稳态下都能够降低, 且定子磁链和电流脉动的降低也具有实际意义。算法使逆变器开关频率明显减少, 且几乎恒定。若再能正确选择合适的开关方案, 将使逆变器开关损耗更小。由于转矩脉动降低, 使电机运行噪声减小。该算法运行要求控制器件, 特别是实现算法的数字器件运算速度较高, 一般需要DSP实现。

参考文献

[1] 郭兴众. 采用滞环调节的直接转矩控制系统新型建模研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2008, 22(3): 16-20.
GUO Xing-zhong. Research on novel modeling of direct torque control system with whole-speed range based on block ring regulation[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2008, 22(3): 16-20.

[2] 瞿成明, 江明, 陈其工. 直接转矩控制转矩脉动最小化方法研究[J]. 电子科技大学学报, 2006, 35(6): 942-945.
QU Cheng-ming, JIANG Ming, CHEN Qi-gong. Research on torque ripple minimum approach of direct torque control system[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2006, 35(6): 942-945.

[3] JIDIN A, IDRIS N R N, YATIM A H M, et al. An optimized switching strategy for quick dynamic torque control in DTC-hysteresis-based induction machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3391-3400.

[4] IDRIS N R N, YATIM A H M. Direct torque control of

- inducts machine with constant switching frequency and reduced torque ripple[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(4): 758-767.
- [5] JEF B, JAN V, JOHAN D. Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(1): 404-412.
- [6] FATIHA Z, RACHD N S. Direct torque control of induction motor with fuzzy minimization torque ripple[J]. Journal of Electrical Engineering, 2005, 56(7-8): 183-188.
- [7] HEINS G, THIELE M, BROWN T. Accurate torque ripple measurement for PMSM[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2011, 60(12): 3868-3874.
- [8] MARIN P K. Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1995, 42(4): 344-350.
- [9] DIMITER D, HANS H, MICHAEL R. An introduction to fuzzy control[M]. 2nd ed. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [10] ZHANG Yong-chang, ZHU Jian-guo, HU Jie-feng. Model predictive direct torque control for grid synchronization of doubly fed induction generator[C]//Electric Machines & Drives Conference (IEMDC). Sydney, Australia: IEEE, 2011: 765-770.
- [11] 李夙. 异步电动机直接转矩控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
LI Su. Direct torque control of asynchronous motor[M]. Beijing: China Machine Press, 1998.
- [12] 周扬忠, 胡育文. 交流电动机直接转矩控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- ZHOU Yang-zhong, HU Yu-wen. Direct torque control for AC motor[M]. Beijing: China Machine Press, 2010.
- [13] 高圣伟, 汪友华, 蔡燕, 等. 基于模糊逻辑的DTC减小转矩脉动方法研究[J]. 河北工业大学学报, 2011, 40(3): 62-65.
GAO Sheng-wei, WANG You-hua, CAI Yan, et al. Research on reducing torque ripple of DTC fuzzy logic-based[J]. Journal of Hebei University of Technology, 2011, 40(3): 62-65.
- [14] 徐艳平, 钟彦儒. 扇区细分和占空比控制相结合的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 102-108.
XU Yan-ping, ZHONG Yan-ru. Sectors subdivision and duty ratio control combined direct torque Ccontrol for permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 102-108.
- [15] JEYASHANTHI J, HEMAMAHESWARI V, THILAGAM G L, et al. A novel approach for a multirate 3 level carrier SVM of DTC based IM drive[C]//Recent Advancements in Electrical, Electronics and Control Engineering (ICONRAEeCE). Kariapatti, India: [s.n.], 2011: 78-81.
- [16] MINO A G, MUNOZ H G A, ROMERAL J L, et al. Implementation of the direct torque control (DTC) in current model with current starting limiter[C]//Electrical Communications and Computers (CONIELECOMP). Puebla, Mexico: [s.n.], 2012: 278-282.

编辑 漆蓉

(上接第47页)

- [12] PENG Yan-hua, TANG Bin, LÜ Ming. Fast method for spreading sequence estimation of DSSS signal based on maximum likelihood function[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2010, 21(6): 948-953
- [13] DOUGLAS A, BODIE H J B. Carrier detection of PSK signals[J]. IEEE Trans on Communications, 2001, 49(3): 487-496.
- [14] BUREL G. Detection of spread spectrum transmissions using fluctuations of correlation estimators[C]//IEEE Int Symp on Intelligent Signal Processing and Communication Systems. Honolulu, Hawaii: IEEE, 2000.
- [15] 张花国, 李立萍, 陈天麒. 一种DS/SS信号盲同步算法[J]. 电子科技大学学报, 2007, 36(2): 207-209.
ZHANG Hua-guo, LI Li-ping, CHEN Tian-qi. An approach to blind synchronization of DS/SS signals[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2007, 36(2): 207-209.
- [16] VILLARES J, VAZQUEZ G. The Gaussian assumption in second-order estimation problems in digital communications[J]. IEEE Trans Signal Process, 2007, 55(10): 4994-5002.
- [17] STOICA P, MOSES R L. Introduction to spectral analysis[M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1997.
- [18] CARVALHO E D, CIOFFI J, SLOCK D. Cramer-Rao bounds for blind multichannel estimation[C]//Proc Global Telecommun Conf. San Francisco, CA: 2000: 1036-1040.
- [19] CARVALHO E D, SLOCK D. Blind and semi-blind FIR multichannel Estimation: (Global) identifiability conditions [J]. IEEE Trans Signal Process, 2004, 52(4): 1053-1064.
- [20] STOICA P, NG B C. On the Cramer-Rao bound under parametric constrains[J]. IEEE Trans Signal Process Lett, 1998, 5(7): 177-179.

编辑 税红